

POLITECHNIKA ŚLĄSKA
WYDZIAŁ AUTOMATYKI, ELEKTRONIKI
I INFORMATYKI
KATEDRA ELEKTRONIKI, ELEKTROTECHNIKI
I MIKROELEKTRONIKI



Politechnika
Śląska

Rozprawa doktorska

Redukcja zniekształceń napięcia wyjściowego
falowników napięcia przeznaczonych do systemów UPS
dla normatywnych obciążeń

mgr inż. Łukasz Dyga

Promotor:

prof. dr hab. inż. Zbigniew Rymarski

Promotor pomocniczy:

dr inż. Krzysztof Bernacki

Gliwice 2022

PODZIĘKOWANIA

Składam serdeczne podziękowania mojemu promotorowi
prof. dr hab. inż. Zbigniewowi Rymarskiemu za wieloletnią współpracę.
Podziękowania składam również prof. Pooya Davari za opiekę i pomoc merytoryczną
w badaniach przeprowadzonych podczas stażu w Aalborg University w Danii.

Spis treści

Wykaz skrótów.....	8
Lista symboli.....	11
1. Tematyka pracy.....	14
1.1 Wstęp.....	14
1.2 Uzasadnienie podjęcia tematu.....	15
2. Cel pracy.....	16
2.1 Opis badań.....	16
2.2 Teza rozprawy.....	19
3. Wymagania jakości napięcia wyjściowego w oparciu o obowiązujące normy.....	20
3.1 Definicje dopuszczalnych wartości zniekształceń harmonicznycy.....	20
3.2 Teoria mocy pozornej, rzeczywistej i biernej w układach z sinusoidalnymi przebiegami wyjściowymi.....	24
3.3 Teoria mocy pozornej, rzeczywistej i biernej w układach z niesinusoidalnymi przebiegami wyjściowymi.....	28
3.4 Teoria mocy chwilowej pq	31
4. Podział falowników napięcia.....	34
4.1 Porównanie topologii falowników jedno- i trój- fazowych.....	34
4.2 Różne typu obciążenia VSI w zastosowaniach dla UPS – stanowisko wyspowe.....	36
4.3 Sposoby ograniczenia występowania zniekształceń napięcia wyjściowego.....	38
5. Sprężenie zwrotne i jego wpływ na jakość napięcia wyjściowego – dyskretna analiza małosygnałowa uwzględniająca modulację PWM. Dyskretny model falownika bazujący na równaniach stanu.....	39
6. Projektowanie filtra wyjściowego falownika oraz dobór jego parametrów.....	45
6.1 Wyznaczanie wartości parametrów filtra wyjściowego $L_F C_F$	47
6.2 Analiza rzeczywistych parametrów filtra wyjściowego $L_F C_F$ na podstawie pomiarów charakterystyk częstotliwościowych funkcji sterowania układu.....	50
7. Zasady sterowania przełącznikami mostka na wejściu falownika.....	53
7.1 Eliminacja poszczególnych harmonicznycy korzystając z metody SHE.....	55
7.2 Transformacja układu trójfazowego do dwufazowego ortogonalnego układu stacjonarnego $\alpha\beta$	58
7.3 Transformacja układu trójfazowego do dwufazowego układu wirującego dq	59
7.4 Trzy typy schematów modulacji jednofazowej 3-poziomwej.....	60
8. Sterowanie Passivity Based Control jako ulepszona metoda sterowania nadążnego.....	63

8.1	Klasyczne podejście to sterowania typu pasywnego dla jednofazowego falownika.....	65
8.2	Zmodyfikowane sterowanie nadążne typu „ <i>passivity</i> ” – Improved Passivity Based Control 2 (IPBC2).....	68
8.3	Wyniki pomiarów w trójfazowym modelu eksperymentalnym ze sterowaniem IPBC2 dla zrównoważonego obciążenia.....	77
8.4	Wyniki pomiarów w trójfazowym modelu eksperymentalnym dla niezrównoważonego obciążenia.....	78
9.	Sterowanie predykcyjne.....	79
9.1	Podstawowy podział sterowań predykcyjnych.....	79
9.2	Model Predictive Control (MPC) – sterowanie typu predykcyjnego, oparte na problemie optymalizacji funkcji kosztów falownika napięcia.....	81
9.3	Opis liniowych zależności falownika i stanów przełączających klucze mostka H tranzystorów falownika.....	82
9.4	Model dyskretny MPC.....	85
9.5	Wyniki symulacji układu regulacji MPC.....	89
9.6	Wyniki modelu eksperymentalnego regulacji MPC.....	89
10.	Porównania efektywności sterowania predykcyjnego i nadążnego. Odporność sterowania na zmiany parametrów filtra wyjściowego $L_F C_F$	90
11.	Zarządzanie przepływem energii w systemach UPS wykorzystujących sieci impedancyjne jako sposób na obniżenie zniekształceń napięcia wyjściowego.....	94
11.1	Analiza schematu modelu z uwzględnieniem różnych trybów pracy oraz źródeł zasilania.....	94
11.2	Redukcja zniekształceń w trybie ładowania akumulatora.....	95
11.3	Zastosowanie ogniwa PV na wejściu układu – badanie pracy w trybie MPPT.....	105
12.	Wpływ częstotliwości przełączania f_c na efektywność zastosowanych sterowań. Analiza teoretyczna w oparciu o zastosowany mikrokontroler.....	115
13.	Nowe metody oceny jakości napięcia wyjściowego falowników.....	118
13.1	Kompleksowe wykorzystanie analizy falkowej do oceny napięcia wyjściowego falownika.....	118
13.2	Teoria falek i doboru falki matki transformaty CWT.....	119
13.3	Metody obliczenia jednego wspólnego parametru oceny jakości napięcia wyjściowego.....	121
13.4	Wyniki symulacji przebiegów napięcia wyjściowego dla różnych typów obciążenia.....	122
13.5	Porównanie wyników wielkości poszczególnych parametrów oceny jakości wyjściowej falownika.....	125

13.6	Wnioski	125
14.	Podsumowanie	126
14.1	Ocena realizacji tezy rozprawy doktorskiej	126
14.2	Plany dalszych badań w oparciu o wyniki otrzymane w rozprawie	127
	Bibliografia.....	129
	Dodatek	141

Wykaz skrótów

2L-VSI	– dwupoziomowy falownik napięcia
AC	– napięcie zmienne (ang. Alternative Current)
CDM	– metoda sterowania oparta na wyznaczaniu współczynników równania charakterystycznego układu zamkniętego (ang. Coefficient Diagram Method)
CSI	– falownik prądu (ang. Current Source Inverters)
CWT	– ciągła transformata falkowa (ang. Continuous Wavelet Transform)
DC	– napięcie stałe (ang. Direct Current)
DMC	– algorytm sterowania predykcyjnego oparty na dyskretnym w czasie modelu liniowym i odpowiedzi skokowej (ang. Dynamic Matrix Control)
DWT	– dyskretna analiza falkowa stosowana głównie w celu filtracji przebiegów (ang. Discrete Wavelet Transform)
ESR	– szeregową rezystancją zastępczą (ang. Equivalent Series Resistance)
FC	– falownik z kondensatorami o zmiennym potencjale (ang. flying capacitor)
FCS	– sterowanie predykcyjne oparte o skończony horyzont predykcji (ang. finite control set)
FOH	– ekstrapolator pierwszego rzędu (ang. First Order Hold)
GPC	– algorytm sterowania predykcyjnego wykorzystujący dyskretnie równania różnicowe (ang. Generalized Predictive Control)
HVAC	– dział branży technicznej zajmujący się ogrzewaniem, wentylacją oraz klimatyzacją (ang. Heating, Ventilation, Air Conditioning)
IEEE	– ang. Institute of Electrical and Electronics Engineers
IPBC2	– sterowanie typu pasywnego oparte na zasadach bilansowania energii w oparciu o funkcję Hamiltonianu systemu
LQR	– regulator liniowo-kwadratowy (ang. Linear-quadratic Regulator)
LUT	– tablicowanie – technika wykorzystywania zbioru danych zapisanych w tablicy służąca do wykonywania operacji związanych bezpośrednio ze sterowaniem (ang. Lookup table)
MISO	– sterowanie typu wielow wejściowego o jednej zmiennej wyjściowej (ang. Multiple-Input Single-Output)
MKP	– kondensator typu polipropylenowego

MPC	– sterowanie predykcyjne opierające się na modelu obiektu (ang. Model Predictive Control)
MPPT	– algorytm śledzenia punktu o maksymalnej mocy (ang. Maximum Power Point Tracking)
MTBF	– średni czas pomiędzy usterkami badanego układu
NPC	– falownik typu wielopoziomowego, z poziomowaniem diodowym
PBC	– sterowanie typu pasywnego (ang. Passivity Based Control)
PCC	– punkt wspólnego przyłączenia, w którym urządzenia sieci łączą się z siecią elektroenergetyczną (ang. Point of Common Coupling)
PF	– współczynnik mocy (ang. Power Factor)
PFC	– eliminacja mocy biernej z mocy pobieranej ze źródła, prowadząca do zwiększenia współczynnika mocy (ang. Power Factor Correction)
PH	– system oparty na teorii dynamiki opisanej równaniami Hamiltonianu (ang. Port Hamiltonian)
PID	– regulator proporcjonalno-całkująco-różniczkujący
PV	– fotowoltaika (ang. Photovoltaic)
PWM	– modulacja szerokością impulsów (ang. Pulse Width Modulation)
QWF	– zaproponowany współczynnik oceny jakości napięcia wyjściowego na bazie transformaty czasowo-częstotliwościowej
qZSI	– falownik wykorzystujący na wejściu układ podnoszący napięcie - sieć impedancyjną w strukturze tzw. quasi sieci impedancyjnej
RHC	– sterowanie z przesuwającym horyzontem (ang. Receding Horizon Control)
RPC	– sterowanie powtarzalne (ang. Repetitive Control)
SHE	– metoda eliminacji harmonicznych układu z przebiegu napięcia (ang. Selective Harmonic Elimination)
SISO	– sterowanie typu jednowyjściowego jednej zmiennej wyjściowej (ang. Single-Input Single-Output)
SVPWM	– modulacja wektora przestrzennego (ang. Space Vector Pulse Width Modulation)
THD	– współczynnik zniekształceń napięcia wyjściowego (ang. Total Harmonic Distortion)
UF	– współczynnik niezrównoważenia (ang. Unbalance Factor)
UPS	– układ bezprzerwowego zasilania napięcia (ang. Uninterruptible Power Supplies)

- VFD – układ, w którym zarówno częstotliwość napięcia wyjściowego jak i napięcie są zależne od napięcia zasilającego (ang. Voltage Frequency Dependent)
- VFI – układ, w którym napięcie i jego częstotliwość są niezależne od napięcia zasilającego (ang. Voltage Frequency Independent)
- VI – układ, w którym tylko częstotliwość napięcia wyjściowego jest zależna od napięcia zasilającego (ang. Voltage Independent)
- VRLA – rodzaj akumulatora bezobsługowego kwasowo-ołowiowego – żelowego lub AGM (ang. Valve Regulated Lead Acid)
- VSI – falownik napięcia (ang. Voltage Source Inverter)
- WBG – półprzewodniki o szerokim paśmie wzbronionym np. SiC, GaN (ang. Wide Bandgap)
- WF – zaproponowany współczynnik jakości w oparciu o pole powierzchni pod wykresem płaszczyzny ciągłej transformaty falkowej CWT napięcia wyjściowego falownika
- WTHD – ważony współczynnik zniekształceń napięcia wyjściowego (ang. Weighted Total Harmonic Distortion)
- ZOH – ekstrapolator zerowego rzędu (ang. Zero Order Hold)
- Z-source – układ oparty na źródle impedancyjnym, pełniącym również rolę konwertera podnoszącego napięcie wejściowe

Lista symboli

C_F – pojemność kondensatora filtra wyjściowego	i_{OUT} – prąd wyjściowy falownika
D – moc dystorsji (ang. Distortion Power)	i_{OUT_RMS} – wartość skuteczna (RMS) prądu wyjściowego jednofazowego falownika
d_b – współczynnik czasu ładowania baterii w okresie przetwarzania	I_{SC} – prąd zwarcia ogniwa PV
d_z – czas zwarcia impulsów sieci impedancyjnej	I_{SCmax} – maksymalny prąd zwarcia (ang. maximum short circuit current at PCC)
f_c – częstotliwość przełączania sygnału modulowanego	i_{LZ} – prąd dławika sieci impedancyjnej
f_m – częstotliwość modulacji/podstawowa	I_{LZav} – prąd średni płynący przez dławik sieci impedancyjnej
f_s – częstotliwość próbkowania	i_{LZA} – trójkątna składowa prądu dławika
g – funkcja celu sterowania MPC oparta na różnicy wielkości mierzonych i predykowanych	J – macierz wzajemnych oddziaływań połączeń sterowania pasywnego PBC
h_1 – harmoniczna podstawowa	J_c – funkcja kosztów sterowania predykcyjnego MPC
$H_{PWM}(s)$ – funkcja przejścia modulatora PWM (łącznie z mostkiem)	$ k_u $ – wartość modułu funkcji przejścia
I_1 – wartość skuteczna prądu harmonicznej podstawowej	K_{ctrl} – funkcja przejścia sterowania falownika
i_{CF} – prąd płynący przez kondensator filtra wyjściowego	K_v – współczynnik wzmocnienia napięciowego wykorzystywany w sterowaniu typu PBC
I_k – wartość skuteczna prądu k-tej harmonicznej	L_F – indukcyjność dławika filtra wyjściowego
i_{LF} – prąd płynący przez cewkę filtra wyjściowego	M – współczynnik głębokości modulacji
I_{Lmax} – maksymalny wymagany prąd obciążenia (ang. maximum demand load current at PCC)	m_a – amplitudowy współczynnik głębokości modulacji
i_{LOAD} – prąd obciążenia falownika	

m_f – częstotliwościowy współczynnik głębokości modulacji	S_{sw} – stany przełączające 0/1 modulatora PWM
η – sprawność systemu	T_0 – okres dyskretyzacji
P – moc czynna (ang. real power)	T_c – okres sygnału modulowanego prostokątnego
P_a – najwyższa wartość amplitudy uzyskana po transformacji CWT	T_{ST} – czas zwarciov
P_{max} – maksymalna moc osiągnięta przez ogniwo PV	THD_i – współczynnik zniekształceń harmonicznyc
P_R – funkcja kosztów równa sumie modułów mocy biernych w elementach filtra L_F i C_F lub moc bierna	THD_v – współczynnik zniekształceń harmonicznyc
P_s – najwyższa wartość amplitudy uzyskana po transformacji CWT dla ostatniego rzędu macierzy	U_1 – wartość skuteczna napięcia harmonicznej podstawowej
Q – moc bierna (ang. reactive power)	U_k – wartość skuteczna napięcia k-tej harmonicznej
R_{CF} – zastępcza pasywna rezystancja szeregowo kondensatora filtra wyjściowego	V_1 – objętość pod powierzchnią CWT
R_i – współczynnik dodatkowego tłumienia wykorzystywany w sterowaniu typu PBC (współczynnik wzmocnienia prądowego)	V_2 – objętość pod powierzchnią CWT
R_{LF} – rezystancja szeregowo cewki filtra wyjściowego	V_{BATT} – napięcia na akumulatorze
R_O, R_{LOAD} – obciążenie rezystancyjne falownika	v_{CF} – napięcie na kondensatorze C_F
R_{Onom} – nominalne obciążenie rezystancyjne falownika	v_{ctrl} – znormalizowane napięcie wejściowe modulatora PWM
S – moc pozorna (ang. apparent power)	V_{DC} – stałe napięcie wejściowe falownika
S – optymalny sektor przełączeń dla sterowania predykcijnego MPC	V_{fin} – napięcie wejściowe filtra
S_1, S_2, S_3, S_4 – klucze tranzystorowe	V_{IN} – napięcie wejściowe falownika

- v_{OUT} – sinusoidalne napięcie wyjściowe w mostku falownika
- v_{OUT_hl} – napięcie wyjściowe podstawowej harmonicznej
- v_{OUT_hn} – napięcie wyjściowe n-tej harmonicznej
- v_{OUT_RMS} – wartość skuteczna napięcia wyjściowego
- v_{out_un} – niezrównoważone napięcie wyjściowe
- $v_{outa}, v_{outb}, v_{outc}$ – napięcia przewodowe wyjściowe falownika trójfazowego
- $v_{outab}, v_{outbc}, v_{outac}$ – napięcie międzyfazowe falownika trójfazowego
- v_{PWM} – napięcie PWM na wyjściu mostka falownika, na wejściu filtra wyjściowego
- v_{REF} – sinusoidalne napięcie odniesienia falownika przybliżone funkcją schodkową
- λ – współczynnik mocy falownika określany także jako PF
- λ_d – parametr strojenia stanów przełączających MPC
- ξ – współczynnik tłumienia filtra
- Ψ – falka podstawowa (ang. mother wavelet)
- ω_0, f_0 – częstotliwość rezonansowa
- ω_{F0}, f_{F0} – częstotliwość rezonansowa filtra wyjściowego
- ω_m, f_m – podstawowa częstotliwość napięcia wyjściowego
- ω_{rmax}, f_{rmax} – częstotliwość dla maksymalnego wzmocnienia filtra wyjściowego
- $\omega_{\beta\gamma}, f_{\beta\gamma}$ – częstotliwość szczytowa falki

1. Tematyka pracy

1.1 Wstęp

Falowniki to jedne z podstawowych urządzeń elektronicznych znajdujących zastosowanie m.in. w układach elektroniki mocy i szeroko pojętej energoelektroniki [104], [112], [113]. Są podstawowymi elementami zespołów gwarantowanego zasilania. Obecnie głównymi zastosowaniami falowników są sterowniki silników indukcyjnych prądu stałego i przemiennego, układy bezprzerwowego zasilania „*Uninterruptible Power Supply*” UPS, układy zasilania w instalacjach fotowoltaicznych PV, pozyskiwania energii z elektrowni wiatrowych oraz systemy oddające energię elektryczną do sieci dystrybucyjnej [19]. Ponadto falowniki stosuje się również w układach „*Heating, Ventilation, Air Conditioning*” HVAC. Falowniki DC/AC dzielimy na falowniki prądu „*Current Source Inverter*” CSI, falowniki z siecią impedancyjną „*Impedance Source Inverter*” ZSI oraz falowniki napięcia „*Voltage Source Inverter*” VSI [79], które są przedmiotem rozprawy doktorskiej. W falownikach typu VSI sterujemy napięciem wyjściowym. W tego typu układach wykonywane są operacje przetwarzające napięcie, gdzie amplituda napięcia wyjściowego jest utrzymywana na zadanym poziomie. Układy CSI, pracują jako źródło prądu zmiennego [19]. Zastosowanie takich falowników to przede wszystkim sterowanie silnikami elektrycznymi. W związku z szerokim zastosowaniem falowników napięcia jak i wymaganiami jeśli chodzi o warunki i miejsce ich pracy dla konkretnego środowiska np. w popularnych w zastosowaniu systemach podtrzymujących napięcie jest to jedna z najszybciej i nieustannie rozwijających się dziedzin elektroniki.

Według definicji zawartej w słowniku IEEE falownik to urządzenie, które zamienia napięcie stałe DC na napięcie zmienne AC o zdefiniowanej amplitudzie i częstotliwości, dodatkowo opisywane jako urządzenie pełniące odwrotną funkcję w stosunku do prostownika [74]. W związku z rolą jaką posiada w procesie dostarczania energii jego parametry pracy podlegają m.in. normom jakości napięcia wyjściowego. Przedmiotem rozprawy doktorskiej są falowniki napięcia DC/AC, które wchodzi w skład systemów bezprzerwowego zasilania UPS.

1.2 Uzasadnienie podjęcia tematu

Parametry, które muszą spełniać takie urządzenia są zawarte m.in. w dokumentach: PN-EN 62040:3:2005 [77], IEEE 519-1992 [52], PN-EN 50530 [78], PN-EN 61000-2-2 [76] oraz PN-EN 50160 [79]. Norma PN-EN 62040:3:2005 [77] uszczegółowia trzy podstawowe typy obciążenia, dla których należy przeanalizować jakość napięcia wyjściowego falownika (statyczne – liniowe rezystancyjne, nieliniowe prostownikowe - RC oraz dynamiczne).

W związku z różnymi zastosowaniami i różnymi typami obciążeń dla różnych rodzajów falowników mamy do czynienia z odmiennymi wymaganiami odnośnie jakości sygnału wyjściowego – v_{OUT} . Najbardziej szkodliwie harmoniczne, które wpływają na straty mocy falownika i zniekształcenia napięcia wyjściowego to harmoniczne o niskim indeksie. Sama topologia falownika w podanej analizie również ma znaczenie, na przykład dla trójfazowych falowników trójprzewodowych bez przewodu neutralnego ze zrównoważonym typem obciążenia nie obserwuje się trzeciej harmonicznej i jej nieparzystych wielokrotności w napięciach międzyfazowych [65], [77]. W przypadku falowników trójfazowych przeznaczonych do silników elektrycznych niekorzystne harmoniczne to $6n \pm 1$, gdzie n to wielokrotności tych harmonicznych, zazwyczaj eliminowane są one w parach [1], [65]. Na straty w silniku najbardziej niekorzystnie wpływają niskie harmoniczne o częstotliwości zbliżonej do częstotliwości podstawowej f_m [65].

W systemach typu UPS, które są przedmiotem rozprawy doktorskiej celem jest uzyskanie jak najniższej zawartości harmonicznych dla osiągnięcia jak najlepszego odwzorowania sygnału sinusoidalnego o zadanej częstotliwości – w naszym przypadku 50 Hz. Częstotliwość ta odnosi się do typowej częstotliwości używanej w Europie. Wyróżnia się również systemy pracujące z częstotliwością podstawową 60 Hz np. w USA, Kanadzie czy części Japonii. W zależności od klasy falownika wielkość harmonicznych może zależeć od wybranego sposobu modulacji szerokości impulsów PWM lub zastosowanej metody eliminacji harmonicznych „*selective harmonic elimination*” SHE [30], [107]. Parametrem zawartym w normie określającym jakość napięcia wyjściowego dla obciążeń statycznych jest współczynnik zniekształceń „*total harmonic distortion*” THD wyrażany w procentach. Na jego podstawie wyznacza się również klasę urządzenia producenta. Należy nadmienić, że dla obciążenia typu dynamicznego normatywnymi parametrami są natomiast czas dojścia do stanu ustalonego oraz wartość przeregulowania amplitudy wyjściowej, również zawarte w normie PN-EN 62040:3:2005 [77] (których ograniczenia zależą od klasy urządzenia i trybu pracy). W pracy doktorskiej zaproponowano i przedstawiono również inne nowe metody w zakresie analizy pracy falowników będące podstawą oceny jakościowej sygnału m.in. na bazie analizy czasowo-częstotliwościowej. Wykorzystując transformatę falkową [39], [42], [52], [66] zaproponowano współczynnik pomocniczy w odniesieniu do powszechnie stosowanego ważonego współczynnika „*weighted total harmonic*

distortion” WTHD [12], „*total distortion factor*” TDF oraz wspomnianego wcześniej zawartego w normach THD.

2. Cel pracy

2.1 Opis badań

Głównym celem pracy jest przedstawienie efektywności różnych metod redukcji zniekształceń napięcia wyjściowego falowników napięcia zaczynając od zaprojektowania filtra wyjściowego $L_F C_F$, dobór odpowiednich metod i schematów modulacji, analiza mocy czynnej i biernej oraz zaprojektowanie efektywnego układu regulacji uwzględniając opóźnienie występujące w sterowanym układzie. Odkształcenia te mogą wynikać z wielu przyczyn i być przyczyną nieprawidłowego działania urządzenia lub wpływać negatywnie na obciążenie falownika dostarczając sygnał o niedostatecznej jakości [30], [85].

Czynniki mające realny wpływ na jakość napięcia wyjściowego:

- a) wielkość przeregulowania sygnału sterującego wynikająca z trudnego do uniknięcia zjawiska nasycenia regulatora poszczególnych wartości zmiennych stanu sterowania oraz efektu „*windup*” [6], [10], typowego dla regulatora całkującego. Jedną z głównych metod zapobiegania temu niekorzystnemu zjawisku jest technika tzw. wstecznej kalkulacji, w której analiza sygnału odbywa się poprzez różnicę nasyconych i nienasyconych zmiennych sterowania w celu wygenerowania pożądanego zwrotnego sygnału sterującego. Efekt „*windup*” możemy zaobserwować podczas zastosowania na przykład regulatora PID, gdzie odpowiedź błędu może być utrzymywana dłużej w kontekście powolnej odpowiedzi zmiennej sterującej [10], [33]. Ze względu na duże zwiększanie się wartości amplitudy sygnału wyjściowego regulatora stosuje się różnego rodzaju ograniczenia zapobiegające temu zjawisku. W symulacjach stosuje się bloki „*saturation*” mające swoje zastosowanie zarówno w sygnale sterującym jak i w torze sprzężenia zwrotnego. W przypadku stosowania układów „*anti-windup*” w torze sprzężenia zwrotnego ograniczenie nie wpływa na człon proporcjonalny regulatora dzięki temu nie ma potrzeby znacznych ograniczeń odpowiedzi i dodatkowo jest możliwość stosowania elementów o innych charakterystykach nasycenia [25], [26]. Dzięki temu mamy większą swobodę jeśli chodzi o wartości graniczne ograniczenia, pozwalające na zaobserwowanie większego wpływu sterowania;

- b) opóźnienia w torze sterowania – w systemach sterowanych mikroprocesorowo co najmniej o jeden okres przetwarzania, wynikającego oraz dodatkowo opóźnień wynikającego ze sposobu działania dyskretnego modulatora PWM (zależne od rodzaju i typu modulacji) oraz dodatkowo opóźnień wynikających z zastosowanego układu regulacji np. regulacji nadążnej ze sprzężeniem zwrotnym [67];
- c) częstotliwość przełączania i ilość przełączników tranzystorowych mostka falownika uwzględniając moc obliczeniową mikroprocesora [86];
- d) tzw. czas martwy „*dead time*” niezbędny w sterowaniu tranzystorami mostka [83], [104]. Jest to efekt znaczący szczególnie przy wysokiej częstotliwości przełączania falownika, gdy następuje chwilowa utrata całego sterowania [107]. W celu uniknięcia tego niepożądanego zjawiska zazwyczaj konieczne jest przesunięcie poziomu sygnału odniesienia lub zastosowanie szybszych półprzewodników mostka na wejściu falownika [107]. Zależy on od typu stosowanych tranzystorów. Prowadzi do obniżenia amplitudy napięcia i prądu wyjściowego dodatkowo jego następstwem jest wprowadzenie dodatkowych harmonicznych do sygnału wyjściowego falownika;
- e) zastosowany schemat i rodzaj modulacji;
- f) rodzaj zastosowanego filtra wyjściowego falownika (materiałów rdzenia dławika [16] o różnej stratności, zastosowanie filtra aktywnego lub pasywnego);
- g) sposób gromadzenia i rozpraszania dodatkowo produkowanej energii np. w systemach zasilanych z ogniw PV [100];
- h) rodzaj i wielkość obciążenia lub sposób połączenia wyjścia falownika np. praca „na sieć”, podłączenie transformatora, baterii akumulatorów, odbiornika o nieliniowej charakterystyce (w przypadku podłączenia wyjścia falownika z siecią energetyczną – praca „*on grid*”, rozpatrujemy problem mocy biernej na wyjściu falownika). Dodatkowo należy wziąć pod uwagę rozwiązania mające na celu intencjonalne zwracanie mocy biernej oraz synchronizację z napięciem sieciowym, gdzie współczynnik mocy oddawanej do sieci jest celowo mniejszy niż 1, zauważalny między innymi w kaskadowym połączeniu kilku falowników [11];
- i) zakłócenia sygnałów pomiarowych sterowania, ilości mierzonych sygnałów – systemy MISO (Multi-Input Single-Output) oraz SISO (Single-Input Single-Output);
- j) nierównoważenie obciążenia w układach trójfazowych, gdzie obciążenie nie jest jednakowe dla wszystkich faz;

Ze względu na różne typy obciążenia zniekształcenia te mają również odmienny charakter. Odmiennie wielkości i kształty zniekształcenia występują dla nieliniowego obciążenia prostownikowego RC, inne dla obciążenia dynamicznego i statycznego rezystancyjnego [77], [85]. Podstawowym wyzwaniem podczas przeprowadzanych badań jest unifikacja i uniwersalność przedstawionych algorytmów sterowania m.in. w stanach niezrównoważenia obciążenia dla falowników trójfazowych oraz możliwości zastosowania rozwiązania dla jak największej ilości topologii falownika (łatwość strojenia parametrów, złożoność obliczeniowa – duży wpływ na dobór mikrokontrolera, dokładność przetworników AC mierzących sygnały i częstotliwości pracy procesora). Podczas badań eksperymentalnych wykorzystano moc obliczeniową modułu STM32 F407VG Discovery z procesorem Cortex-M4, gdzie jego częstotliwość taktowania podawana przez producenta to 168 MHz, a rozdzielczość przetworników AC to 12 bitów. Dodatkowo trzeba wziąć pod uwagę fakt, że przedstawiony algorytm sterowania powinien charakteryzować się odpornością na zmiany parametrów wynikających na przykład z właściwości materiałów magnetycznych rdzeni dławików filtra wyjściowego, które powinny zostać poddane analizie już w początkowej fazie projektowania [16].

W rozprawie doktorskiej zawarto wyniki analizy dla różnych typów falowników pracujących z różnymi typami obciążenia. Rozpoczęto od analizy wpływu sprzężenia zwrotnego i filtra wyjściowego $L_F C_F$ w szerokim zakresie częstotliwości. Ponadto dobrano odpowiedni schemat i rodzaj modulacji. Zaprojektowano filtr wyjściowy $L_F C_F$ i przedstawiono pomiary dławików w modelu eksperymentalnym pracującym z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego oraz wdrożono poszczególne metody sterowania nadążnego, także predykcyjnego. Dodatkowym nieodłącznym zagadnieniem związanym z analizą jakości napięcia wyjściowego jest odpowiedni opis, analiza i porównanie zastosowanych metod dla układów z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego i filtrem oraz w układzie zamkniętym z regulatorem. Dla porównania efektywności działania poszczególnych algorytmów sterowania przeprowadzono symulacje jak i weryfikacje na modelu eksperymentalnym stosując się do zaleceń w odniesieniu do układów niskonapięciowych do 1kV oraz o mocy do 3kVA zgodnie z zaleceniami EN 62040:3 [77]. Tylko dzięki analizie systemów regulacji typu MISO, uwzględniających więcej niż jeden parametr wejściowy jesteśmy w stanie uzyskać większą odporność na zmiany parametrów obciążenia jak i typ obciążenia również w warunkach stresu np. dla niezrównoważenia faz lub zmian napięcia wejściowego V_{DC} .

Zakres rozprawy doktorskiej:

- a) porównanie zmodyfikowanych metod sterowania w układach o więcej niż jedna zmienna wejściowa – MISO wykazujących dużą odporność na zmiany parametrów oraz szybkość i jakość regulacji obiektu. Realizacja ulepszonych sterowania typu „*passivity*” oraz model „*predictive control*” w odniesieniu do poprawy jakości napięcia wyjściowego falowników v_{OUT} w zastosowaniach dla systemów UPS dla różnych typów obciążenia, ilości faz, warunków pracy, zmiany parametrów filtra wyjściowego $L_F C_F$;
- b) zaproponowanie metody sterowania przepływem energii wykorzystującej złącze DC – „*DC link*”, układ peryferyjny podwyższający napięcie wyjściowe – qZ-Source, akumulator, ogniwo PV oraz falownik DC/AC jako jeden ze sposobów na obniżenie zniekształceń v_{OUT} przy jednoczesnych korzyściach takich jak niskie straty mocy, utrzymanie punktu maksymalnej mocy (MPP) ogniwa PV, możliwość ładowania baterii akumulatorów w celu późniejszego odzyskiwania energii;
- c) zaproponowanie jednego wspólnego współczynnika oceny jakości napięcia wyjściowego v_{ref} dla różnych typów obciążenia w oparciu o analizę czasowo-częstotliwościową, ciągłą transformację falokową dla zadanej częstotliwości przełączania f_c .

2.2 Teza rozprawy

Zmniejszenie poszczególnych zniekształceń napięcia wyjściowego falownika można uzyskać zarówno poprzez odpowiedni projekt i dobór parametrów filtra wyjściowego, przez zastosowanie odpowiedniego liniowego układu regulacji jak i przez zastosowanie układów bilansujących energię w układach z sieciami impedancyjnymi zasilanymi z ogniw PV. Kryteria oceny zniekształceń napięcia wyjściowego muszą brać pod uwagę zmiany parametrów napięcia wyjściowego dla wszystkich obciążeń zdefiniowanych w normach, biorąc pod uwagę limity dopuszczalnych wartości harmonicznych, czas dojścia do stanu ustalonego oraz wielkość przeregulowania w zależności od typu obciążenia układu.

3. Wymagania jakości napięcia wyjściowego w oparciu o obowiązujące normy

3.1 Definicje dopuszczalnych wartości zniekształceń harmonicznych

Jednym z podstawowych standardów europejskich określającym jakość sygnału wyjściowego i klasyfikację falowników w systemach UPS jest EN-62040 [77]. W normie tej w punkcie trzecim określa się jakość napięcia wyjściowego na podstawie klasyfikacji falownika do odpowiedniej grupy: X, S oraz Y, gdzie zazwyczaj pierwszy człon kodu to tryb pracy, drugi określa jakość ze względu na zawartość procentową THD, a trzeci możliwości dynamicznej pracy układu. Dodatkowo zostały w niej zawarte opisy metod określania właściwości i wymagania dotyczące badań dla poszczególnych trybów pracy i obciążeń. Standard ten jest niejako uzupełnieniem normy IEC 61000-2-2 [76]. Uszczegółowiając dla klasyfikacji typu S, współczynnik THD napięcia wyjściowego powinien być mniejszy niż 8% dla obciążenia typu liniowego oraz nieliniowego prostownikowego RC , gdzie $PF=0.7$ dla systemów działających poniżej napięcia 3 kVA. Jest to najczęściej spotykany typ obciążenia szczególnie w systemach komputerowych i serwerowniach. Dla kodu klasyfikacji X napięcie wyjściowe podobnie jak w klasie S, charakteryzuje się THD napięcia $< 8\%$ jednak tylko dla obciążenia liniowego. Ostatnią klasyfikacją jest Y, gdzie na wyjściu nie mamy przebiegu sinusoidalnego i nie spełnia się wymagań zgodnych z Tab. 3.1.1, gdzie zazwyczaj producent dostarcza informacji o kształcie przebiegu wyjściowego, jednak ograniczeniem jest szybkość narostu napięcia wyjściowego.

Dodatkowo norma EN 62040:3 [77] definiuje badanie dynamicznych charakterystyk wyjściowych UPS przy zmianach skokowych obciążenia. Odpowiednio do układu dołącza się obciążenie rezystancyjne (100% czynnej mocy wyjściowej), które składa się z dwóch obciążeń odpowiednio 80% i 20%. W normie zawarte są również kryteria oceny jakości napięcia wyjściowego, gdzie wyróżnia się 3 klasy falowników (1-3). Są to czas dojścia do stanu ustalonego oraz wielkość przeregulowania. Na bazie wykresów charakterystyk dynamicznych na wyjściu układu, gdzie przedstawiona jest zależność zmiany wartości nominalnej napięcia wyjściowego [%] w czasie [ms] wyróżnia się układy, w których błąd statyczny mieści się w granicach $\pm 10\%$ lub $+10\%$ i -20% . Wg normy [77] dla najmniej rygorystycznej trzeciej klasy i odpowiadających poszczególnych granicznych wartości obniżenia i zwwyżki napięcia przejściowego obciążenia VSI w systemie UPS muszą zachować przedział tolerancji trwający do 10 ms.

Jak podaje norma IEC 6100-2-2 [76] należy ponadto zwrócić uwagę na poziomy kompatybilności jeśli chodzi o interharmoniczne napięcia. Należy wziąć pod uwagę tylko te interharmoniczne, które są blisko częstotliwości podstawowej 50 lub 60 Hz.

Interharmoniczne są to wielkości odnoszące się do przebiegów o częstotliwości nie będącymi całkowitymi krotnościami częstotliwości składowej podstawowej [5], [107] zgodnie z [77] odgrywają coraz to większą rolę w analizie jakości napięcia wyjściowego. Wg normy w tym konkretnym przypadku część obciążeń jest szczególnie wrażliwa na niekorzystny efekt interharmonicznych, szczególnie lamp świetlnych, gdzie można zauważyć tzw. efekt migotania, Tab 3.1.1. Norma wyróżnia też takie pojęcia jak niezrównoważenie napięcia „*unbalance*”, gdzie wskazuje, że jest to zjawisko o dłuższym efekcie oddziaływania na cały system, dłuższym niż 10 min. W literaturze wyróżnia się współczynnik „*unbalance factor*” UF, jako stosunek napięcia RMS składowej przeciwnej do napięcia RMS składowej zgodnej [30]. Norma IEC 61000-2-2 [80] podaje, że dla trójfazowego układu niezrównoważenie napięcia określa się zależnością (3.1.1), wykorzystując pomiary napięcia międzyfazowego, U_{ab} , U_{bc} , U_{ca} .

$$v_{out_un} = \sqrt{\frac{6 * (U_{ab}^2 + U_{bc}^2 + U_{ca}^2)}{U_{ab} + U_{bc} + U_{ca}}} - 2 \quad (3.1.1)$$

Poziom kompatybilności ustala się jako niezrównoważenie przeciwnej składowej na poziomie 2% składowej zgodnej [76]. W falownikach trójfazowych z dużym obciążeniem jest to natomiast 3%. Norma wyszczególnia również dopuszczalne wahania częstotliwości na poziomie +/- 1 Hz częstotliwości podstawowej. W większości obowiązujących norm falowniki charakteryzuje się jako falowniki niskiego napięcia do 1 kV, średniego napięcia do 35 kV oraz wysokiego napięcia powyżej 35 kV.

Tab. 3.1.1 Poziomy dla poszczególnych harmonicznych napięcia w sieciach niskonapięciowych wg IEC 6100-2-2 [76]

Harmoniczne nieparzyste, niepodzielne przez 3		Harmoniczne nieparzyste, podzielne przez 3		Harmoniczne parzyste	
Numer harmonicznej h	Procentowy udział harmonicznej w napięciu [%]	Numer harmonicznej h	Procentowy udział harmonicznej w napięciu [%]	Numer harmonicznej h	Procentowy udział harmonicznej w napięciu [%]
5	6	3	5	1,5 2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,4	6	0,5
13	3	21	0,3	8	0,5
17	2				
19	1,5				
23	1,5				
25	1,5				
$17 \leq h \leq 49$	$2,27 * (17/h) - 0,27$	$21 < h \leq 45$	0,2	$10 \leq h \leq 50$	$0,25*(10/h) + 0,25$

* Przyjmuje się, że poziomy wszystkich wyższych harmonicznych nie występują równocześnie

Kolejną rekomendacją dla dostawcy energii ograniczającą harmoniczne napięcia i dla odbiorcy harmoniczne prądu, definiowane odpowiednio przez współczynniki THD_v i THD_i ujęto w IEEE-519 [76], gdzie dla dowolnego punktu „*point of common coupling*” PCC spełnione są warunki dla napięć poniżej 69 kV.

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (U_k)^2}}{U_1} * 100\% \quad THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (I_k)^2}}{I_1} * 100\% \quad (3.1.2)$$

Wzory współczynnika zniekształceń sygnałów sinusoidalnych napięcia i prądu przedstawiono w (3.1.2). W tym standardzie nie określa się konkretnego limitu najwyższego rzędu harmonicznej napięcia, lecz przyjmuje się, że nie powinna być on większy niż 25. Maksymalna amplituda harmonicznych napięcia powinna być nie większa niż 3% podstawowej harmonicznej, natomiast maksymalny współczynnik zniekształceń napięcia THD_v nie większy niż 5% po przefiltrowaniu (dla napięć do 69 kV), limity te dotyczą zniekształceń mierzonych w stanie ustalonym.

Ograniczenia stojące po stronie odbiorcy energii elektrycznej (THD_i) przedstawiono w tabeli Tab. 3.1.2.

Tab. 3.1.2 Poziomy dla poszczególnych nieparzystych harmonicznych napięcia w sieciach dla napięć do 69 kV wg IEEE-519 [50]

Maksymalne dopuszczalne wartości THD_i [%]						
I_{SCmax}/I_L	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20*	4	2	1,5	0,6	0,3	5
20<50	7	3,5	2,5	1	0,5	8
50<100	10	4,5	4	1,5	0,7	12
100<1000	12	5,5	5	2	1	15
>1000	15	7	6	2,5	1,4	20

W wielu pozycjach literaturowych [105], [113], [114] wskazuje się, że elementem o największej zawodności w systemach UPS są wykorzystywane baterie akumulatorów, gdzie średni czas między uszkodzeniami ich „*mean time between failures*” MTBF jest dużo mniejszy niż średni MTBF falownika jednofazowego małej mocy, który wynosi średnio 25 lat [113]. Najbardziej popularne są baterie kwasowo-ołowiowe z wykorzystaniem technologii VRLA, czyli akumulatorów zamkniętych, o większej gęstości elektrolitu. Oprócz baterii kwasowo-ołowiowych wyróżnia się również akumulatory: nikolowo-kadmowe, nikolowo-wodorowe, litowo-jonowe, litowo-jonowe z elektrolitem polimerowym oraz niklowo-chlorosodowe. Akumulatory VRLA pracują bezobsługowo w zakresie uzupełniania elektrolitu i odprowadzania gazów za pomocą zaworów podciśnieniowych w przypadku pracy awaryjnej [114]. Optymalną temperaturą ładowania akumulatorów jest 20 °C (dla akumulatorów VRLA podaje się zakres 0-40 °C) [113], [114] okres eksploatacji baterii akumulatorów definiuje się dla spadku ich pojemności do 80% pojemności znamionowej po pełnym naładowaniu. W pracy doktorskiej w modelu eksperymentalnym wykorzystującym qZSI oraz symulator panelu PV wykorzystano tryb ładowania przez stałą rezystancję.

3.2 Teoria mocy pozornej, rzeczywistej i biernej w układach z sinusoidalnymi przebiegami wyjściowymi

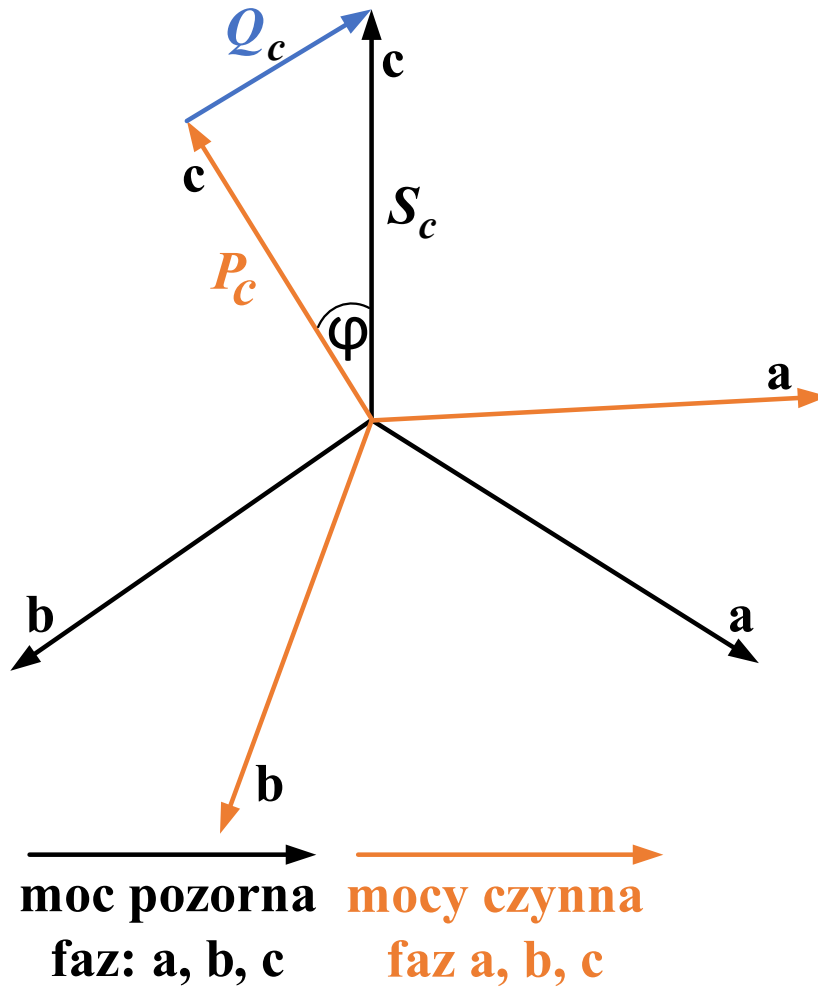
W układach jednofazowych i trójfazowych (dla których analizę rozkładu mocy powinniśmy dokonać dla każdej z faz z osobna) z sinusoidalnym przebiegiem można wyróżnić trzy różnego rodzaju moce: S (moc pozorna), P (moc czynną) oraz Q (moc bierną). Natomiast w układach z niesinusoidalnym przebiegiem prądu, wg teorii Budeanu tylko harmoniczna podstawowa odkształconego prądu przenosi moc czynną układu [2], a przy założonym sinusoidalnym napięciu (tylko prąd jest odkształcony) pozostałe wyższe harmoniczne nie mają wpływu na moc czynną. Dla idealnego układu jednofazowego zasilanego sinusoidalnym źródłem obciążenia i obciążeniem liniowym (rezystancyjno-indukcyjnym) zachodzą zależności (3.2.1) oraz (3.2.2), gdzie $v(t)$ oraz $i(t)$ to odpowiednio wartości skuteczne napięcia i prądu. W notach katalogowych podaje się wartości znamionowej mocy wyjściowej falowników w kVA, która wynosi zazwyczaj od kilkudziesięciu do nawet kilkuset kVA. Chwilowa moc czynna to iloczyn chwilowego napięcia oraz prądu.

$$v(t) = \sqrt{2}U \sin(\omega t) \quad (3.2.1)$$

$$i(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \varphi) \quad (3.2.2)$$

$$p(t) = UI \cos \varphi [1 - \cos(2\omega t)] - UI \sin \varphi \sin(2\omega t) \quad (3.2.3)$$

$$p(t) = P[1 - \cos(2\omega t)] - Q \sin(2\omega t) \quad (3.2.4)$$



Rys. 3.2.1 Rozkład zależności mocy dla dowolnego typu obciążenia w układzie trójfazowym [19], [20]

Moc czynną, pozorną oraz bierną dla układów sinusoidalnych przedstawia się wzorami (3.2.5), (3.2.6) oraz (3.2.7), bazując na trójkącie mocy Rys. 3.2.1 oraz Rys. 3.2.2 a).

$$P = UI \cos \varphi = I^2 R \quad (3.2.5)$$

$$Q = S \sin \varphi \quad (3.2.6)$$

$$S = UI = P + jQ \quad (3.2.7)$$

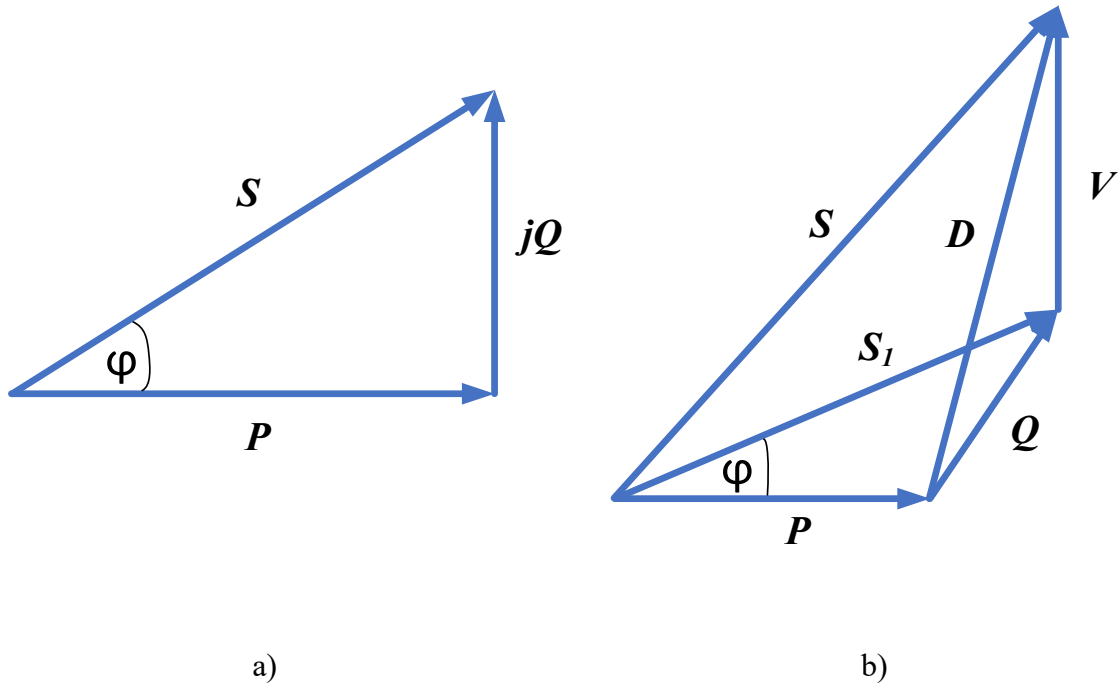
Dla zrównoważonego układu trójfazowego falownika napięcia DC/AC napięcia i prądy fazowe przedstawia się zależnościami (3.2.8) oraz (3.2.9) [2].

$$\begin{bmatrix} v_{OUTa} \\ v_{OUTb} \\ v_{OUTc} \end{bmatrix} = \sqrt{2}v_o \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{2}{3} * \pi) \\ \sin(\omega t - \frac{4}{3} * \pi) \end{bmatrix} \quad (3.2.8)$$

$$\begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix} = \sqrt{2}i_o \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{2}{3} * \pi) \\ \sin(\omega t - \frac{4}{3} * \pi) \end{bmatrix} \quad (3.2.9)$$

Według [114] na podstawie analizy mocy czynnej powinno się przyjmować minimum 25% zapas rezerwy w celu zapewnienia ciągłej pracy przy dużych chwilowych wzrostach mocy, wynika to z wpływu prądów rozruchowych przy sterowaniu silnikami oraz odkształceń w pierwszych taktach działania falownika przy pracy w zasilaczach typu UPS [105], [113]. Zniekształcenia prądu mają wpływ na wielkość THD_i , a co za tym idzie na współczynnik mocy λ falownika, jednak zależą one tylko i wyłącznie od odbiorcy i rodzaju obciążenia.

Niepożądaną mocą jest moc bierna falownika Q gromadzona na elementach reaktywnych falownika, powoduje ona straty mocy poprzez cykliczny pobór prądu przez elementy rezystancyjne [85]. Minimalizacja mocy biernej pozwala na poprawę jakości wyjściowej falownika i ma wpływ na sprawność oraz MTBF. W sterowaniu falowników pracujących na sieć stosuje się na przykład specjalne układy pozwalające na wstrzykiwanie mocy czynnej do sieci, dokonując jednocześnie korekcji – minimalizacji mocy biernej, mając na uwadze zastosowane obciążenie, na którym wydzielana moc nie powinna przekraczać mocy czynnej falownika [4]. Problem związany ze zwiększeniem mocy biernej może być również obserwowalny dla niezrównoważonego obciążenia wynikającego np. z uszkodzenia któreś z faz [22] i zwiększonym przebiegiem prądu elementów obciążenia. Szczególnie dla obciążenia nieliniowego prostownikowego RC , istnieje wiele metod analizy mocy i jej rozkładu w układach z niezrównoważonym obciążeniem [22], jedna z nich opiera się na tzw. teorii mocy chwilowej pq i jej modyfikacjach przybliżonej bardziej szczegółowo w rozdziale 3.5. Jednym ze sposobów walki z tym negatywnym zjawiskiem może być zastosowanie układów kompensacyjnych mocy biernej Q , będącej składową mocy pozornej S , na podstawie trójkąta mocy Rys. 3.2.2 a).



Rys. 3.2.2 a) Trójkąt mocy dla przebiegów sinusoidalnych; b) czworokąt mocy dla przebiegów niesinusoidalnych prądu uwzględniający moc dystorsji D oraz moc deformacji V

Mając na uwadze możliwość wystąpienia zjawiska niezrównoważenia napięcia wyjściowego również w takich układach jak stanowiska wyspowe, w rozprawie doktorskiej zaproponowano odrębną metodologię sterowania nadążnego - nowe zmodyfikowane sterowanie typu PBC. Wdrożone sterowanie IPBC2 jest odporne na zniekształcenia spowodowane nadmiarem prądu uszkodzonej fazy. Zapewnia efektywną redukcję zniekształceń fazy niezrównoważonej względem dwóch pozostałych faz m.in. poprzez wprowadzenie dodatkowego tłumienia (rezystancji) R_i w układzie regulacji, a co za tym idzie zmniejszenie tętnień napięcia wyjściowego. Nie skupiało się ono bezpośrednio na wyliczaniu mocy biernej Q oraz jej kompensacji, wykorzystując na przykład kompensatory pasywne, bądź rozkład prądów w systemie [22]. Mając na uwadze zależności wynikające z takich współczynników jak THD_i , współczynnika mocy λ , układ należy przeanalizować pod względem kształtu napięcia wyjściowego oraz przesunięcia fazowego w zależności od odbiornika. Inne obliczenia współczynnika mocy stosuje się dla sinusoidalnych przebiegów (dla obciążenia liniowego R rezystywnego) – (3.2.10), (3.2.11), (3.2.12) bądź niesinusoidalnych przebiegów (na przykład dla obciążenia nieliniowego prostownikowego RC), uwzględniając np. moc dystorsji D w odniesieniu do teorii mocy.

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{IR}{U} = \cos\varphi \quad (3.2.10)$$

$$\cos\varphi = \frac{P_1}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2}} \quad (3.2.11)$$

$$S_1 = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (3.2.12)$$

3.3 Teoria mocy pozornej, rzeczywistej i biernej w układach z niesinusoidalnymi przebiegami wyjściowymi

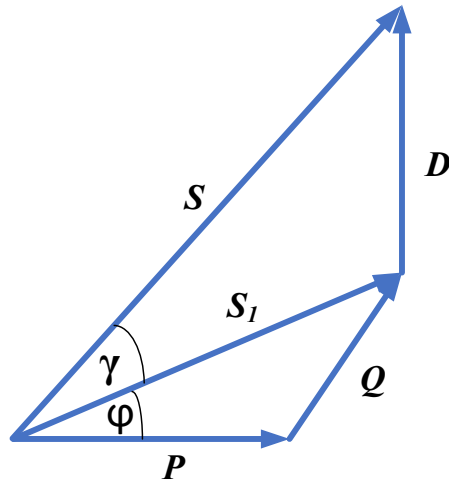
W jednofazowych i trójfazowych falownikach z niesinusoidalnymi przebiegami wyjściowymi wyróżnia się 2 podstawie teorie jest to teoria Fryzego oraz teoria Budeanu. W celu obliczenia poszczególnych składowych mocy według teorii Budeanu, wykorzystuje się wzory (3.3.1), (3.3.2) oraz (3.3.3). W podanej analizie na etapie projektowania pomija się moc deformacji V , która wchodzi w skład mocy dystorsji [105], [107] - Rys. 3.2.1 b). poszczególne wartości P , Q oraz S są obliczane podobnie jak w przypadku układów z przebiegami sinusoidalnymi (3.2.7), niemniej wartości napięcia i prądu są obliczane jako suma wartości skutecznych RMS, gdzie z definicji szeregu Fouriera składowe te określa się jako sinusoidalnie zmienne [2], [85]. Warto nadmienić, że dla niezerowych mocy czynnych oraz biernych odpowiadające harmoniczne prądu oraz napięcia dla tej samej częstotliwości muszą przyjmować wartości niezerowe [105].

$$P = P_o + \sum_{n=1}^{\infty} P_n = U_o I_o + \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \cos\varphi_n \quad (3.3.1)$$

$$Q = \sum_{n=0}^{\infty} U_n I_n \sin\varphi_n \quad (3.3.2)$$

$$S = \sqrt{\sum_n U_n^2 \sum_n I_n^2} \quad (3.3.3)$$

Kolejną różnicą jest zdefiniowanie mocy pozornej uwzględniającej moc dystorsji D (3.3.5). Wg [37] ta składowa mocy pozornej jest odpowiedzialna za niezrównoważenie obciążenia i w odniesieniu do analizy mocy powinna zostać uwzględniona. Dodatkowo [37] wskazuje, że nawet dla systemu bez zniekształceń powinniśmy przeanalizować: ciągłą transmisję energii, przesunięcie napięcia oraz prądu oraz asymetrię związaną z niezrównoważonym obciążeniem. Inną interpretację mocy zniekształceń D przedstawiono na Rys. 3.3.3 [2].



Rys. 3.3.1. Trójkąt mocy dla przebiegów niesinusoidalnych wg teorii C.I. Budeanu [2].

$$S_1^2 = P^2 + Q^2 \quad (3.3.4)$$

Gdzie S_1 to moc pozorna podstawowych harmonicznych prądu i napięcia.

$$D^2 = S^2 - P^2 - Q^2 \quad (3.3.5)$$

$$D^2 = S^2 - S_1^2 \quad (3.3.6)$$

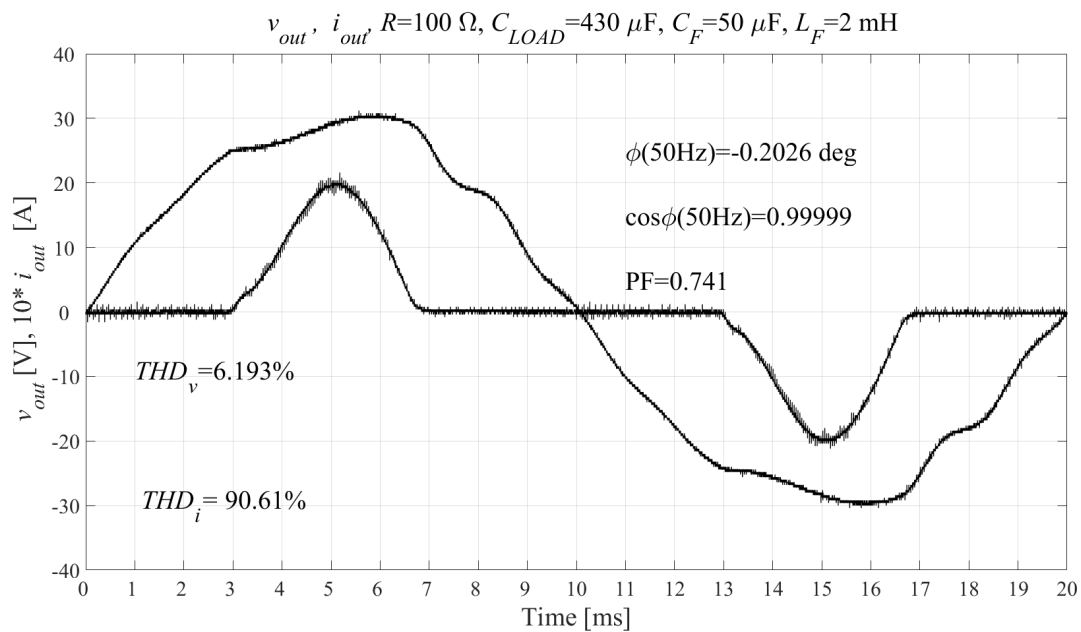
Współczynnik mocy λ dla przebiegów niesinusoidalnych przyjmuje wzór (3.3.7).

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \gamma * \cos\varphi \quad (3.3.7)$$

Opierając się na wyprowadzeniach korzystając ze wzoru Parsevala, zarówno dla napięcia jak i prądu zachodzi równość (3.3.8) Na podstawie tego wzoru przybliżony współczynnik PF można wyznaczyć również za pomocą (3.3.9), gdzie procentowe zniekształcenia napięcia są zazwyczaj pomijane, ze względu na niskie wartości THD_v .

$$X_{RMS} = \sqrt{\sum_{n=1}^{n=k} X_{RMSn}^2} = \sqrt{1 + \frac{THD_{X_{RMS}}[\%]^2}{100}} \quad (3.3.8)$$

$$\lambda \approx \frac{U_1 I_1 \cos \phi}{|U_1 I_1| \sqrt{1 + \frac{THD_i [\%]^2}{100}}} \quad (3.3.9)$$



Rys. 3.3.2 Pomiary napięcia wyjściowego oraz prądu wyjściowego modelu eksperymentalnego dla nieliniowego prostownikowego obciążenia RC bez sprzężenia zwrotnego.

3.4 Teoria mocy chwilowej pq

Jedną z metod analizy mocy w układzie jest kalkulacja mocy chwilowej falownika. Twórcą teorii i metodologii mocy chwilowej pq jest H. Akagi [2]. Jednym z podstawowych podejść jest obliczenie chwilowych wartości mocy rzeczywistej p oraz chwilowej mocy urojonej q . Na podstawie transformaty $\alpha\beta$, w układzie $ab0$ jesteśmy w stanie wyznaczyć v_α , v_β oraz i_α , i_β . W przypadku rozpatrywania obwodu trójprzewodowego będącego przedmiotem rozprawy doktorskiej człon p mocy czynnej reprezentuje cały przepływ energii na jednostkę czasową, natomiast człon urojony q jest to zupełnie nowa jednostka obliczana na potrzeby metodologii [2], wykorzystując (3.4.1).

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.4.1)$$

Wzór na chwilowy wektor napięcia (3.4.2) o stałej amplitudzie oraz chwilowy wektor prądu (3.4.3) w odniesieniu do teorii pq po transformacie $\alpha\beta$ przyjmuje następującą postać:

$$e = v_\alpha + jv_\beta \quad (3.4.2)$$

$$i = i_\alpha + ji_\beta \quad (3.4.3)$$

W układzie trójfazowym chwilową moc czynną oblicza się jako sumę iloczynów chwilowych napięć i chwilowych prądów fazowych (3.4.4). Stosując teorię mocy chwilowej moc ta rozpatrywana jest za pomocą równania (3.4.5) w odniesieniu do składowych transformacji Clarke na osiach $\alpha\beta 0$.

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (3.4.4)$$

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 = v_\alpha (i_{\alpha p} + i_{\alpha q}) + v_\beta (i_{\beta p} + i_{\beta q}) \quad (3.4.5)$$

Dla falowników trójfazowych w układzie obciążenia trójprzewodowym nie występuje składowa prądu zerowego i_0 i zachodzi zależność $v_0 i_0 = 0$. W skład chwilowej mocy rzeczywistej p wchodzi prądy chwilowej mocy czynnej poszczególnych faz: $i_{\alpha p}$, $i_{\beta p}$ oraz prądy chwilowej mocy biernej q : $i_{\alpha q}$, $i_{\beta q}$. Chwilowa moc rzeczywista p odnosi się do całkowitego przepływu energii w odniesieniu do składowych $\alpha\beta$. Całkowita chwilowa moc rzeczywista jest sumą na obu osiach chwilowych mocy czynnych (3.4.6).

$$p = p_{\alpha p} + p_{\beta p} + p_{\alpha q} + p_{\beta q} \quad (3.4.6)$$

Chwilowa moc bierna $p_{\alpha q}$ i $p_{\beta q}$ jest składową chwilowej mocy rzeczywistej p . Suma chwilowych mocy biernych na osiach $\alpha\beta$ jest równa 0 i nie musi zostać poddawana dalszej analizie.

W przypadku [2] $v_{\alpha} \neq v_{\beta}$, należy wyznaczyć odpowiednio chwilową moc rzeczywistą każdej z faz p_{α} oraz p_{β} zgodnie ze wzorem (3.4.7) [2].

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha} \\ p_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} i_{\alpha} \\ v_{\beta} i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} i_{\alpha p} \\ v_{\beta} i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{\alpha} i_{\alpha q} \\ v_{\beta} i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (3.4.7)$$

W celu wyznaczenia chwilowej mocy urojonej stosuje się natomiast zależność (3.4.8).

$$q = v_{\beta} i_{\alpha} - v_{\alpha} i_{\beta} \quad (3.4.8)$$

Suma chwilowej mocy rzeczywistej p (3.4.6) oraz chwilowej moc urojonej q (3.4.8) jest natomiast mocą zespoloną s [2] i jest to również nowa wielkość w porównaniu do tradycyjnego podejścia rozkładu mocy.

$$s = p + jq = e * i^* \quad (3.4.9)$$

Finalnym etapem przeprowadzonej analizy chwilowych napięć i prądów falownika jest wyznaczenie zależności prądów sterujących i_{α} , i_{β} (3.4.10) oraz dobór wartości kompensacyjnych chwilowych mocy rzeczywistych i urojonych w zależności od występujących zniekształceń. W pierwszej kolejności należy obliczyć chwilowe moce p oraz q na podstawie przyjętego schematu i wzorów (3.4.5), (3.4.8), następnie dokonać kompensacji wartości chwilowych mocy wykorzystując w następnym kroku odwrotną transformatę $\alpha\beta$.

Wykorzystując transformatę $\alpha\beta$ oraz odwrotną transformatę $\alpha\beta$, należy pamiętać o prawidłowym doborze współczynników macierzy przekształceń dla układu stacjonarnego w zależności od ilości faz (ilości przewodów), zastosowanej metody pq oraz typie obciążenia – rozdział 4.2.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (3.4.10)$$

Należy jednocześnie nadmienić że wartości $p_{\alpha q}$ i $p_{\beta q}$ nie odpowiadają mocy biernej Q i jest to wielkość obliczana na podstawie [2], chociaż ich wzór wykorzystany w transformacie $\alpha\beta$ zawiera zależności napięcia i prądu nie należy łączyć zależności napięcia zasilania i zastosowanego obciążenia, jest to napięcie chwilowe oraz moc chwilowa z jednostką [VAI]

[2]. Dzięki takiemu rozwiązaniu analizowany układ nie musi być rozpatrywany w stanie ustalonym, jednak podejście to różni się od klasycznej analizy, gdzie np. w [30] stosuje się sterowanie wprost mocą, wprowadzając dodatkowe regulatory np. PI mocy biernej i czynnej dąży się do jej minimalizacji. Teorię mocy chwilowej pq wykorzystuje się głównie niwelując oscylacje chwilowej mocy czynnej p stosując różnego rodzaju filtry dolnoprzepustowe i zerując moc q . Może być to również jedna z metod sterowania prądowego.

Według [36] teoria mocy pq [2] w tradycyjnym podejściu w celu implementacji sterowania jest odpowiednią metodą w szczególności, gdy nie jest wymagana całkowita analiza mocy w układzie. Jednocześnie wskazuje na możliwość wystąpienia chwilowych prądów mocy biernej dla czystego obciążenia rezystancyjnego R , gdzie układ nie zawiera elementów reaktywnych, a moc bierna Q wynosi 0. Wnioski, które mogą się nasuwać [36] to brak odpowiedniego opisu zależności w szczególności dla zjawiska asymetrii obciążenia. Teoria mocy chwilowych pq nie pozwala na identyfikację typu zastosowanego obciążenia. W systemach trójfazowych analizę mocy dokonuje się w oparciu o ciągły przepływ energii, przesunięcie fazowe oraz asymetrię związaną z niesymetrycznym obciążeniem. Wg [37] przy niesinusoidalnym obciążeniu niezrównoważonym należy uwzględnić zarówno moc bierną Q oraz moc dystorsji D odpowiedzialną za niezrównoważenie obciążenia, gdzie w podejściu mocy chwilowej pq wartości te zostają zastąpione przez jeden współczynnik. Jako jedną z wad analizy mocy chwilowej wskazuje się wzrost mocy pozornej S przy jednoczesnym zmniejszeniu współczynnika PF, gdy nie jesteśmy w stanie określić czy wzrost jest związany z występowaniem kondensatora w obciążeniu bądź też z niezrównoważeniem fazowym dla konkretnej fazy układu. Przedstawiona analiza pozwala na analizę jakości napięcia wyjściowego układów energoelektronicznych w szczególności w systemach pracujących „on-grid”, podczas zmian obciążenia.

4. Podział falowników napięcia

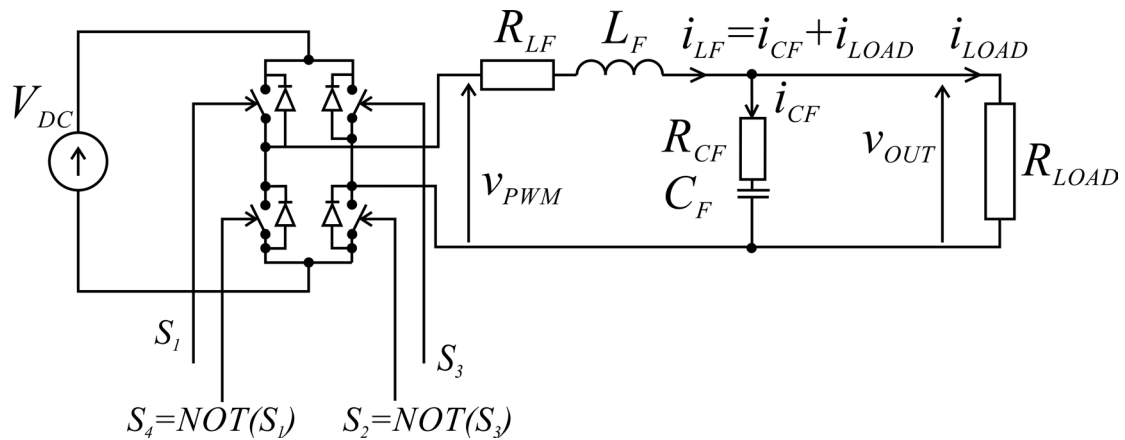
4.1 Porównanie topologii falowników jedno- i trój- fazowych.

Podstawowy podział falowników napięcia to podział ze względu na ilość faz. Do najbardziej popularnych zaliczmy falowniki jedno- i trójfazowe w zależności od przeznaczenia i trybu pracy. W przypadku trójfazowych falowników należy zwrócić również uwagę na możliwość pracy z niesymetrycznym obciążeniem „*unbalance load*” wynikającym na przykład z usterki modułów elektronicznych obciążenia, a co za tym idzie znacznym zwiększeniem przepływu prądu wyjściowego i odkształceniami napięciowych przebiegów wyjściowych.

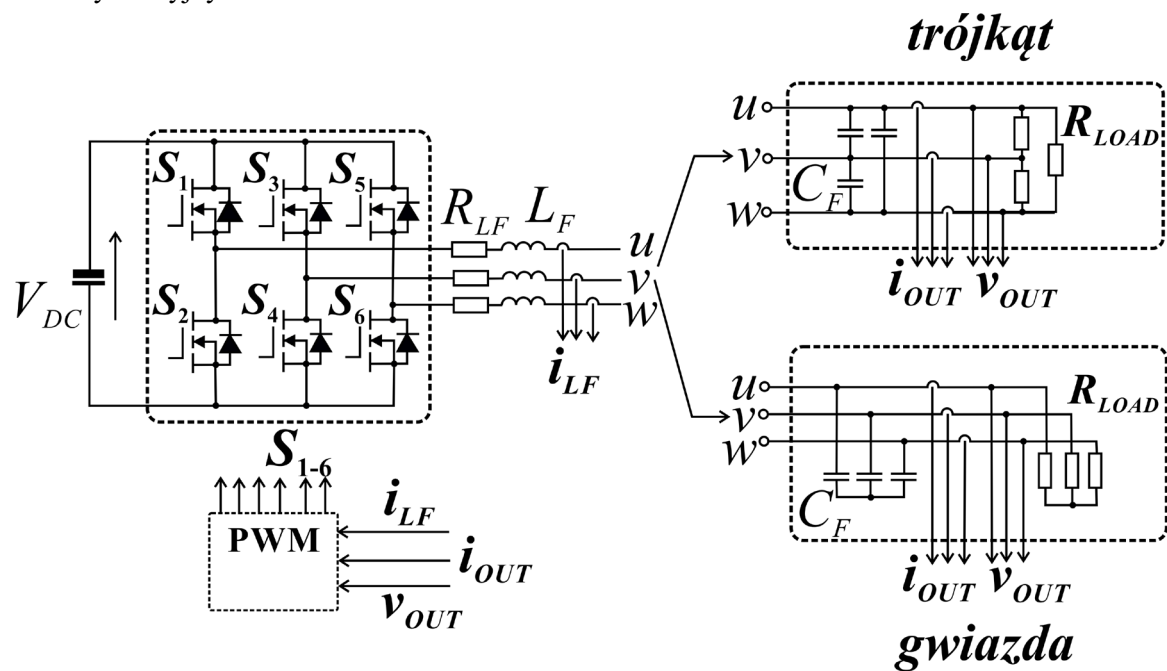
Kolejny podział to dywersyfikacja ze względu na budowę przetwornic pozwalających na modulację sygnału wejściowego [85]. Stosowane są układy przeciwobne, półmostkowe „*half-bridge*” oraz z pełnym mostkiem „*full-bridge*”, tak zwanym mostkiem typu H [84], [68]. Osobną szeroką grupą są falowniki wielopoziomowe, w których wyróżnia się np. struktury kaskadowe i „*neutral point clamped*” NPC lub też „*flying capacitor*” FC. Przy użyciu falownika z mostkiem typu full-bridge, który został wykorzystany w badaniach eksperymentalnych należy pamiętać o odpowiedniej komutacji kluczy tranzystorowych w celu uniknięcia stanu zwarcia występującego podczas jednoczesnego załączenia górnej bądź też dolnej gałęzi kluczy. Wykorzystuje się wtedy najczęściej modulację sinusoidalną, trójpoziomową, dwuzboczową, gdzie występujące harmoniczne to harmoniczne nieparzyste. Dzięki zastosowaniu pełnego mostka typu H odpowiedniemu sterowaniu szerokości impulsów można uzyskać dwa razy wyższe napięcie wyjściowe niż na przykład w przypadku półmostka. Tranzystory wykorzystywane do budowy mostka to tranzystory typu MOSFET oraz IGBT [24]. Dla układów o wyższej mocy rzędu stosuje się tranzystory w technologii IGBT, przy jednoczesnym uwzględnieniu niższych częstotliwości przełączania. Zjawiskiem niepożądanym w tranzystorach typu IGBT jest tzw. ogon prądowy („*current tail*”), gdzie dochodzi do wydłużenia czasu wyłączenia w stosunku do tranzystorów typu MOSFET [45].

Ponadto falowniki napięcia pracujące w systemach UPS składają się zazwyczaj z przetwornicy DC/DC podwyższającej napięcie wejściowe falownika lub też układu typu sieci impedancyjnych, dzieje się tak z powodu niskich wartości napięcia wejściowego dostarczanego do układu podczas wykorzystywania falowników w sieciach typu microgrids lub zasilanych z ogniw PV. Dodatkowo w zastosowaniach przemysłowych stosuje się falowniki z wyjściem transformatorowym, szczególnie przy mocach rzędu wielu kilowatów.

W celu połączenia równoległego falowników o średniej i małej mocy potrzeba natomiast zastosować odpowiednie filtry na wyjściu [59].



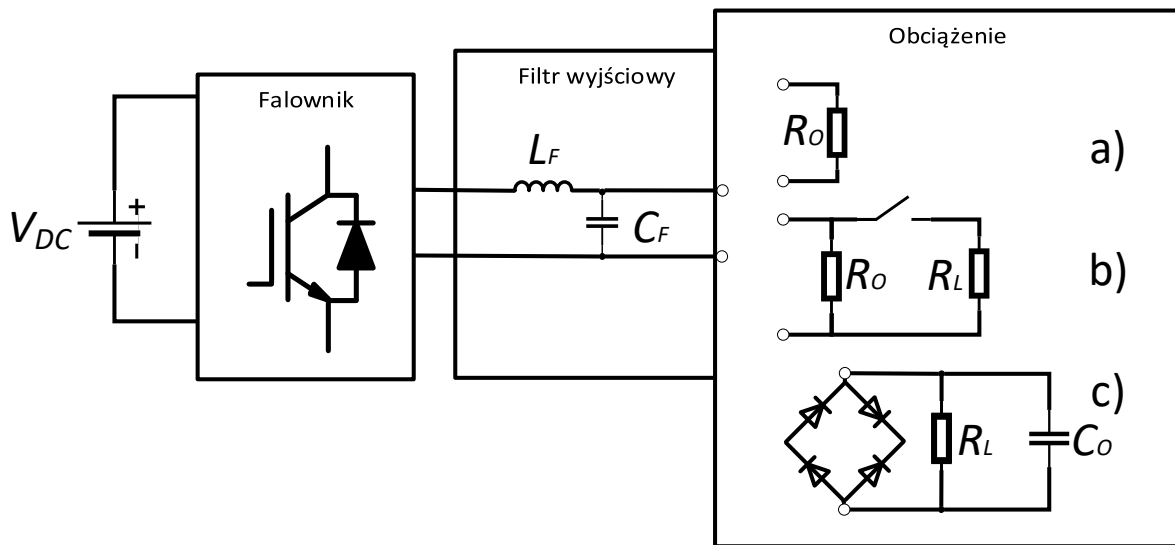
- a) Jednofazowy 2- lub 3- poziomowy falownik z pełnym mostkiem typu H i obciążeniem rezystancyjnym



- b) Trójfazowy 2- poziomowy falownik z obciążeniem typu trójkąt (delta) oraz gwiazda (star) w układzie trójprzewodowym z obciążeniem rezystancyjnym

Rys. 4.1.1 Podstawowe schematy jedno i trójfazowych falowników [85], [96]

4.2 Różne typy obciążenia VSI w zastosowaniach dla UPS – stanowisko wyspowe



Rys. 4.2.1 Różne typy obciążenia: a) statyczne, b) dynamiczne rezystancyjne, c) nieliniowe prostownikowe RC [42]

Pierwsze falowniki, które zaczęto projektować opierały swoje sterowanie o modulację szerokości impulsów z przebiegiem prostokątnym – modulacja w paśmie podstawowym. Najprostsze falowniki generowały prostokątny sygnał wyjściowy o częstotliwości 50 Hz za pomocą schematu modulacji „square wave pulse width modulation” SWPWM [68]. W literaturze przedstawia się falowniki o częstotliwości podstawowej $f_m = 50$ Hz lub $f_m = 60$ Hz. Prostokątny sygnał wyjściowy dawał możliwość regulacji amplitudy podstawowej harmonicznej oraz możliwości kształtowania wielkości pozostałych harmonicznych (zmiana współczynnika THD) [67]. Również dzięki temu rozwiązaniu stosowano stosunkowo wolne tranzystory, a dzięki niskiej częstotliwości przełączania dynamiczne straty mocy w falowniku zostały ograniczone. Takie rozwiązanie posiada jednak również swoje wady. Jedną z nich był brak możliwości zapewnienia ograniczenia szybkiego narostu napięcia wyjściowego do co najwyżej 10 [V/ μ s] wskazanego w normie PN-EN 62030:3 [85]. Jednym ze sposobów oceny jakości zastosowanej techniki modulacji PWM jest możliwość uzyskania jak największej amplitudy w odniesieniu do zadanego stałego napięcia wejściowego [85], [91].

Zaletą przetwornic przeciwsobnych oraz tych w układzie mostkowym z wyjściowym transformatorem pracujących z częstotliwością przełączania równej częstotliwości podstawowej (z przebiegiem prostokątnym) jest możliwość uzyskania najwyższej amplitudy

pierwszej harmoniczej $4/\pi * V_{DC} \cos \alpha$, gdzie α to przesunięcie impulsów prostokątnych o jednakowej wielkości w zadanym półokresie π [85].

Niekorzystne, wysokie zawartości harmoniczných zaproponowanego rozwiązania wymusiły jednak próby podjęcia innych metod sterowania szerokością impulsów, gdzie szerokość impulsów o wyższej częstotliwości odpowiada chwilowej amplitudzie sinusoidy. W takim rozwiązaniu w modulatorze przebieg modulowany jest sygnałem o wysokiej częstotliwości. Z powstałych w ten sposób impulsów po uśrednieniu uzyskujemy przebieg sinusoidalny. W przypadku obecnie stosowanych układów dyskretnych przebieg odniesienia ma najczęściej charakter schodkowy, gdzie uzyskujemy jedną wartość napięcia modulującego dla każdego okresu sygnału modulowanego [68]. Taka modulacja nazywana jest modulacją regularną może mieć postać modulacji symetrycznej na przykład w przypadku modulacji trójpoziomowej. Modulacja regularna może być jedno- lub też dwuzboczowa. Dla modulacji dwupoziomowej w zerze wypełnienie szerokości impulsów wynosi dokładnie połowę (co niekorzystnie zwiększa zawartość harmoniczných o częstotliwości przełączania f_c). W modulacji trójpoziomowej mamy trzy poziomy napięcia. W modulacji wielopoziomowej wyróżniamy dziedziny czasu na poszczególnych poziomach [5].

Systemy UPS, w których wykorzystywane są falowniki możemy ponadto sklasyfikować według zależności wynikających z wielkości i zmienności napięcia stałego DC oraz częstotliwości [77], [113], [114]:

- a) VFD („*voltage and frequency dependent*”) – wielkość oraz częstotliwość napięcia wyjściowego są zależne od wielkości napięcia i częstotliwości zasilania;
- b) VFI („*voltage, frequency independent*”) – wielkość oraz częstotliwość napięcia wyjściowego są niezależne od wielkości napięcia i częstotliwości zasilania;
- c) VI („*voltage independent*”) – wielkość napięcia wyjściowego jest niezależna od wielkości napięcia zasilania, częstotliwość na wyjściu falownika jest zależna od częstotliwości źródła zasilania.

4.3 Sposoby ograniczenia występowania zniekształceń napięcia wyjściowego

Możemy przyjąć trzy główne sposoby ograniczenia występowania zniekształceń w falownikach napięcia, które zostały przeanalizowane w rozprawie:

- a) Dobór parametrów filtra wyjściowego falownika, który powinien nie tylko zapewniać ograniczenie tętnień napięcia wyjściowego falownika i ograniczenie wartości bezwzględnych mocy biernych w elementach filtra, ale także być dobrany w celu uzyskania efektywnej pracy danego typu sprzężenia zwrotnego np. CDM, PBC, PID i wielu innych. Ze względu na opóźnienie modulatora PWM sprzężenie zwrotne jest opóźnione co najmniej o jeden takt przełączania, dławik można potraktować wtedy w jednym takcie jako źródło prądowe (dławik wymusza prąd podczas gdy nie działa sprzężenie zwrotne)
- b) Odpowiedni wybór regulatora falownika, który powinien uwzględniać również rzeczywiste parametry filtra wyjściowego, w szczególności zastępczej indukcyjności i szeregowej rezystancji dławika, zależnych od amplitudy i częstotliwości prądu magnesującego w tym dławiku. Na model falownika wpływa w tym momencie także dobór tranzystorów mostka falownika. Efektywna redukcja szeroko rozumianych zniekształceń napięcia wyjściowego poprzez pomiar napięcia wyjściowego oraz prądu wyjściowego i prądu dławika prowadzi do konieczności stosowania układów typu MISO.
- c) Wykorzystanie bilansu energetycznego, zasad zachowania energii w układzie, analizy mocy czynnej i biernej. Zastosowanie układów gromadzących dodatkową energię w układzie na przykład przez zastosowanie tzw. banków akumulatorów w układach zasilanych z ogniw PV współpracujących z układami podwyższającymi napięcie na przykład z sieciami impedancyjnymi w strukturze qZ-Source. Charakteryzują się one wykorzystaniem jedynie kluczy falownika co prowadzi do redukcji ilości elementów mogących mieć wpływ na sprawność, straty mocy, a co za tym idzie również niezawodność i jakość napięcia wyjściowego. Jednak występują znaczne dodatkowe straty mocy na kluczach falownika w stanach zwarciaowy „shoot-through”. Przy nieciągłym przepływie prądu przez dławiki sieci impedancyjnych powodują one zwiększenie zniekształceń napięcia wyjściowego. Stąd zastosowanie sieci typu qZ-source w połączeniu z baterią akumulatorową w układach falowników napięcia współpracujących z ogniwami PV.

Dodatkowo warto nadmienić, że dla niskich częstotliwości mniejszych od częstotliwości rezonansowych filtra wyjściowego, która jest mniejsza niż $f_c/2$, harmoniczne są tłumione przez pętlę sterowania. W przeciwieństwie do wyższych częstotliwości, gdzie harmoniczne są tłumione przez pasywny filtr $L_F C_F$. Najważniejszą częstotliwością harmoniczną jest efektywna częstotliwość PWM równa częstotliwości przełączania f_c lub $2f_c$ dla pierwszego schematu modulacji [85], ponieważ harmoniczna o częstotliwości przebiegu PWM ma najwyższą amplitudę. W celu uzyskania jak najlepszej jakości napięcia wyjściowego układ powinien być zatem rozpatrywany całościowo wykorzystując zarówno odpowiednie filtry jak i sterowanie. Zastosowanie pojedynczych rozwiązań np. tylko filtra wyjściowego nie jest w stanie zapewnić prawidłowej pracy w całym zakresie częstotliwości nawet układach klasyfikowanych jako układy o niskiej i średniej mocy.

5. Sprzężenie zwrotne i jego wpływ na jakość napięcia wyjściowego – dyskretna analiza małosygnałowa uwzględniająca modulację PWM. Dyskretny model falownika bazujący na równaniach stanu

Jednym ze sposobów ograniczenia harmonicznego przebiegu wyjściowego jest zastosowanie odpowiedniego algorytmu sterowania w pętli sprzężenia zwrotnego [13], [38], [55], [63]. Redukcję zniekształceń napięcia wyjściowego należy rozpatrywać w zakresie nisko (poniżej częstotliwości rezonansowej pasywnego filtra $L_F C_F$) i wysoko częstotliwościowym. Powyżej częstotliwości rezonansowej filtra wyjściowego jego tłumienie jest na tyle duże, że sprzężenie zwrotne nie wpływa na jakość napięcia wyjściowego nawet poniżej częstotliwości Nyquista [63]. Wyróżniamy takie sposoby regulacji jak regulacja typu MISO (ang. Multi-Input Single-Output) oraz SISO (Single-Input Single-Output) [87], [92]. W regulacji typu MISO mamy przynajmniej dwie zmienne wejściowe regulatora [85]. W zastosowaniach przemysłowych w falownikach o wyjściu transformatorowym stosuje się zazwyczaj prostą regulację amplitudową (reguluje się co okres podstawowy amplitudę napięcia). Przy regulacji nadążnej (regulacja przebiegu co okres przetwarzania), stosując dyskretny modulator PWM mierzymy parametry (dane wejściowe) regulatora takie jak: napięcie wyjściowe v_{OUT} , prąd dławika i_{LF} oraz prąd wyjściowy i_{OUT} w jednym takcie przetwarzania procesora sterującego i wyliczamy szerokości impulsów, którymi będziemy sterowali mostek dopiero w następnym takcie przełączania [91].

W związku z tym musimy wziąć pod uwagę przynajmniej jeden takt opóźnienia (w przypadku sterowania opartego na porównywaniu wartości zadanej – regulatory niepredykcyjne). Przy dynamicznych obciążeniach powoduje to konieczność korzystania ze znacznie większych wartości kondensatorów w filtrze wyjściowym $L_F C_F$ niż tych

wynikających bezpośrednio z wyliczeń dopuszczalnych harmonicznym w napięciu wyjściowym dla stanu ustalonego. Dla przykładu w chwili skokowego odłączenia obciążenia dławik pracuje jak źródło prądowe, które ładuje kondensator w filtrze wyjściowym. W takim przypadku dla skokowej redukcji prądu obciążenia o 5 A i wartości pojemności 2 μF skok napięcia dla częstotliwości przetwarzania 25600 Hz mógłby dojść maksymalnie do 97.5 V. W wielu publikacjach problem rozwiązano stosując znacznie większe wartości kondensatora filtra wyjściowego – np. 50 μF , dla których skok wynosi już tylko 3.9 V. Rozwiązanie to jest wystarczające dla uzyskania dopuszczalnego przeregulowania napięcia wyjściowego oraz dojścia do stanu ustalonego po okresowej zmianie obciążenia. W [38], [112] metodologię doboru wielkości filtra również uzależniono od typu regulacji i możliwości związanych z obniżaniem THD_v , jak i przeregulowania.

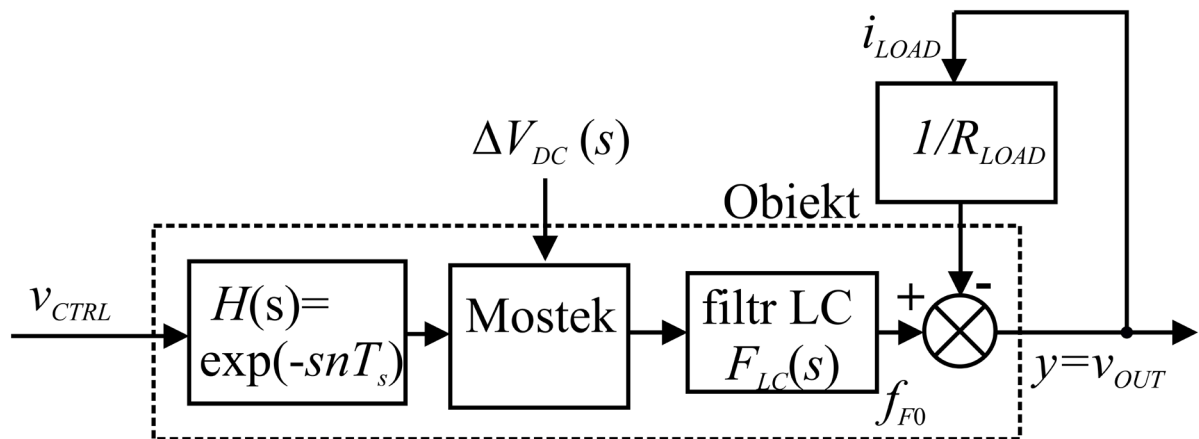
Istnieją dwa podejścia jeśli chodzi o teorię regulacji związaną z sterowaniem układów elektroniki mocy. Pierwsze podejście zakłada posługiwanie się modelem dyskretnym falownika. Drugie podejście opiera się na dyskretyzowanym opisie modelu ciągłego (np. metoda ZOH). Dyskretyzacja modelu ciągłego uniemożliwia analizę wpływu typu modulacji PWM na sterowanie co ma istotny wpływ na analizę jakości i opóźnień w torze pomiarowym. Tylko wykorzystanie modeli od razu dyskretnych pozwala zbadać zachowanie urządzenia dla określonego schematu i typu modulacji (np. jedno- lub dwuzboczowej) PWM. Typowym przypadkiem jest sytuacja, gdy modulacja dwuzboczowa w układach jednofazowych wprowadza opóźnienie o jeden takt większe niż modulacja jednoboczowa. Sytuacja ta wynika z zależności przerwy między poszczególnymi impulsami od szerokości poprzedniego impulsu [24].

Typowymi obciążeniami falowników małej i średniej mocy stosowanych w systemach UPS jest obciążenie statyczne rezystancyjne, dynamiczne liniowe oraz obciążenie prostownikowe nieliniowe RC. W projektowaniu układów cyfrowych stosujemy dwa podejścia jeśli chodzi o realizację układów sterowania. Pierwsze podejście to wykorzystanie modelu ciągłego w dziedzinie czasu, a następnie jego transformacja do dziedziny dyskretniej [48]. Drugie podejście koncentruje się natomiast na uwzględnieniu wszystkich elementów, które są w stanie przetwarzać sygnały na postać dyskretną już wcześniej na początku implementacji np. impulsatory, modulatory PWM oraz pozostałe elementy. Do głównych wad i ryzyka przy podejściu pierwszym należy możliwość utraty stabilności po dyskretyzacji natomiast w drugim przypadku możliwość występowania zakłóceń i pomiędzy poszczególnymi okresami próbkowania jak i zmian własności dynamicznych modelu. Problem ten występuje również w przypadku sterowania typu deadbeat, które charakteryzuje się skończonym czasem sterowania. Jest ono wrażliwe na zmianę parametrów układu, co w efekcie będzie skutkowało zwiększeniem zniekształceń napięcia wyjściowego w znaczącym stopniu np. przy zmianach obciążenia. Dużą rolę odgrywa również topologia falownika, ilość kluczy zastosowanego mostka (możliwość występowania opóźnień), częstotliwość

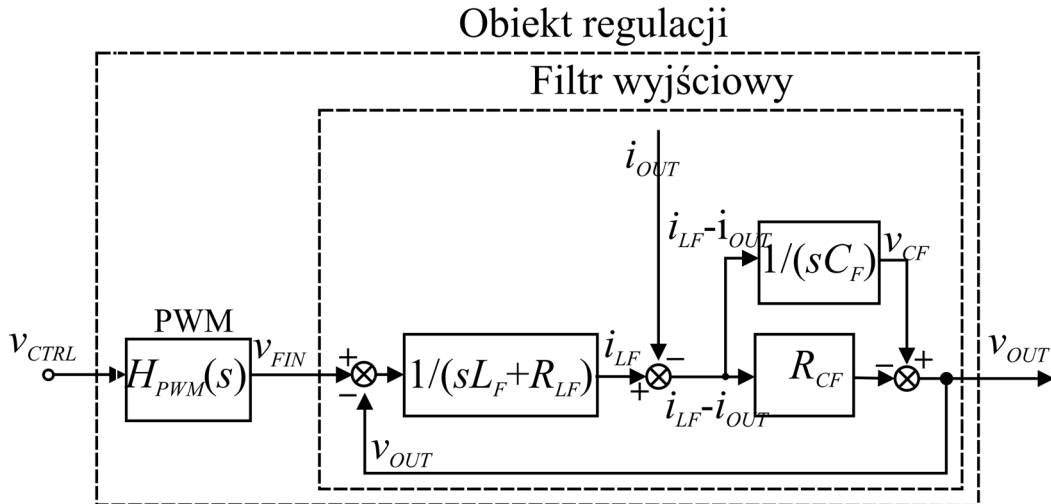
przełączania kluczy f_c , rodzaj zastosowanej modulacji PWM dla konkretnego sterowania z modulatorem lub określeniem stanów przełączeń.

Typowe konfiguracje obiektu (falownika VSI) to obiekt regulacji typu SISO (Single-Input Single-Output) oraz MISO (Multiple-Input Single-Output). Zmienną wyjściową jest w tym przypadku zawsze napięcie wyjściowe falownika natomiast zmiennymi wejściowymi mogą być napięcie wyjściowe na kondensatorze, prąd dławika oraz prąd wyjściowy. Zakłada się, że w większości przypadków rezystancja szeregową kondensatora ESR jest równa zero, wynika to z faktu stosowania kondensatorów typu MKP, polipropylowych, o bardzo niskim współczynniku ESR.

Odrębną kwestią jest realizacja modelu ciągłego. Przybliżony model ciągły uzyskuje się w oparciu o topologię falownika i schemat połączeń zależności wejść oraz wyjść. W wielu pracach podaje się, że obciążenie można traktować jako niezależne źródło prądowe [81]. Pozwala to w znacznym stopniu uprościć model. Powoduje to jednak brak występowania w modelu falownika sprzężenia pomiędzy napięciem wyjściowym a prądem obciążenia, Jednak można wykazać, że dla konkretnego typu sterowania zmiana położenia pierwiastków równania charakterystycznego układu zamkniętego powodowana przez takie uproszczenie nie jest istotna na tyle, żeby powodować niestabilność układu [90].



Rys. 5.1 Podstawowy schemat ciągłego modelu jednofazowego falownika VSI [90]



Rys. 5.2 Realizacja ciągła falownika z obciążeniem zaimplementowanym jako niezależne źródło prądowe I_O [91]

Dla tak przedstawianego modelu funkcja przejścia uwzględniająca opóźnienia występujące w modulatorze przyjmuje zależność (5.1), dla $n = 1$ lub $n = 2$. W układzie jedno opóźnienie wynika z wartości przechowywanych w rejestrach w celu obliczeń wykonywanych w następnym taktie. Drugie opóźnienie może wynikać z zastosowanej modulacji w przypadku modulacji dwuzboczowej.

$$K_{ctrl}(s) = \exp(-snT_s) \frac{\omega_{F0}^2}{s^2 + 2\xi_f \omega_{F0} s + \left(1 + \frac{R_{se}}{R_{LOAD}}\right) * \omega_{F0}^2} \quad (5.1)$$

Znając parametry wejściowe oraz wyjściowe falownika oraz bazując na konkretnym typie i schemacie modulacji w kolejnym kroku wykonano analizę małosygnałową całego układu regulacji. Dzięki dyskretnej analizie małosygnałowej jesteśmy w stanie nie tylko wziąć pod uwagę rodzaj filtra, w badanym przypadku $L_F C_F$ oraz jego parametry rzeczywiste zmierzone w rozdziale 6. Należy uwzględnić również typ zastosowanej modulacji PWM. W badaniach wykorzystywano różne typy modulacji wskazując wyższość pierwszego schematu modulacji i zastosowania modulacji trójpoziomowej w falownikach jednofazowych (mniejsza zawartość harmonicznych w napięciu wyjściowym dla małej wartości sygnału niż w modulacji dwupoziomowej) i modulacji dwupoziomowej dla falowników trójfazowych ze względu na ograniczenie ilości przełączników w mostku.

Układ falownika zapisuje się w postaci równań stanu [7] opisujących zależności wejść oraz wyjść falownika dla schematu zastępczego przedstawionego na Rys. 5.2 (5.2).

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}, \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}, \quad \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \quad (5.2)$$

Wektory zmiennych stanu dla układu wielowejściowego przyjęto zgodnie z (5.3), gdzie \mathbf{x} to wektor wejść, \mathbf{y} wektor wyjść, a \mathbf{u} wektor sterowania [6], [41], [85].

$$\mathbf{x} = [v_{OUT} \quad i_{LF} \quad i_{OUT}] \quad \mathbf{y} = [v_{OUT} \quad i_{OUT}]^T \quad \mathbf{u} = v_{FIN} \quad (5.3)$$

Macierze stanu dla modulacji dwuzboczowej i filtra wyjściowego $L_F C_F$ rozpisuje się za pomocą (5.4) [6], [41], [85].

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_F} & -\frac{1}{C_F} \\ -\frac{1}{L_F} & -\frac{R_{LF}}{L_F} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_F e} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (5.4)$$

Następnie równanie stanu (5.1) rozwiązuje się dla kluczy tranzystorowych w okresie załączenia T_{ON} , gdzie ($V_{FIN}=V_{DC}$) oraz wyłączenia T_{OFF} ($V_{FIN}=0$) dla częstotliwości przełączania f_c [40], [82]. Rozwiązanie zawiera nieliniowe funkcje macierzowe $\exp(\mathbf{A}T_{ON}/2)$, które są aproksymowane liniowym przybliżeniem $\mathbf{1} + \mathbf{A}T_{ON}/2$. W rezultacie otrzymuje się dyskretne, różnicowe równania stanu (5.5), które niezbędne do projektowania sterowania w systemach mikroprocesorowych w falownikach.

$$\mathbf{x}((k+1)T_C) = \mathbf{A}_D \mathbf{x}(kT_C) + \mathbf{G}_D T_{ON}(kT_C) \quad (5.5)$$

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_D \mathbf{x}_k + \mathbf{G}_D T_{ON}, \quad (5.6)$$

Macierz fundamentalna \mathbf{A}_D przyjmuje wartości w (5.7):

$$\mathbf{A}_D = \boldsymbol{\phi}(T_C) = \begin{bmatrix} \varphi_{11} & \varphi_{12} & \varphi_{13} \\ \varphi_{21} & \varphi_{22} & \varphi_{23} \\ \varphi_{31} & \varphi_{32} & \varphi_{33} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

Poszczególne współczynniki φ (5.8) - (5.17):

$$E(T_C) = -\exp(-\xi_F \omega_{F0} T_C), \xi_F = \frac{1}{2} R_{LF} \sqrt{C_F/L_F} \quad (5.8)$$

$$\varphi_{11} = [\cos(\omega_{F0} T_C) + \sin \xi_F (\omega_{F0} T_C)] * E(T_C) \quad (5.9)$$

$$\varphi_{12} = \frac{1}{\omega_{F0} C_F} \sin(\omega_{F0} T_C) * E(T_C) \quad (5.10)$$

$$\varphi_{13} = -\varphi_{12} + R_{LF}(\varphi_{11} - 1) \quad (5.11)$$

$$\varphi_{21} = -\frac{1}{\omega_{F0} L_F} \sin(\omega_{F0} T_C) * E(T_C) \quad (5.12)$$

$$\varphi_{22} = [\cos(\omega_{F0} T_C) - \sin \xi_F (\omega_{F0} T_C)] * E(T_C) \quad (5.13)$$

$$\varphi_{23} = 1 - \varphi_{11} \quad (5.14)$$

$$\varphi_{31} = 0 \quad (5.15)$$

$$\varphi_{32} = 0 \quad (5.16)$$

$$\varphi_{33} = 1 \quad (5.17)$$

Wykorzystując równanie różnicowe oraz dyskretną funkcję przejścia należy również obliczyć współczynniki macierzy G_D (5.18)-(5.21).

$$\mathbf{G}_D = \boldsymbol{\phi}(T_C/2) \mathbf{B} V_{DC} = \begin{bmatrix} g_{11} \\ g_{21} \\ g_{31} \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

$$g_{11} = V_{DC} \omega_{F0} \sin(\omega_{F0} T_C/2) * \exp(-\xi_F \omega_{F0} T_C/2) \quad (5.19)$$

$$g_{21} = V_{DC} \frac{1}{L_F} * [\cos(\omega_{F0} T_C/2) - \sin \xi_F (\omega_{F0} T_C/2)] * \exp(-\xi_F \omega_{F0} T_C/2) \quad (5.20)$$

$$g_{31} = 0 \quad (5.21)$$

Jednym z podejść do przeprowadzenia symulacji i testowania falownika jest dyskretyzacja modelu ciągłego falownika. Rozwiązanie to uwzględnia użycie metod dyskretyzacji transmitancji ciągłej funkcji przejścia i ewentualnego dalszego projektowania regulatora dyskretnego.

W pierwszej kolejności należy wyznaczyć funkcję przejścia $K_{ctrl}(s)$, następnie należy ją zdyskretyzować [41], [43], [84]. Podczas dyskretyzacji stosuje się różne przybliżenia funkcji odwrotnej $z = \exp(sT_c)$. Wyróżnia się następujące metody:

- ‘ZOH’ - Zero-order Hold. Zakłada się, że funkcja ciągła jest odcinkami stała w okresie próbkowania T_c .
- ‘FOH’ - modyfikowana metoda First-order Hold – przybliżenie trójkątem. Funkcja ciągła jest liniowa w okresie próbkowania T_c .
- ‘Tustin’ – aproksymacja bilinearna (Tustina).
- ‘impulse’
- ‘matched’ – zero pole matching method
- ‘least-squares’ – metoda najmniejszych kwadratów

Drugie podejście opiera się na dyskretnych równaniach stanu, gdzie można wyznaczyć dyskretną funkcję sterowania odpowiadającą dyskretyzowanej funkcji. Podejście to wykorzystuje wprost dyskretną funkcję przejścia [85].

6. Projektowanie filtra wyjściowego falownika oraz dobór jego parametrów

Filtry jakie możemy wyróżnić stosowane w falownikach napięcia to przede wszystkim pasywne filtry dolnoprzepustowe o częstotliwości granicznej ω_0 . W układach wyspowych wykorzystywanych głównie w modułach komputerowych bądź też elementach infrastruktury serwerowni należy zwrócić uwagę zarówno na odpowiednie tłumienie harmonicznym jak i na analizę współczynnika mocy PF w odniesieniu do obciążenia wskazanego przez normę. Częstotliwość próbkowania w badanych układach jest równa częstotliwości przełączania funkcji sterującej v_{CTRL} . W zależności od przeznaczenia w systemach UPS stosuje się głównie filtry $L_F C_F$ lub też $L_F C_F L_{F2}$, w sytuacji gdy system UPS współpracuje z siecią - tryb „on-grid”, Schemat połączeń filtra falownika zależy od ilości faz, ilości przewodów występujących w układzie i konkretnego obciążenia. W rozprawie doktorskiej zaprezentowano i przebadano układy trójprzewodowe bazując na metodologii

przedstawionej w [95]. W przypadku falowników pracujących wyspowo filtr pasywny stosuje się głównie w celu usunięcia zniekształceń wynikających z częstotliwości przełączania z przebiegu napięcia wyjściowego v_{OUT} . Przyjmując idealne źródło napięcia wejściowego przebieg wyjściowy jest iloczynem wartości napięcia V_{DC} oraz funkcji przełączeń. W celu zachowania warunków pracy zbliżonych do idealnego źródła napięciowego impedancja wyjściowa falownika powinna równać się zero. Przy założeniu, że $C_F R_{CF}$ jest wartością pomijalną ze względu na bliską zero wartość szeregową rezystancji kondensatora funkcja reprezentująca impedancję wyjściową przyjmuje postać (6.1). Impedancja wyjściowa jest zależna w niskich zakresach częstotliwości od rezystancji szeregową dławika R_{LF} i indukcyjności L_F , natomiast w wysokich zakresach od rezystancji szeregową zastosowanego kondensatora R_{CF} i jego pojemności C_F . W celu zmniejszenia impedancji wyjściowej Z_{out} w zastosowanym układzie powinno się zachować zależność, że częstotliwość rezonansowa filtra wyjściowego (6.3) musi być mniejsza niż połowa częstotliwość przełączania f_c . Należy zwrócić uwagę, że zwiększenie stosunku indukcyjności filtra wyjściowego do jego pojemności skutkuje zwiększeniem impedancji wyjściowej Z_{out} [85] (6.2).

$$Z_{out} = -\frac{v_{OUT}}{i_{OUT}} \quad (6.1)$$

W zakresie wysokich częstotliwości dla modułu $|Z_{out}|$ znaczenie ma rezystancja szeregową R_{CF} , natomiast w zakresie niskich częstotliwości rezystancja szeregową inwertera $R_{se} = R_{LF} + R_{CF}$. Mając na uwadze powyższe warunki i zależność $\omega L_F \gg R_{LF}$ funkcja przejścia falownika [85], [112] jest równa (6.2).

$$v_{OUT}(j\omega) = \frac{1}{1 - \omega^2 L_F C_F} v_{IN}(j\omega) - j \frac{\omega L_F}{1 - \omega^2 L_F C_F} i_{OUT}(j\omega) \quad (6.2)$$

Pierwszym aspektem podczas projektowania filtra wyjściowego jest odpowiedni dobór materiału z którego wykonany jest dławik filtra wyjściowego. Należy wziąć pod uwagę kilka kryteriów odnośnie doboru L_F . Stratności dławika różnią się w zależności od materiału z którego zostały wykonane np. Materiał 26, Super-MMS, FluxSan, Hi-Flux oraz inne [16]. Bazując na [89] w analizowanym w pracy zakresie częstotliwości materiałem wykorzystywanym podczas badań był głównie Materiał 26 lub Super MSS.

Wartość częstotliwości odcięcia powinna eliminować harmoniczne o niskim indeksie napięcia wyjściowego falownika, która jest skutkiem przede wszystkim zastosowanej regulacji PWM. Wg [89] celem jest zwiększenie wartości kondensatora przy jednoczesnym zmniejszeniu indukcyjności. Nie należy jednak zapominać, że zwiększenie wartości kondensatora prowadzi to zwiększenia mocy biernej „*reactive power*” co w rezultacie

przepływu prądu przez zastępczą szeregową rezystancję pogarsza sprawność. W układach pracujących wyspowo celem nadrzędnym jest uproszczenie układu regulacji i zmniejszenie ilości obliczeń. Zmiana pojemności kondensatora wyjściowego z filtra C_F wpływa na parametry zastosowanego sprzężenia zwrotnego. Może to znacząco wpłynąć na wielkość przeregulowania, a w konsekwencji dla układów regulacji opartych na współpracy z modulatorem PWM koniecznością obniżenia indeksu głębokości modulacji M w celu uniknięcia nasycenia modulatora.

Istnieje wiele podejść wskazujących na odpowiedni dobór parametrów filtra i jego implementacji jak i sposobów połączeń [14], [28], [58]. Jedno z nich [112] opiera się na minimalizacji sumy modułów mocy biernych w warunkach ustalonych układu tzw. funkcji kosztów. Opierając się na normie IEEE 519 dąży się do doboru parametrów $L_F C_F$ uwzględniając częstotliwość graniczną w celu zapewnienia dobrego tłumienia wspierając jednocześnie model eksperymentalny układem regulacji.

Dla częstotliwości granicznej reaktancja cewki jest równa reaktancji kondensatora filtra wyjściowego $L_F C_F$ stąd częstotliwość rezonansowa przyjmuje postać [80] :

$$f_{F0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_F C_F}} \quad (6.3)$$

W [11], [12] wskazuje się, że oprócz tradycyjnych filtrów w zastosowaniu układów przekształtnikowych jakimi są falowniki stosuje się dodatkowe połączenia szeregowo cewek oraz kondensatorów. Jednak w nowoczesnych systemach wykorzystujących falowniki napięcia jako urządzenia peryferyjne najbardziej popularne są filtry pasywne $L_F C_F$ [11], [106].

6.1 Wyznaczanie wartości parametrów filtra wyjściowego $L_F C_F$

Według wymagań normy IEEE-519 [50] (6.1.1):

$$THD_{OUT} < 5\% \quad (6.1.1)$$

$$V_{OUT_{thn}} | \max < 3\% V_{OUT_{th1}}$$

Pierwszym sposobem, który został wykorzystany podczas analizy falowników w rozprawie doktorskiej jest stworzenie funkcji kosztów wielkości L_F cewki oraz C_F kondensatora. Wartości te dobierane są w taki sposób, aby zminimalizować sumę modułów wartości mocy biernej w tych komponentach. Jest to funkcja kosztów, w której w różnych

publikacjach [59] przyznaje się wyższą wagę modułowi mocy biernej w indukcyjności filtra L_F .

Drugim alternatywnym sposobem może być wykorzystanie [59] i rozbitcie napięcia zasilającego V_{DC} na dwa kontrolowane źródła napięcia: wzorcowego oraz tłumienia. Wykorzystując ograniczenia związane ze znajomością największego i najmniejszego obciążenia w pierwszym kroku należy wyznaczyć częstotliwość odcięcia filtra w odniesieniu do częstotliwości przełączania (6.1.2).

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L_F C_F}} \leq \frac{2\pi f_c}{10} \quad (6.1.2)$$

Kolejno wyznacza się stosunek impedancji obciążenia do zaproponowanego [59], [60] współczynnika tłumienia ξ_c (6.1.3) będącego funkcją współczynnika tłumienia filtra wyjściowego $L_F C_F$ (6.1.4). Wzmocnienie a dobierane jest w taki sposób, aby zapewnić odpowiedni stosunek indukcyjności i pojemności dla filtra w oparciu o przebiegi wyjściowe dla danego obciążenia.

$$\sqrt{\frac{L_F}{C_F}} = \frac{Z_{LOAD}}{\xi_c} \quad (6.1.3)$$

$$\xi_c = (1 + a) \frac{R_{LF}}{2} \sqrt{\frac{C_F}{L_F}} = (1 + a) \xi_f \quad (6.1.4)$$

Na tej podstawie można dodatkowo wyznaczyć wzmocnienie całego regulatora tłumienia. Główna idea polega jednak na zbadaniu zachowania układu w warunkach z pełnym i niepełnym obciążeniem.

Korzystając z pierwszej metody (6.1.1) wyznaczone poszczególne parametry filtra (6.1.5).

$$L_F C_F \approx \frac{1}{f_c}, \quad \omega_{F0} T_c = 1 \quad (6.1.5)$$

Wykonano minimalizację sumy wartości bezwzględnych mocy biernej w poszczególnych elementach filtra (6.1.6).

$$\frac{\partial[|P_{LFr}| + |P_{CFr}(C_F = f(L_F))|]}{\partial L_F} = 0 \quad (6.1.6)$$

Wzory L_F (5.1.4) i C_F (5.1.5) dla $f_c = 12800 \text{ Hz}$, $R_{0nom} = 50 \Omega$ dla badanego falownika jednofazowego.

$$L_F \approx \frac{1}{f_c} \frac{V_{OUT_{RMS}}}{I_{OUT_{RMS}}} = \frac{1}{f_c} R_{0nom} = 3.9 \text{ mH} \quad (6.1.7)$$

$$C_F \approx \frac{1}{f_c} \frac{1}{\frac{V_{OUT_{RMS}}}{I_{OUT_{RMS}}}} = \frac{1}{f_c R_{0nom}} = 0.15 \mu\text{F} \quad (6.1.8)$$

Przybliżone wzory L_{Fn} (6.1.9) i C_{Fn} (6.1.10) dla falownika trójfazowego dla każdej z faz ze zrównoważonym obciążeniem typu trójkąt [86].

$$L_{Fn} \approx \frac{1}{3} \frac{1}{f_c} R_{0nom} \quad (6.1.9)$$

$$C_{Fn} \approx \frac{1}{f_c} R_{0nom} \quad (6.1.10)$$

Wpływ szeregowej rezystancji pasożytniczej ESR kondensatora wyjściowego jest praktycznie pomijalny dla zastosowanych w falownikach kondensatorów MKP. Wartość $R_{CF}C_F$ w badanym modelu to $0,01\mu\text{s}$, została ona pominięta w dalszych obliczeniach. W licznych publikacjach dotyczących układów regulacji stosowanych w inwerterach wartość C_F jest zwiększana do wartości $50 - 100 \mu\text{F}$ w celu pokazania efektywności zastosowanego typu regulacji oraz zmniejszenia przeregulowania napięcia wyjściowego przy skokowym odciążeniu, biorąc pod uwagę opóźnienie modulatora PWM o jeden okres.

Przy dużej częstotliwości próbkowania f_s , rzędu 25600 Hz lub wyższej trudno jest jednak wytłumić drgania dla obciążenia nieliniowego jak i te powstające przy skokowym odciążeniu przy zastosowaniu relatywnie niskiej pojemności rzędu $1 \mu\text{F}$. Zastosowanie filtra o dużej pojemności skutkuje większymi prądami przepływającymi przez zastępczą szeregową rezystancję falownika oraz obniżeniem sprawności falownika i np. koniecznością obniżenia rezystancji ścieżek na płycie drukowanej (PCB).

6.2 Analiza rzeczywistych parametrów filtra wyjściowego $L_F C_F$ na podstawie pomiarów charakterystyk częstotliwościowych funkcji sterowania układu

Bazując na [98] wykonano analizę pomiaru zmian rezystancji i indukcyjności dławika filtra wyjściowego w punkcie pracy falownika o zadanym obciążeniu rezystancyjnym R_{LOAD} (pomiaru dokonywano dla wielu rezystancji obciążenia) i stałym napięciem wejściowym V_{DC} dla konkretnego materiału magnetycznego cewki L_F . Charakterystyki częstotliwościowe uzyskano poprzez analizę sumy podstawowej harmonicznej h_1 oraz przebiegu pobudzenia o zadanej częstotliwości. Zmiany parametrów elementów filtra, jak na przykład wzrost zastępczej rezystancji szeregowej dławika lub zmiana indukcyjności dławika wraz ze wzrostem amplitudy i częstotliwości prądu magnesującego [98] powodują zmiany parametrów modelu falownika i przez to mogą negatywnie wpłynąć na pracę ze sprzężeniem zwrotnym, spowodować obniżenie jakości napięcia wyjściowego v_{OUT} oraz wzrost współczynnika THD_v . Zależność charakterystyk częstotliwościowych od typu materiału dla $f_c = 25600$ Hz i różnych obciążeń przedstawiono na Rys. 6.2.1. Zmierzone zmiany szeregowej rezystancji zastępczej falownika zarówno w funkcji obciążenia jak i w funkcji częstotliwości przełączania wpływają na straty mocy w falowniku [16].

Funkcja przejścia $K_{ctrl}(s)$ (6.2.1).

$$K_{ctrl}(s) = \frac{V_{OUT}}{V_{CTRL}} \approx H(s) \frac{\frac{1}{(L_F C_F)}}{s^2 + s \left(\frac{R_{LF}}{L_F} + \frac{1}{R_0 C_F} \right) + \frac{1}{L_F C_F}} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (6.2.1)$$

Wartość modułu funkcji przejścia (6.2.2)

$$|k_u| = k_{u0} \frac{\omega_0^2}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (2\omega\xi\omega_0)^2}} \quad (6.2.2)$$

Maksymalna wartość modułu funkcji przejścia (6.2.3).

$$|k_{umax}| = k_{u0} \frac{1}{2\xi\sqrt{1 - \xi^2}}, \quad \text{dla } \xi^2 < 0.5 \quad (6.2.3)$$

Częstotliwość dla której występuje maksymalna wartość modułu (6.2.4).

$$\omega_{rmax} = \omega_0 \sqrt{1 - 2\xi^2} \quad (6.2.4)$$

Współczynnik tłumienia cewki filtra (6.2.5).

$$\xi = \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{|k_{umax}|^2}}\right)} \quad (6.2.5)$$

Induktancja cewki filtra wyjściowego, przy założeniu że $R_{LF} \ll R_o$ (6.2.6).

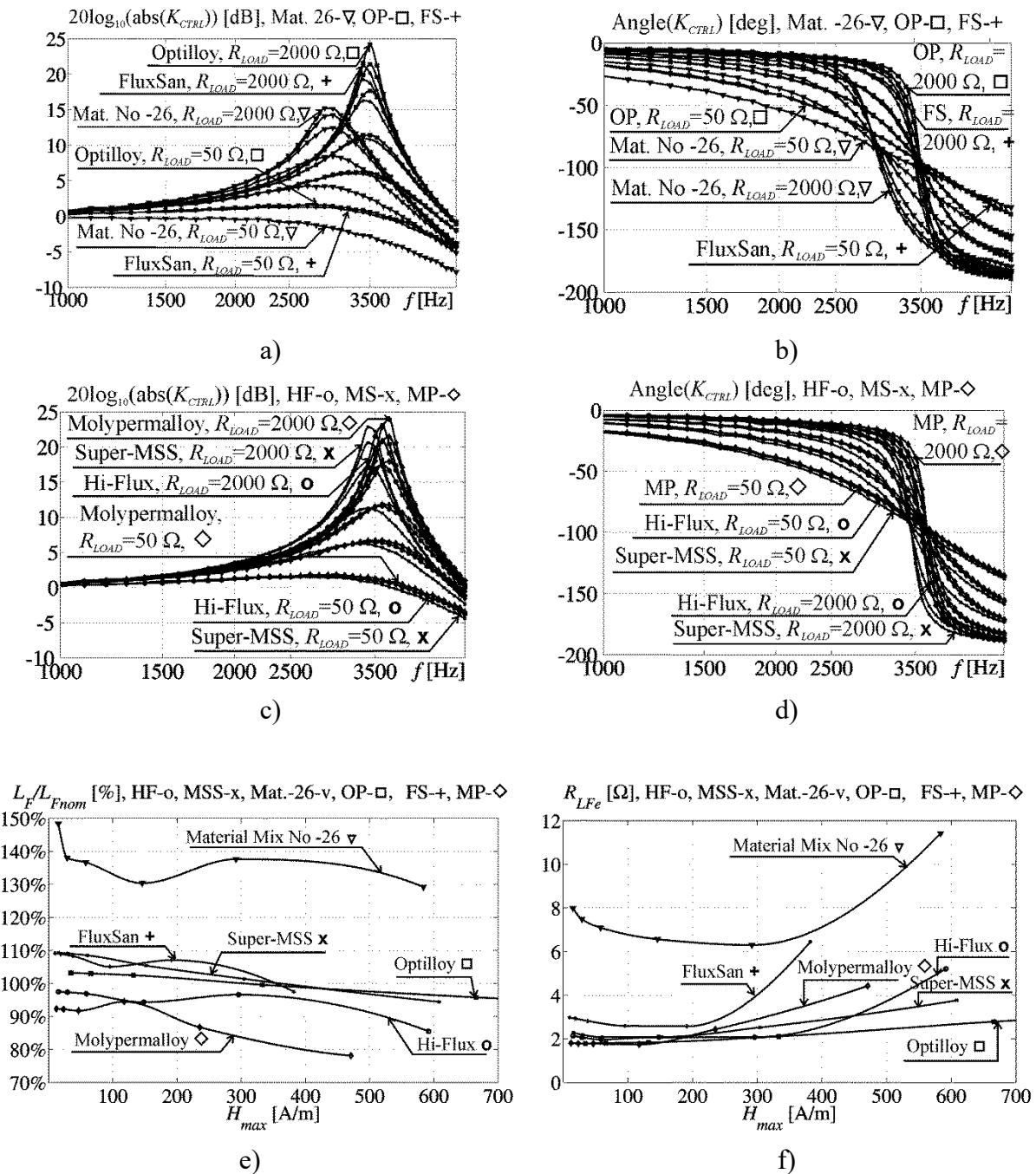
$$L_F = \frac{(1 - 2\xi^2)}{\omega_{rmax}^2 C_F} = \frac{1}{C_F} \frac{1}{\omega_{rmax}^2} \sqrt{\left(1 - \frac{1}{|k_{umax}|^2}\right)} \quad (6.2.6)$$

Rezystancja szeregową cewki filtra wyjściowego równa się (6.2.7).

$$R_{LF} = \left(2\xi \frac{\omega_{rmax}}{\sqrt{1 - 2\xi^2}} - \frac{1}{R_o C_F}\right) \frac{(1 - 2\xi^2)}{\omega_{rmax}^2 C_F} \quad (6.2.7)$$

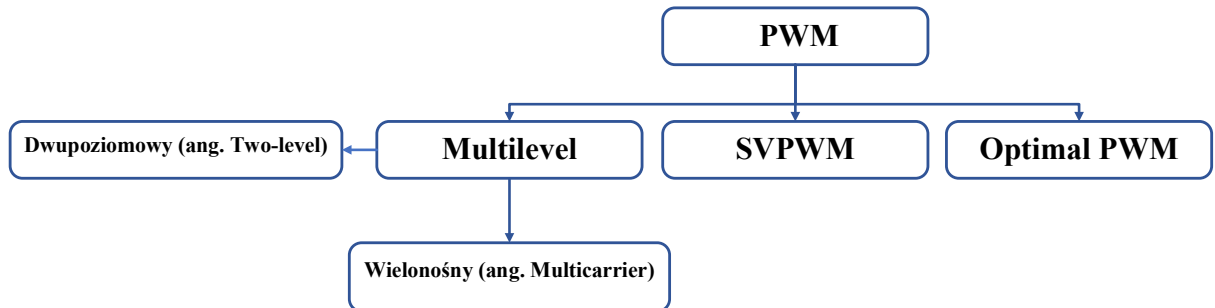
Przy zachowaniu warunku (6.2.8).

$$R_o > \frac{(1 - 2\xi^2)}{2\xi \omega_{rmax} C_F} \text{ oraz } \xi^2 < 0.5 \quad (6.2.8)$$



Rys. 6.2.1 Wyniki pomiarów charakterystyk amplitudowych a), c); fazowych b), d) dla obciążeń rzędu 2000, 1000, 500, 200, 100 i 50 Ω dla różnych rdzeni dławików dla $f_c=25600$ Hz, $L_{Fnom}=2$ mH, dla $R_{LF_DC}=0.22$ Ω , $C_F=1$ μ F oraz e) zmian indukcyjności; f) zmian rezystancji zastępczej R_{LFe} uwzględniającej straty mocy w rdzeniu dławika [16]

7. Zasady sterowania przełącznikami mostka na wejściu falownika



Rys. 7.1 Rodzaje metod sterowania szerokością impulsów [19], [20], [21]

Przykłady podstawowych metod modulacji PWM:

- a) Metody przestrzennych wektorów stanu: dwupoziomowy SVM, wielopoziomowy SVM, wielofazowy SVM,
- b) Metody bazujące na sygnale nośnym: sinusoidalne, trapezoidalne, prostokątne,
- c) Metody wyznaczania optymalnych szerokości impulsów: eliminacji poszczególnych harmonicznych SHE.

W literaturze wyróżnia się wiele różnych typów klasyfikowania metod sterowania szerokościami impulsów PWM dedykowanych do przetworników DC/AC o sinusoidalnym przebiegu wyjściowym [56], [103], Rys. 7.1. Na wyjściu falownika wyróżnia się przebiegi prostokątne oraz sinusoidalne [109], w zależności od jego klasy. Oprócz klasycznych metod sterowania PWM bazujących na sinusoidalnym przebiegu odniesienia stosuje się również algorytmy wykorzystujące w obliczeniach kąty przełączeń - SHE i obliczeń stanów kluczy tranzystorowych - SVM. Obecnie najbardziej popularne w zastosowaniu falowników przeznaczonych do systemów UPS są układy oparte na sinusoidalnym PWM. Prowadzą do efektywnego obniżenia THD_v z punktu widzenia regulatorów sterujących mniejszą ilością kluczy tranzystorowych (niż w falownikach wielopoziomowych) w wykorzystaniu dla UPS, gdzie celem nadrzędnym nie jest praca w obrębie niskiej częstotliwości przełączania jak na przykład ma to miejsce w falownikach wielopoziomowych w zastosowaniach wysokonapięciowych [19]. W [19] wskazuje się ponadto, że dla falowników napięcia wielopoziomowych nie zauważono znaczącej poprawy stosując SVM w odniesieniu do algorytmów opartych na SPWM, przeznaczonych do układów typu „microgrids”. W modelach rzeczywistych wykorzystuje się dyskretny modulator PWM bądź też operuje się w zakresie skończonych stanów przełączeń FCS, gdzie S_{sw} przyjmują wartości 0 lub 1. Brak modulatora na wejściu układu skutkuje zazwyczaj szybszymi odpowiedziami na zmiany

dynamiczne falownika, natomiast wymaga określenia wszystkich stanów mogących wystąpić podczas pracy mostka wejściowego w zakresie częstotliwości próbkowania f_s . Jako bardziej wyrafinowane metody stosuje się tzw. modulację optymalną („*optimal PWM*”), znajduje ona jednak zastosowanie głównie w układach wysokiego napięcia oraz przy sterowaniu silnikami [19], gdzie wymaga się predefiniowanych wartości częstotliwości przełączeń w każdym cyklu. Celem modulacji PWM stosowanej w falownikach napięcia jest przede wszystkim generacja napięcia bez wprowadzania jego zniekształceń harmonicznymi przy jednoczesnym uwzględnieniu zastosowanego kontrolera i możliwie jak najkorzystniejszym wykorzystaniu napięcia wejściowego V_{DC} . Na przykład w układach trójfazowych zastosowanie modulacji wektora przestrzennego SVM pozwala na uzyskanie wyższej amplitudy sinusoidalnego napięcia wyjściowego przy tym samym napięciu zasilającym V_{DC} (kosztem zniekształceń napięć fazowych, które jednak nie wpływają na wielkość zniekształceń napięć międzyfazowych). Na początku implementacji sterowania należy zapoznać się dokładnie z topologią falownika napięcia. Bez znajomości typu obciążenia oraz budowy mostka bardzo trudno dobrać jest odpowiedni schemat modulacji mając na uwadze dopuszczalne wielkości zniekształceń zawarte w normach. Inne schematy nadają się sterowania falowników jednofazowych inne do wielofazowych, stosujących na przykład modulacją wielopoziomową. Również rozkład harmonicznymi napięcia wyjściowego takich układów jest różny. W niektórych przypadkach może dochodzić do sytuacji, gdzie nieefektywny sposób realizacji modulacji może prowadzić do zwiększenia wielkości harmonicznymi napięcia wyjściowego. Wpływ na jakość i szybkość działania kluczy uwzględniając konieczny do implementacji czas martwy ma również typ zastosowanych tranzystorów. Obecnie najbardziej popularne są tranzystory Si MOSFET oraz IGBT [19]. Obecnie na rynek weszły nowe technologie tzw. tranzystorów *Wide Band Gap* WBG SiC (węgiel krzemu) lub GaN (azotek galu) [15], które mają znacznie krótsze czasy przełączania, a przez to mniejsze dynamiczne straty mocy przy przełączaniu, mniejsze rezystancje szeregowy kanału w stanie otwarcia co zmniejsza statyczne straty mocy, jednak obecnie są one wielokrotnie droższe od tranzystorów w technologii krzemowi Si. Podstawowymi parametrami sinusoidalnego przełączenia jest wielkość głębokości modulacji amplitudy oraz głębokości modulacji częstotliwości [20]. Przedmiotem przeprowadzonych badań podczas projektu był jednofazowy i trójfazowy falownik na wejściu posiadający pełny mostek typu H z czterema kluczami tranzystorowymi.

W celu realizacji układu w systemach opartych na mikroprocesorze działającym w czasie rzeczywistym stosuje się tylko i wyłącznie regulację regularną. W modulacji naturalnej [68] porównuje się sygnał sinusoidalny z przebiegiem trójkątnym bądź też piłokształtnym trójkątnym o okresie T_c [11]. Efektem zastosowania regulacji naturalnej jest brak harmonicznymi niskoczęstotliwościowych częstotliwości modulującej. Napięcie odniesienia w modulacji regularnej ma najczęściej przebieg schodkowy, gdzie jedna wartość napięcia modulującego odpowiada konkretnemu okresowi sygnału modulowanego.

W przypadku zastosowania modulacji regularnej symetrycznej wartość przebiegu modulującego jest wartością sinusoidy w połowie okresu. Modulacja regularna może być jedno lub dwuzboczowa. Dodatkowo wyróżniamy PWM dwupoziomową, trypoziomową i wielopoziomową (ilość poziomów większa bądź równa 3, zwykle nieparzysta).

Wszystkie współczesne procesory stosowane w celu sterowania urządzeniami typu UPS umożliwiają realizację modulacji 2-zboczowej, dodatkowo należy nadmienić że w układach sterowanych cyfrowo można zrealizować wyłącznie modulację regularną. Modulacja naturalna dwuzboczowa pozwala na zmniejszenie wpływu harmonicznym niskoczęstotliwościowych. Modulacja regularna powoduje natomiast wystąpienie harmonicznym w przebiegu PWM co wiąże się z odkształceniem przebiegu napięcia wyjściowego falownika. Zapobiec można temu dzięki zwiększeniu częstotliwości przebiegu modulowanego f_c , co daje większą ilość próbek schodkowej aproksymacji sinusoidy. Zastosowany w modelach eksperymentalnych mostek typu H pozwala na realizację dwóch typów modulacji: dwupoziomowej i trypoziomowej.

Modulacja, która wydaje się najbardziej odpowiednia to modulacja 3-poziomowa dwuzboczowa regularna. W odróżnieniu od modulacji dwupoziomowej, gdzie można zaobserwować zarówno nieparzyste jak i parzyste harmoniczne, przy modulacji 3-poziomowej występują wyłącznie harmoniczne nieparzyste, co korzystnie zmniejsza wartość procentową współczynnika THD_v . Największą różnicą jest jednak to, że w modulacji dwupoziomowej dla zerowej amplitudy podstawowej harmonicznej, amplituda przebiegu o częstotliwości przebiegu modulowanego jest najwyższa (mamy przebieg prostokątny o współczynniku wypełnienia 50%). Oczywiście przebieg o częstotliwości przebiegu modulowanego jest silnie tłumiony przez filtr wyjściowy, ale i tak następuje wzrost współczynnika THD_v napięcia wyjściowego dla małej amplitudy sygnału wyjściowego [85].

W modulacji trypoziomowej dwuzboczowej występuje odwrotna symetria połówkowa i dzięki temu nie ma parzystych harmonicznym.

7.1 Eliminacja poszczególnych harmonicznym korzystając z metody SHE

Jedną z metod poprawy jakości napięcia wyjściowego już na etapie doboru rodzaju modulacji PWM może być zastosowanie metody przełączeń SHE eliminacji poszczególnych harmonicznym występujących w układzie [46], [47], [80]. Obok metod optymalizacyjnych OPP-PWM i minimalizacji poszczególnych harmonicznym z przebiegu modulacji metoda ta jest alternatywą dla sterowania korzystającego z SVPWM ograniczając dzięki temu ilość przełączeń. [107]. Takie rozwiązanie sprawdzi się zarówno w układach jedno- jak i trójfazowych, gdzie arbitralnie należy określić, które harmoniczne mają niekorzystny wpływ na układ i jaki rząd harmonicznym należy usunąć. Celem metody jest ograniczenie harmonicznym wynikających z przełączeń łączników, nie daje ona pożądanych rezultatów

eliminacji harmoniczných wyższego rzędu [11]. W przypadku systemów UPS i obciążenia typu RC są to harmoniczne nieparzyste. Rozwiązanie pozwala wprowadzić na poprawę i obniżenie współczynnika THD_v , niemniej [65] harmoniczne są w większości usuwane tylko z napięcia międzyfazowego, gdzie analizowany układ powinien być zbalansowany [65]. W falownikach napięcia SHE wykorzystuje się do eliminacji nieparzystych harmoniczných niższego rzędu w falownikach wielopoziomowych. W przypadku falowników o jednej lub trzech fazach wynikiem omawianej metody minimalizacji harmoniczných uzyskuje się wartości zbliżone do modulacji bipolarnej [8]. Kolejną wadą takiego rozwiązania jest bardziej obciążająca praca kluczy tranzystorowych niż w przypadku tradycyjnych sinusoidalnych metod regulacji PWM układu. Ilość obliczeń, które obciążają mikroprocesor wzrasta wraz z ilością harmoniczných, które należy usunąć (równania). Sposób fizycznej realizacji falownika o większej ilości faz z eliminacją wielu harmoniczných wymaga stosowania wcześniej zaimplementowanych tablic typu „*lookup table*” [11].

Każdy zmodulowany przebieg PWM można rozwinąć w szereg Fouriera dla jednej zmiennej [85]. Częstotliwość przebiegu nośnej jest wielokrotnością częstotliwości modulującej [85].

$$V(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(\omega n t) + b_n \sin(\omega n t) \quad (7.1.1)$$

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(\omega t) d(\omega t) \quad (7.1.2)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(\omega t) \cos(\omega n t) d(\omega t) \quad (7.1.3)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(\omega t) \sin(\omega n t) d(\omega t) \quad (7.1.4)$$

$$V(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(\omega n t + \varphi_n) \quad (7.1.5)$$

Metoda SHE jest również mało wydajna w przypadku zastosowania dodatkowej pętli sprzężenia zwrotnego. Wynika to z jej znikomej efektywności dla mniejszego indeksu modulacji [8]. Według [85], [68] wyeliminowanie harmoniczných metodą SHE może

prorowadzić do pojawienia się niepożądanych harmonicznych o innym indeksie lub ich wzrostu, które nie były wcześniej widoczne w układzie otwartym. Podstawowe przekształcenie pozwalające na wyliczenie kąta przełączeń kluczy tranzystorowych w celu eliminacji harmonicznych dowolnego rzędu to równanie (7.1.6) opisujące zależność amplitudy n -tej nieparzystej harmonicznej (zakładamy odwrotną symetrię połówkową generowanego przebiegu) od kąta przełączania.

Według [85] przedstawiono wzór (7.1.6) określający amplitudę n -tej harmonicznej, która jest nieparzysta dla 3-poziomowego $(V_{DC}, 0, -V_{DC})$ przebiegu prostokątnego w funkcji kątów przełączeń α_k . [85] Są one określone dla jednej ćwiartki okresu podstawowego, mianowicie $(0 \div \pi/2)$ [85] Wzór (7.1.6) wyprowadzono przy założeniu symetrii ćwiartkowej i odwrotnej symetrii połówkowej dla zadanego przebiegu.

$$V_{hn} = \frac{2}{n\pi} [1 - (-1)^n] V_{DC} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \quad (7.1.6)$$

W celu eliminacji piątej harmonicznej z generowanego przebiegu dla założonych trzech kątów przełączeń $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ w ćwiartce okresu $N=3$ i dodatkowym założeniu, że pierwsze przełączenie następuje dla $\omega t=0, \alpha_1=0$ rozpisuje się zależności (7.1.7), (7.1.9) [85]:

$$V_{h1} = \frac{4}{\pi} V_{DC} (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3) \quad (7.1.7)$$

$$V_{h5} = \frac{4}{\pi} V_{DC} (\cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3) = 0 \quad (7.1.8)$$

Dzięki temu otrzymujemy układ dwóch równań (7.1.9) i (7.1.10). Następnie obliczamy kąty α_2 i α_3 dla zadanej amplitudy podstawowej harmonicznej [85].

$$1 - \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3 = V_{h1} / \frac{4}{\pi} V_{DC} \quad (7.1.9)$$

$$1 - \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 = 0 \quad (7.1.10)$$

7.2 Transformacja układu trójfazowego do dwufazowego ortogonalnego układu stacjonarnego $\alpha\beta$

Podczas analizy układów trójfazowych należy wziąć pod uwagę dwa podejścia w związku z przejściem z układu trójfazowego abc do układu dwufazowego ortogonalnego stacjonarnego podczas analizy parametrów wyjściowych. Dla obciążenia typu gwiazda lub trójkąt stosujemy odrębne współczynniki transformacji i odwrotnej transformacji Clarke. W celu implementacji sterowania falownikiem trójfazowym konieczne jest transformacja układu trójfazowego do układu stacjonarnego $\alpha\beta$, wykonania niezależnych operacji sterujących dla obu faz $\alpha\beta$ zarówno podczas wyznaczania stanów wektorów przełączających w sterowaniu predykcyjnym MPC jak i nadążnym PBC. Następnie dokonuje się transformacji odwrotnej uzyskując z powrotem trzy fazy abc . W skrócie można przybliżyć, że dla układu nadążnego przy transformacji Clarke wykonuje się obliczenia dla dwóch regulatorów jednofazowych, natomiast w przypadku sterowania predykcyjnego dąży się do minimalizacji błędu funkcji kosztów J_c .

Dla obciążenia typu gwiazda (7.2.1) i (7.2.2) oraz trójkąt (7.2.3) i (7.2.4) transformata Clarke oraz jej odwrotna transformata przedstawia się równaniami:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 0 & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{12} \\ x_{23} \\ x_{31} \end{bmatrix} \quad (7.2.1)$$

$$\begin{bmatrix} x_{12} \\ x_{23} \\ x_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \sqrt{3} \\ -\frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (7.2.2)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{12} \\ x_{23} \\ x_{31} \end{bmatrix} \quad (7.2.3)$$

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (7.2.4)$$

7.3 Transformacja układu trójfazowego do dwufazowego układu wirującego dq

Zarówno dla obciążeń typu gwiazda (a) oraz trójkąt (b) transformata Parke dla zrównoważonego obciążenia oraz jej odwrotna transformata przedstawia się równaniami (7.3.1) oraz (7.3.2). Zaletą tej transformaty dla zrównoważonego obciążenia jest otrzymanie tylko jednej wartości zadanej zmiennej odpowiadającego przetwarzanego sygnału x_d , podczas gdy zmienna x_q przyjmuje wartość 0. Ma to istotne znaczenie w kontekście wykonywania obliczeń w bardziej wyrafinowanych sterowaniach, gdzie można obniżyć ilość regulatorów i sprowadzić problem do rozwiązania jednofazowego falownika z mostkiem typu H.

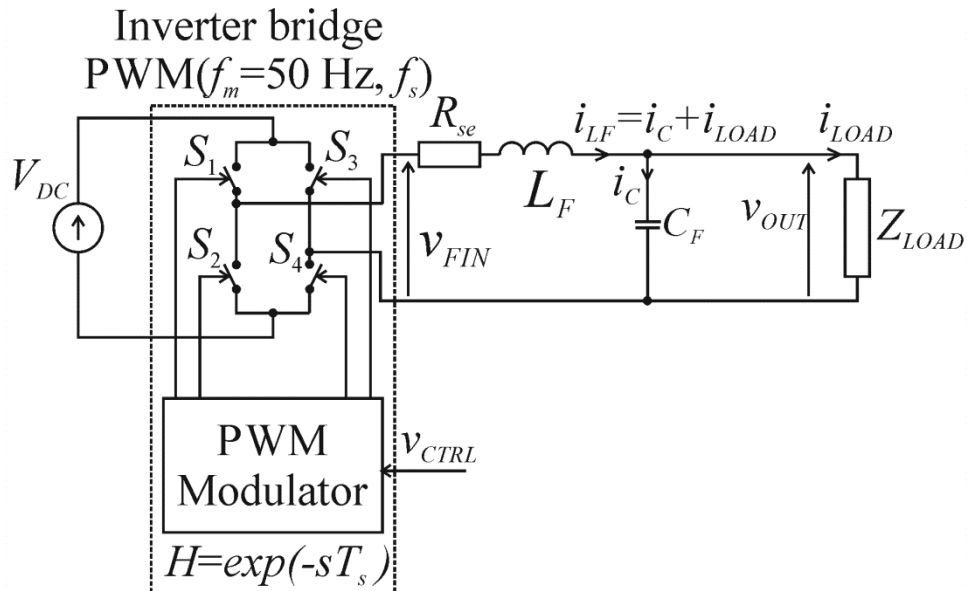
W przeprowadzonych badaniach uszczegółowiono sterowanie oparte na transformacie Clarke ze względu na brak obecności współczynników macierzy wzajemnych oddziaływań („*interconnection matrix*”) faz alfa i beta. W [96] przedstawiono porównanie sterowania IDA-PBC w układzie stacjonarnym $\alpha\beta$ i wirującym dq . Nie zauważono znaczących różnic w obu przypadkach. Ze względu na mniejszą ilość obliczeń w dalszej części pracy zastosowano transformację na układ stacjonarny.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_m t & \sin \omega_m t \\ -\sin \omega_m t & \cos \omega_m t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (7.3.1)$$

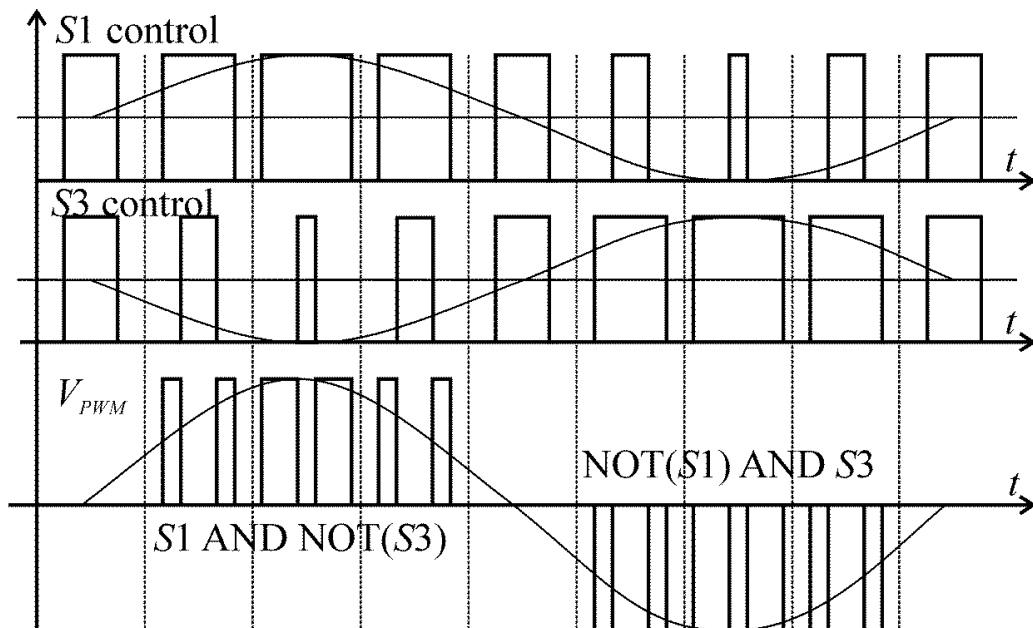
$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_m t & -\sin \omega_m t \\ \sin \omega_m t & \cos \omega_m t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (7.3.2)$$

7.4 Trzy typy schematów modulacji jednofazowej 3-poziomowej

W literaturze wyróżnia [108], [98] wyróżnia się 3 podstawowe schematy modulacji 3-poziomowej. Analizę różnych schematów modulacji oparto na schemacie przedstawionym na Rys. 7.4.1.



Rys. 7.4.1 Schemat falownika z pełnym mostkiem typu H oraz modulatorem PWM na wejściu realizującym dany schemat modulacji [85], [99]



Rys. 7.1.1 Pierwszy schemat modulacji [99]

Wskazany na Rys. 7.1.1 pierwszy schemat modulacji działa na zasadzie iloczynu logicznego funkcji przewodzenia dwóch szeregowo połączonych tranzystorów (S_1 - S_4 i S_3 - S_2), górne tranzystory (S_1 , S_3) są sterowane przebiegami przesuniętymi o pół podstawowego okresu. Dzięki temu mamy dwa impulsy PWM w jednym cyklu. W tym schemacie klucze są przełączane z dużą częstotliwością f_c , gdzie częstotliwość przebiegu PWM jest podwojona do wartości $2f_c$. Tak wysoka częstotliwość wyjściowego przebiegu PWM może być wadą układu, ponieważ może prowadzić do problemów z kompatybilnością elektromagnetyczną większych niż w dwóch pozostałych schematach modulacji [41], [94]. W celu zastosowania pierwszego schematu modulacji dla sieci impedancyjnych należy wziąć pod uwagę konieczność zdefiniowania przerw między generowanymi impulsami. Znajduje on swoje zastosowanie głównie w układach ze sprzężeniem zwrotnym [94].

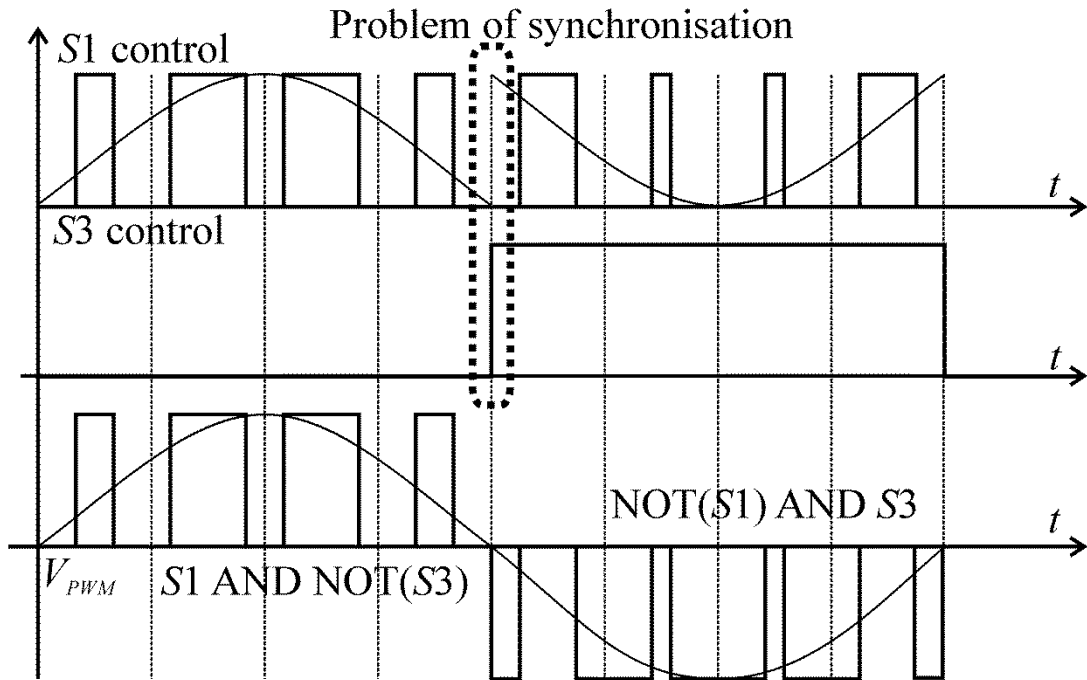
$$S_1: T_{ON}(k)/T_s = 0.5M \sin\left(k \frac{2\pi}{f_s/f_m}\right) + 0.5M \quad (7.4.1)$$

$$S_2: \text{NOT}(S_1) \quad (7.4.2)$$

$$S_3: T_{ON}(k)/T_s = 0.5M \sin\left(\left(k \frac{2\pi}{f_s/f_m}\right) + \pi\right) + 0.5M \quad (7.4.3)$$

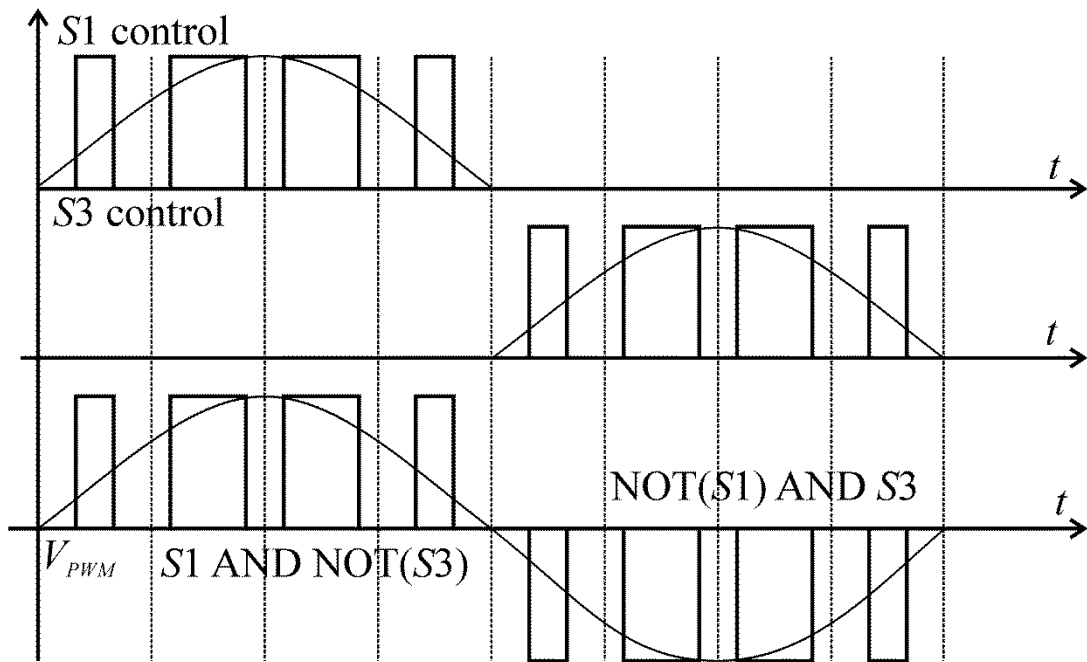
$$S_4: \text{NOT}(S_3) \quad (7.4.4)$$

Drugi schemat modulacji Rys. 7.1.2 opiera się na przełączaniu dwóch par kluczy mostka z różną częstotliwością. Para S_1 i S_2 przełączana jest z częstotliwością przełączania f_c , reszta kluczy S_3 i S_4 przełączane są z podstawową częstotliwością $f_m=50$ Hz [41], [94]. Drugi schemat modulacji ogranicza straty dynamiczne układu. Ogranicza również częstotliwość napięcia wspólnego. Klucze S_1 i S_2 w chwilach przejścia sygnału wyjściowego przez zero zmieniają współczynnik wypełnienia impulsów z minimalnego do maksymalnego i odwrotnie. W tej samej chwili czasu przejścia przez zero następuje zmiana sterowania kluczami S_3 i S_4 . W celu eliminacji impulsów zniekształcających przebiegi sterujące S_1 i S_2 oraz S_3 i S_4 przy przejściu przez zero powinny być dokładnie synchronizowane. Synchronizacja w praktycznej realizacji modulatora urządzenia nie jest wykonalna co skutkuje wystąpieniem zniekształceń sygnału wyjściowego i wzrostem współczynnika zniekształceń THD_v [41], [94].



Rys. 7.1.2 Drugi schemat modulacji [99]

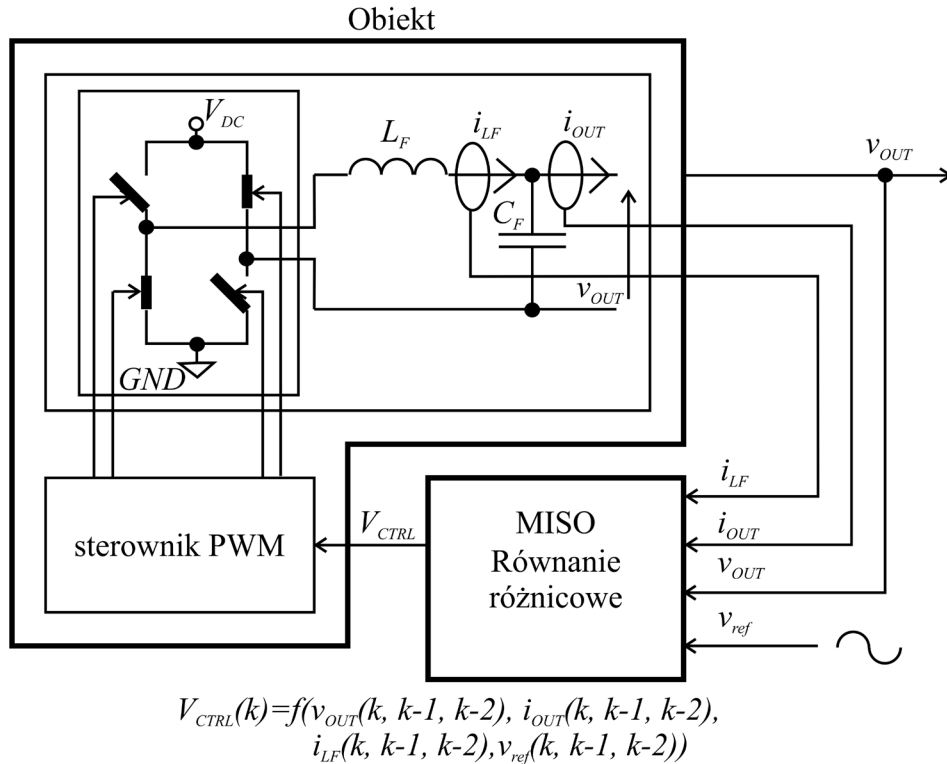
Najbardziej efektywnym schematem modulacji podczas prostej regulacji amplitudy wydają się trzeci schemat modulacji [41], [94]. Jest on stosowany głównie w rozwiązaniach przemysłowych. W trzecim schemacie modulacji dwa z kluczy z tej samej pierwszej gałęzi przełączane są z wysoką częstotliwością przełączania f_c w każdej z połówek okresu podstawowego. Reszta z kluczy znajdują się w stanie włączonym ON, bądź też wyłączonym OFF przez cały półokres podstawowy [94]. W drugiej połowie okresu podstawowego dokonują się zamiana zależności [41], [85], [94]. Klucze z drugiej gałęzi są przełączane częstotliwością przełączania f_c . Klucze z pierwszej gałęzi osiągną natomiast swój stan ustalony. Dzięki zastosowaniu trzeciego schematu modulacji unika się problemów z synchronizacją, niemniej jednak można spodziewać się większych problemów dotyczących kompatybilności EMC [94] w odniesieniu do pierwszego schematu modulacji. Dla tego schematu obserwuje się również brak problemów z przejściem sygnału napięciowego w okolicach zera.



Rys. 7.1.3 Trzeci schemat modulacji [99]

8. Sterowanie Passivity Based Control jako ulepszona metoda sterowania nadążnego

Jedną z metod sterowania nadążnego jest sterowanie oparte na zasadach zachowania energii PBC, po raz pierwszy wspomniane w klasycznej wersji w [115]. Sterowanie to w ostatnich latach zyskało swoją popularność ze względu na swoją efektywność szczególnie w porównaniu do innych metod np. regulatora deadbeat, który jest bardziej podatny na zmiany parametrów falownika [49]. Wśród najbardziej popularnych odmian sterowania pasywnego na uwagę zasługują zmodyfikowana wersja tzw. IPBC [61] oraz IDA PBC [72], [111]. Na początku rozważań bardzo ważne jest określenie dokładne modelu i schematu połączeń. Sterowanie to nadaje się zarówno do falowników jedno- jak i trójfazowych wykorzystujących modulację sinusoidalną z komparatorem [61]. Obiekt powinien być opisany za pomocą równań Euler'a Lagrange'a lub też Hamiltonianu układu [27]. Najbardziej efektywne sterowanie uzyskano stosując układ wielowejściowy typu MISO.



Rys. 8.1 Schemat układu typu MISO w zastosowaniu dla falownika jednofazowego ze sterownikiem PWM [92]

System w celu zachowania pasywności powinien zachować podstawowe warunki charakteryzujące:

- a) gromadzona energia w układzie powinna być mniejsza od energii dostarczonej;
- b) falownik pracujący bez sprzężenia zwrotnego powinien być stabilny.

Dodatkowo siły w układzie pasywnym dzielimy na siły stabilizujące, podtrzymujące oraz destabilizujące. Efektem sterowania jest poprawne strojenie parametrów i modyfikacja sił destabilizujących układ. Celem sterowania jest prawidłowe rozpraszanie energii, a co za tym idzie zagwarantowanie pasywności układu [70]. W trakcie przeprowadzonych badań dokonano analizy różnych odmian sterowania PBC [41]. Najprostsze rozwiązanie bazuje na linearyzacji układu równań oraz Lagrangian'u oraz dodaniu tylko i wyłącznie zmiennej R_i , która jest parametrem regulowanym i mającym wpływ na wzmocnienie różnicy między i_{LF} , a i_{LF} referencyjnym.

Po sprowadzeniu problemu układu trójfazowego do układu stacjonarnego w układzie $\alpha\beta$ otrzymano odpowiednie zależności, wykorzystując dodatkowo wersję [61] w układzie trójfazowym.

8.1 Klasyczne podejście to sterowania typu pasywnego dla jednofazowego falownika

W podejściu wg [61] problem sprowadza się do opisu falownika jednofazowego za pomocą równań wynikających wprost z prawa Kirchhoffa (8.1.1) i (8.1.2). W przypadku układów trójfazowych sposób postępowania polega na uproszczeniu problemu do sterowania faz w układzie stacjonarnym ortogonalnym $\alpha\beta$ lub wirującym dq [93].

$$L_F \frac{di_{LF}}{dt} + R_{LF} i_{LF} = uV_{DC} - v_{OUT} \quad (8.1.1)$$

$$C_F \frac{dv_{OUT}}{dt} = i_{LF} - i_{OUT} \quad (8.1.2)$$

Wektor zmiennych stanu (8.1.3).

$$\mathbf{z} = [i_{LF} \ v_{OUT}]^T \quad (8.1.3)$$

Wektor odniesienia (8.1.4).

$$\mathbf{z}_r = [i_{LFref} \ v_{ref}]^T \quad (8.1.4)$$

Na podstawie równań (8.1.1) oraz (8.1.2) można zapisać następujące równanie dla układu otwartego:

$$\mathbf{D}\dot{\mathbf{z}} + (\mathbf{J} + \mathbf{R})\mathbf{z} = u\mathbf{E} - i_{OUT}\mathbf{M} \quad (8.1.5)$$

Wektor błędu (8.1.6) jest różnicą pomiędzy mierzonymi zmiennymi wejściowymi, a ich wartościami referencyjnymi.

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{LF} - i_{LFref} \\ v_{OUT} - v_{ref} \end{bmatrix} \quad (8.1.6)$$

Dokonując podstawienia $\mathbf{z}=\mathbf{x}+\mathbf{z}_r$ otrzymujemy (8.1.7) Następnie wyznacza się błąd dynamiczny równania zachowania energii (8.1.5):

$$\mathbf{D}\dot{\mathbf{x}} + (\mathbf{J} + \mathbf{R})\mathbf{x} = u\mathbf{E} - i_{OUT}\mathbf{M} - [\mathbf{D}\dot{\mathbf{z}}_{ref} + (\mathbf{J} + \mathbf{R})\mathbf{z}_{ref}] \quad (8.1.7)$$

Poszczególne składowe macierzy równania (8.1.7):

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} L_F & 0 \\ 0 & C_F \end{bmatrix} \quad (8.1.8)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_{LF} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8.1.9)$$

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} V_{DC} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8.1.10)$$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (8.1.11)$$

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (8.1.12)$$

Do obu stron równania dodajemy dodatkowy człon dysypatywny. Zawiera on wstrzykiwaną rezystancję R_i , „injected” – wzmocnienie regulatora PBC (8.1.13).

$$\mathbf{D}\dot{\mathbf{x}} + (\mathbf{J} + (\mathbf{R}_i + \mathbf{R}))\mathbf{x} = \mathbf{u}\mathbf{E} - i_{OUT}\mathbf{M} - [\mathbf{D}\dot{\mathbf{z}}_{ref} + (\mathbf{J} + \mathbf{R})\mathbf{z}_{ref} - \mathbf{R}_i\mathbf{x}] \quad (8.1.13)$$

Gdzie macierz wzmocnień regulatora PBC opisana jest zależnością (8.1.14).

$$\mathbf{R}_i = \begin{bmatrix} R_i & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, R_i > 0 \quad (8.1.14)$$

Lewą stronę równania (8.1.13) opisującą dynamikę błędu w układzie zamkniętym z regulatorem PBC o wzmocnieniu R_i należy przyrównać do zera (8.1.15).

$$\mathbf{D}\dot{\mathbf{x}} + (\mathbf{J} + (\mathbf{R}_i + \mathbf{R}))\mathbf{x} = \mathbf{0} \quad (8.1.15)$$

Stąd (8.1.16):

$$\mathbf{u}\mathbf{E} - i_{OUT}\mathbf{M} - [\mathbf{D}\dot{\mathbf{z}}_{ref} + (\mathbf{J} + \mathbf{R})\mathbf{z}_{ref} - \mathbf{R}_i\mathbf{x}] = 0 \quad (8.1.16)$$

Ostatecznie z równania (8.1.16) uzyskujemy równanie sterowania (8.1.17).

$$\mathbf{u}\mathbf{E} - i_{OUT}\mathbf{M} - [\mathbf{D}\dot{\mathbf{z}}_{ref} + (\mathbf{J} + \mathbf{R})\mathbf{z}_{ref} - \mathbf{R}_i\mathbf{x}] \quad (8.1.17)$$

Równanie macierzowe (8.1.17) można przedstawić w postaci układu równań (8.1.18) oraz (8.1.19):

$$L \frac{di_{LFref}}{dt} + R_{LF} di_{LFref} + v_{OUTref} - R_i(i_{LF} - i_{LFref}) = uV_{DC} \quad (8.1.18)$$

$$C \frac{dv_{OUTref}}{dt} - i_{LFref} + i_{OUT} = 0 \quad (8.1.19)$$

W następnej kolejności korzystając z (8.1.18) oraz (8.1.19), dla przypadku klasycznego podejścia do sterowania typu PBC równanie sterowania ma postać (8.1.20).

$$u = \frac{1}{V_{DC}} (L_F \frac{di_{LF}}{dt} + R_{LF} i_{LF} + v_{ref} - R_i(i_{LF} - i_{LFref})) \quad (8.1.20)$$

Napięcie sterowania falownikiem v_{ctrl} zależne od czasu załączenia kluczy tranzystorowych (8.1.21):

$$v_{ctrl} = \frac{T_{ON}(t)}{T_C} V_{DC} = uV_{DC} \quad (8.1.21)$$

Wartość wzmocnienia regulatora – „wstrzykiwana” rezystancja R_i musi być dodatnia. Natomiast szybkość zmian napięcia sterującego v_{ctrl} nie może przekraczać maksymalnej szybkości zmian sygnału wyjściowego modulatora PWM.

$$\left. \frac{dv_{ctrl}}{dt} \right|_{max} < \frac{V_{DC}}{T_C} \quad (8.1.22)$$

$$\frac{dv_{ctrl}}{dt} \approx -R_i \frac{d(i_{LF} - i_{LFref})}{dt} \approx -R_i \frac{di_{LF}}{dt} \approx -R_i \frac{v_{ctr} - v_{OUT}}{L_F} \quad (8.1.23)$$

$$\left. \frac{dv_{ctrl}}{dt} \right|_{max} = R_i \frac{V_{DC}}{L_F} \quad (8.1.24)$$

Z (8.1.22) i (8.1.24) wynika ograniczenie wartości zawsze dodatniego członu dysypatywnego R_i (8.1.25)

$$R_i \leq \frac{L_F}{T_c} \quad (8.1.25)$$

Należy zwrócić uwagę, że w klasycznym podejściu do sterowania PBC falownikiem nie mierzymy bezpośrednio napięcia wyjściowego, a jest ono określone jedynie za pomocą analitycznego opisu falownika. Niedoskonałość tego opisu (równania stanu) będzie powodować pewne błędy napięcia wyjściowego. Stąd próby [61] uwzględnienia bezpośrednio napięcia wyjściowego w równaniu sterowania. Znacznie lepszym rozwiązaniem jest oparcie się na idei IDA-PBC przedstawionej w [102] i rozwiniętej w rozdziale 8.2.

8.2 Zmodyfikowane sterowanie nadążne typu „passivity” – Improved Passivity Based Control 2 (IPBC2)

Zmodyfikowane sterowanie typu PBC opiera się natomiast na [102]. Przedstawione tam rozwiązanie „*interconnection and damping assignment*” passivity-based control (IDA-PBC) dotyczyło sterowania trójfazowego falownika realizowanego w wirującym układzie współrzędnych dq . Występujące tam wzajemne oddziaływania zmiennych na obu osiach wymagały wprowadzenia specjalnego sterowania tłumiącego te wzajemne wpływy („*interconnection damping*”). Wykorzystując transformację układu trójfazowego do układu ortogonalnego stacjonarnego $\alpha\beta$, gdzie sterowania w obu osiach są niezależne, można znacznie zredukować ilość obliczeń, nie tracąc na jakości sterowania [96]. Dodatkowo równania sterowania dla układu $\alpha\beta$ można bezpośrednio wykorzystać do sterowania układu jednofazowego (biorąc pod uwagę przeliczenie wartości zastępczej pojemności, w układzie trójfazowym zastępcze pojemności dla obciążenia w trójkąt wynoszą $C_{Fe} = 3C_F$, a dla obciążenia w gwiazdę $C_{Fe} = C_F$). Zasada działania sterowania dalej nazywanego IPBC2 („*improved*” PBC, wersja 2) również opiera się na zasadach zachowania i gromadzenia energii w układzie jednak opis układu wykorzystuje zależności wynikające z określenia wektora zmiennych stanu x .

Za zmienne stanu (8.2.1) przyjęto funkcje napięcia i prądu dławika poszczególnych faz, tak aby uzyskać funkcje Hamiltonianu przedstawione w równaniach (8.2.2) i (8.2.3):

$$x_{\alpha\beta} = [L_F i_{LF\alpha} \quad L_F i_{LF\beta} \quad C_F v_{OUT\alpha} \quad C_F v_{OUT\beta}]^T \quad (8.2.1)$$

Równanie ogólne sterowania PBC opartego na [101], gdzie $g(x)$ jest to macierz wejść wektora sterującego u , ζ to zaburzenia systemu. Wektor napięcia wyjściowego:

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}(x) - \mathbf{R}(x)] \frac{\partial H(x)}{\partial x} + \mathbf{g}(x)u + \xi \quad (8.2.2)$$

$$y = \mathbf{g}^\top(x) \frac{\partial H}{\partial x}(x) + \mathbf{D}(x)u \quad (8.2.3)$$

Równania stanu poszczególnych faz (8.2.4) są nazywane zaburzoną modelem fizycznym systemu typu “*perturbed Port–Hamiltonian*”. Układ otwarty można opisać równaniem (8.2.14). Zmienna wejściowa to $\mathbf{m}_{\alpha\beta}$, a wektor zaburzeń to $\mathbf{d}_{\alpha\beta}$. Jest to opis układu otwartego.

$$\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta} = [\mathbf{J}_{\alpha\beta} - \mathbf{R}_{\alpha\beta}] \mathbf{P}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta} + \mathbf{G}_{\alpha\beta} \mathbf{m}_{\alpha\beta} + \mathbf{D}_{\alpha\beta} \mathbf{d}_{\alpha\beta} \quad (8.2.4)$$

W skład równania (8.2.4) wchodzi między innymi macierz interkoneksji (wzajemnych oddziaływań) \mathbf{J} (8.2.10), macierz zaburzeń \mathbf{D} (8.2.11), macierz współczynników filtra \mathbf{P} (8.2.9), macierz sterowania $\mathbf{m}_{\alpha\beta}$ (8.2.5).

$$\mathbf{m}_{\alpha\beta} = [m_\alpha \quad m_\beta]^\top \quad (8.2.5)$$

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{LF}}{L_F} & 0 & -\frac{1}{L_F} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_F} & -\frac{1}{C_F} & 0 \end{bmatrix} \quad (8.2.6)$$

$$\mathbf{B}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 1 \\ L_F \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_{\alpha\beta} = [0 \quad 0 \quad 1 \quad 0] \quad (8.2.7)$$

$$\mathbf{R}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} R_{LF} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{LF} & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8.2.8)$$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} L_F & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_F & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_F & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_F \end{bmatrix} \quad (8.2.9)$$

$$\mathbf{J}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8.2.10)$$

$$\mathbf{G}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} V_{DC} & 0 \\ 0 & V_{DC} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{D}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (8.2.11)$$

$$\mathbf{d}_{\alpha\beta} = [i_{OUT\alpha\beta} \quad i_{OUT\alpha\beta}] \quad (8.2.12)$$

Dynamika układu falownika jest wyznaczana na podstawie różnicy zmiennych stanu oraz wektora wartości referencyjnych (8.2.13).

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta} = \mathbf{x}_{\alpha\beta} - \mathbf{x}_{\alpha\beta ref} \quad (8.2.13)$$

Równanie opisujące układ zamknięty (śledzenia błędu) z wprowadzonymi współczynnikami wzmocnienia błędów prądu i napięcia (8.2.13) ma postać (8.2.14):

$$\dot{\mathbf{e}}_{\alpha\beta} = [(\mathbf{J}_{\alpha\beta} + \mathbf{J}_{\alpha\beta,a}) - (\mathbf{R}_{\alpha\beta} + \mathbf{R}_{\alpha\beta,a})] \mathbf{P}^{-1} \mathbf{e}_{\alpha\beta} \quad (8.2.14)$$

Gdzie macierz wzmocnień prądu R_i i napięcia K_v ma postać (8.2.15).

$$\mathbf{R}_{\alpha\beta,a} = \begin{bmatrix} R_i & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_v & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_v \end{bmatrix} \quad (8.2.15)$$

Natomiast w układzie $\alpha\beta$, $\mathbf{J}_{\alpha\beta a} = 0$, bo zmienne na osiach α , β są niezależne (układ jest ortogonalny). Ostatecznie mamy postać równania opisującego układ zamknięty (8.2.16).

$$\dot{\mathbf{e}}_{\alpha\beta} = [\mathbf{J}_{\alpha\beta} - (\mathbf{R}_{\alpha\beta} + \mathbf{R}_{\alpha\beta,a})] \mathbf{P}^{-1} \mathbf{e}_{\alpha\beta} \quad (8.2.16)$$

Wzmocnienia prądu i napięcia muszą być zdefiniowane dodatnio (8.2.18), (8.2.19), aby spełnić warunek pasywności układu (8.2.17):

$$\frac{dH(e_{\alpha\beta})}{dt} < 0 \quad (8.2.17)$$

$$R_{LF} + R_i > 0 \quad (8.2.18)$$

$$K_V > 0 \quad (8.2.19)$$

Równanie sterowania (8.2.20) uzyskujemy odejmując stronami równanie układu otwartego (8.2.4) od równania układu zamkniętego (8.2.16).

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{\alpha\beta} \mathbf{m}_{\alpha\beta} = & -[\mathbf{J}_{\alpha\beta} - \mathbf{R}_{\alpha\beta}] \mathbf{P}_{\alpha\beta}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta,ref} - \mathbf{R}_{\alpha\beta,a} \mathbf{P}_{\alpha\beta}^{-1} (\mathbf{x}_{\alpha\beta} - \mathbf{x}_{\alpha\beta,ref}) \\ & - \mathbf{D}_{\alpha\beta} \mathbf{d}_{\alpha\beta} + \dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta,ref} \end{aligned} \quad (8.2.20)$$

Korzystając z zależności (8.2.20) można wyprowadzić równanie sterowania (8.2.21).

$$m_{\alpha\beta} V_{DC} = \frac{L_F d(i_{LF\alpha\beta REF})}{dt} + R_{LFe} i_{LF\alpha\beta REF} - R_i (i_{LF\alpha} - i_{LF\alpha\beta REF}) + v_{OUT\alpha\beta REF} \quad (8.2.21)$$

$$i_{LF\alpha\beta REF} = \frac{C_F d(v_{OUT\alpha\beta REF})}{dt} - -K_v (v_{OUT\alpha\beta} - v_{OUT\alpha\beta REF}) + i_{OUT\alpha\beta} \quad (8.2.22)$$

Równania sterowania (8.2.21) i (8.2.22) można zapisać w postaci różnicowej (8.2.23) i (8.2.24).

$$\begin{aligned} V_{CTRL\alpha\beta}(k) = & L_F [i_{LF\alpha\beta REF}(k) - i_{LF\alpha\beta REF}(k-1)] f_s + R_{LF} i_{LF\alpha\beta REF}(k) - \\ & - R_i [i_{LF\alpha\beta}(k) - i_{LF\alpha\beta REF}(k)] + v_{OUT\alpha\beta, REF}(k) \end{aligned} \quad (8.2.23)$$

$$\begin{aligned} i_{LF\alpha\beta ref}(k) = & C_{fe} [v_{OUT\alpha\beta ref}(k) - v_{OUT\alpha\beta ref}(k-1)] f_c \\ & - K_v [v_{OUT\alpha\beta}(k) - v_{OUT\alpha\beta ref}(k)] + i_{OUT\alpha\beta}(k) \end{aligned} \quad (8.2.24)$$

Funkcja opisująca przepływ całej energii systemu H jest używana we wszystkich rodzajach sterowania typu PBC (8.2.25). Funkcję gromadzenia energii można zapisać w postaci Liapunowa (8.2.26). Dla równania (8.2.25) gromadzona energia musi być mniejsza bądź równa energii dostarczonej do systemu.

$$H[x(t)] - H[x(0)] \leq \int_0^t u^T(u)h(x(u))du \quad (8.2.25)$$

$$H = \frac{1}{2}L_F x_1^2 + \frac{1}{2}C_F x_2^2 \quad (8.2.26)$$

Dla poprawnego zachowania systemu IPBC2 musi spełniać warunki stabilności systemu dla punktu równowagi $e_{\alpha\beta} = 0$, dodatkowo system jest asymptotycznie stabilny jeżeli spełnione są zależności (8.2.27) – (8.2.29):

$$H(x_{\alpha\beta}, x_{\alpha\beta REF}) = \frac{1}{2}e_{\alpha\beta}^T P^{-1}e_{\alpha\beta} \quad (8.2.27)$$

$$\left. \frac{\partial H(x_{\alpha\beta}, x_{\alpha\beta REF})}{\partial x_{\alpha\beta}} \right|_{x_{\alpha\beta} = x_{\alpha\beta REF}} = 0 \quad (8.2.28)$$

$$\left. \frac{\partial^2 H(x_{\alpha\beta}, x_{\alpha\beta REF})}{\partial x^2 \alpha\beta} \right|_{x_{\alpha\beta} = x_{\alpha\beta REF}} > 0 \quad (8.2.29)$$

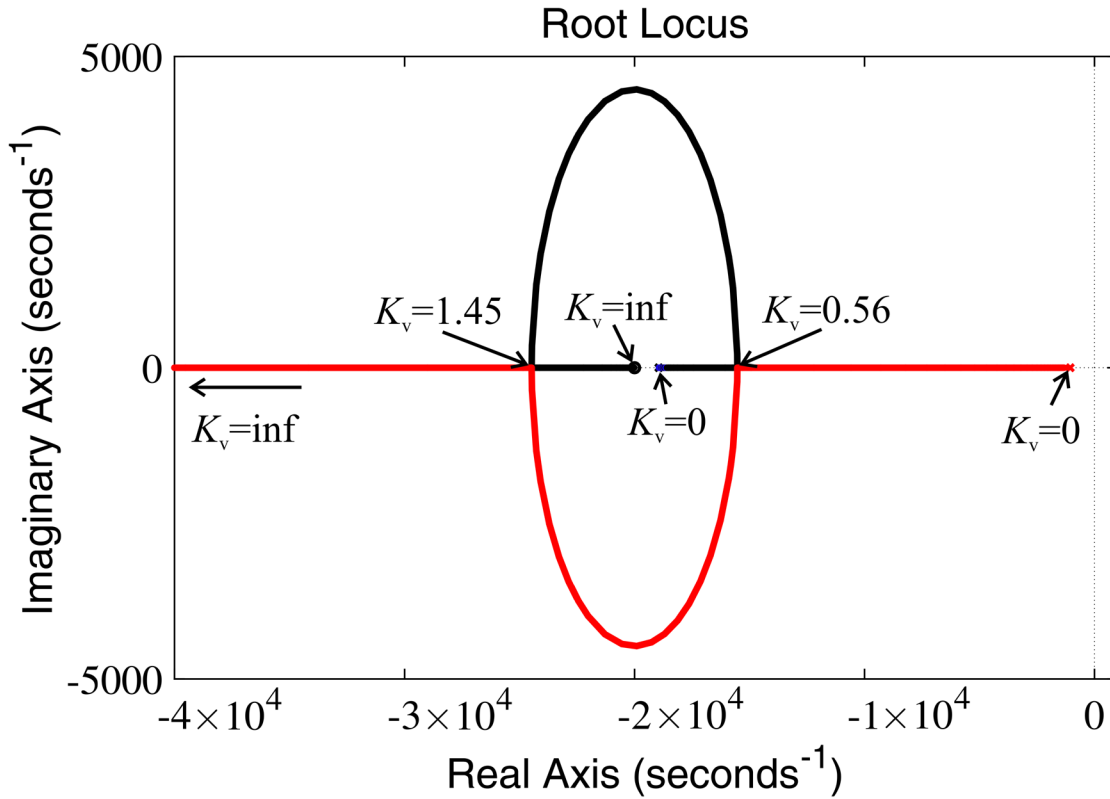
Mówiąc o warunkach stabilności nie sposób pominąć warunek ograniczający wzmocnienie prądu i napięcia. Można go wyznaczyć na podstawie zasad stabilności układu oraz szybkości narostu napięcia wejściowego w czasie [15].

Analizując warunki stabilności układu poprzez analizę wartości pierwiastków równania charakterystycznego (8.2.23) można wykazać, że pierwiastki te $\lambda_{1,2}$ dla dodatnich wartości wzmocnień R_i i K_v zawsze będą dodatnie, co wynika z równania (8.2.30).

$$\det\{[(J_{\alpha\beta} + J_{\alpha\beta a}) - (R_{\alpha\beta} + R_{\alpha\beta a})] - \lambda I\} = 0 \quad (8.2.30)$$

$$\lambda_{1,2} = \frac{\{-(R_{Fe} + R_i)C_{Fe} + L_F K_v\}}{2L_F C_{Fe}} \quad (8.2.31)$$

$$\pm \frac{\sqrt{[(R_{Fe} + R_i)C_{Fe} + L_F K_v]^2 - 4L_F C_{Fe} [1 + (R_{Fe} + R_F)K_v]}}{2L_F C_{Fe}}$$



Rys. 8.2.1 Rozmieszczenie pierwiastków równania charakterystycznego dla $C_F = 50 \mu\text{F}$ i $L_F = 1 \text{ mH}$, $R_{LF} + Ri = 20 \Omega$ dla układu jednofazowego [100]

Natomiast podobnie jak pokazano to w rozdziale 8.1, szybkość narostu napięcia sterującego nie może przekraczać szybkości narostu sygnału wyjściowego modulatora PWM.

$$\left. \frac{dv_{ctrl}}{dt} \right|_{max} < \frac{V_{DC}}{T_c} \quad (8.2.32)$$

Zakładamy, że w jednym cyklu przetwarzania $d(v_{OUTref})/dt \approx 0$. Stąd:

$$i_{LFref}(kT_s) \approx -K_v[v_{OUT}(kT_s) - v_{OUTref}(kT_s)] + i_{OUT}(kT_s) \quad (8.2.33)$$

$$i_{LFref}(kT_s) \approx \left(\frac{1}{D} - K_v \right) v_{OUT}(kT_s) + v_{OUTref}(kT_s) \quad (8.2.34)$$

$$\frac{di_{LFref}(kT_s)}{dt} \approx \left(\frac{1}{R_{LOAD}} - K_v \right) \frac{dv_{OUT}(kT_s)}{dt} \quad (8.2.35)$$

Równanie (8.2.21) można zapisać w uproszczonej wersji: (8.2.36).

$$\frac{dv_{CTRL}(kT_s)}{dt} \approx L_F \frac{d^2 i_{LFref}(kT_s)}{dt^2} + (R_{se} + R_i) \frac{di_{LFref}(kT_s)}{dt} - R_i \frac{di_{LF}(kT_s)}{dt} \quad (8.2.36)$$

Podstawiając (8.2.35) do (8.2.36) uzyskuje się (8.2.37):

$$\begin{aligned} \frac{dv_{CTRL}(kT_s)}{dt} \approx L_F \left(\frac{1}{R_{LOAD}} - K_v \right) \frac{d^2 v_{OUT}(kT_s)}{dt^2} \\ + (R_{se} + R_i) \left(\frac{1}{R_{LOAD}} - K_v \right) \frac{dv_{OUT}(kT_s)}{dt} - R_i \frac{di_{LF}(kT_s)}{dt} \end{aligned} \quad (8.2.37)$$

Dla $R_{LOAD} \gg 1/(2\pi f_s C_F)$, można wprowadzić do (8.2.37) następujące przybliżenia (8.2.38):

$$\left. \frac{di_{LF}(kT_s)}{dt} \right|_{max,min} \approx \pm \frac{V_{DC}}{L_F}, \quad (8.2.38)$$

$$\left. \frac{dv_{OUT}(kT_s)}{dt} \right|_{max} \approx \frac{i_{LF}}{C_F},$$

$$\left. \frac{d^2 v_{OUT}(kT_s)}{dt^2} \right|_{max} \approx \frac{d}{dt} \left(\frac{i_{LF}}{C_F} \right) \Big|_{max} \approx \pm \frac{V_{DC}}{L_F C_F}$$

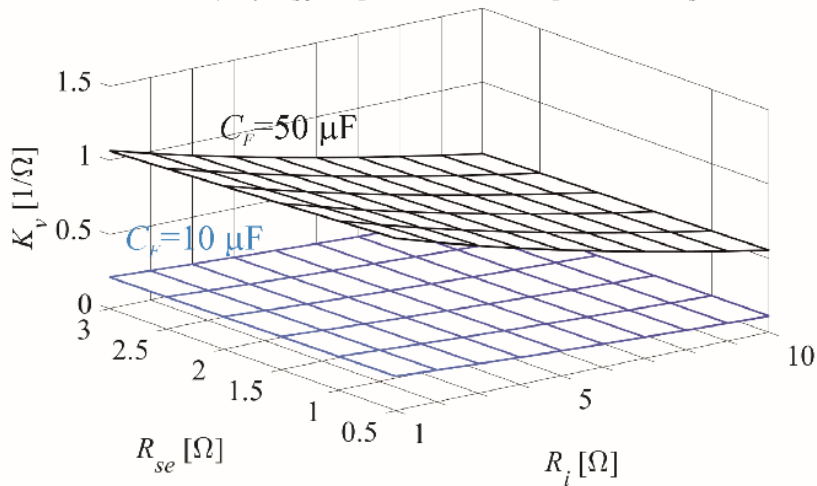
W rezultacie otrzymujemy wartość na maksymalną szybkość napięcia sterującego (8.2.39). Z (8.2.32) i (8.2.39) otrzymujemy wzór (8.2.40) określający ograniczenia na wzmocnienia regulatora IPBC2. Rys. 8.2.2 przedstawia ilustrację graficzną zależności (8.2.40).

$$\left| \frac{dv_{CTRL}(kT_s)}{dt} \right|_{max} \approx K_v [L_F + (R_i + R_{se})T_s] \frac{V_{DC}}{L_F C_F} + R_i \frac{V_{DC}}{L_F} \quad (8.2.39)$$

$$K_v \left[1 + (R_i + R_{se}) \frac{T_s}{L_F} \right] \frac{1}{C_F} + R_i \frac{1}{L_F} < f_c \quad (8.2.40)$$

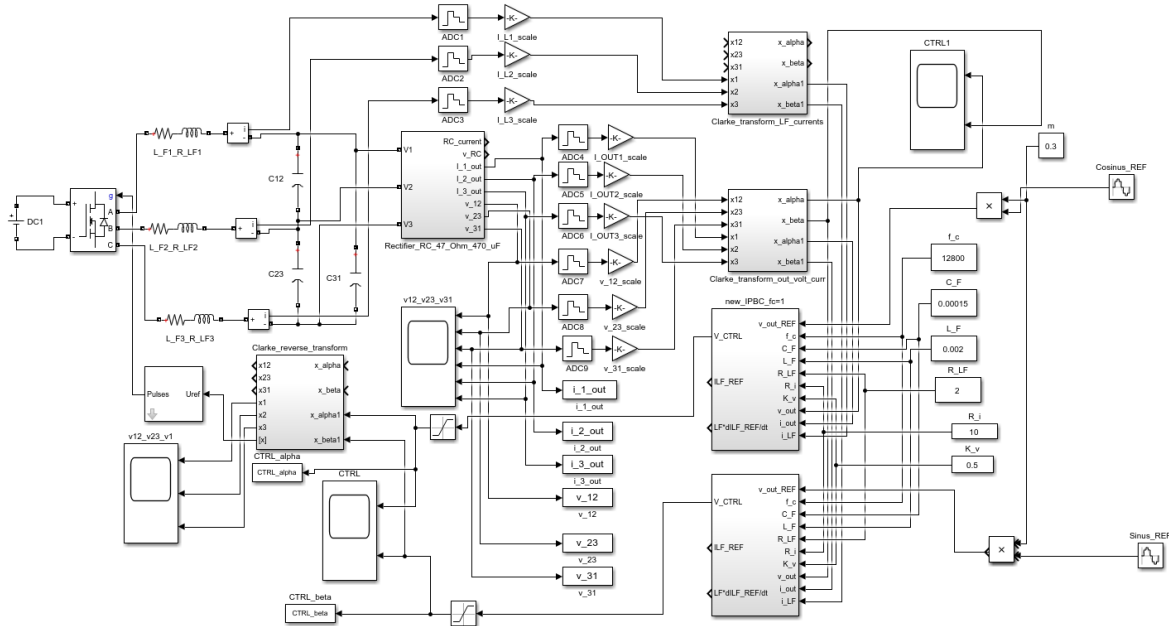
Na podstawie (8.2.17) dolne ograniczenie wynosi (8.2.18), (8.2.19) i dla przeprowadzonych badań przyjęto $K_v = 0.5$ oraz $R_i = 10$ mając na uwadze rozkład pierwiastków i dobrany kondensator $C_F = 50 \mu F$ [100].

Maximum of $K_v(R_i, R_{se})$, $C_F = 10, 50 \mu\text{F}$, $L_F = 1 \text{ mH}$, $f_s = 25600 \text{ Hz}$

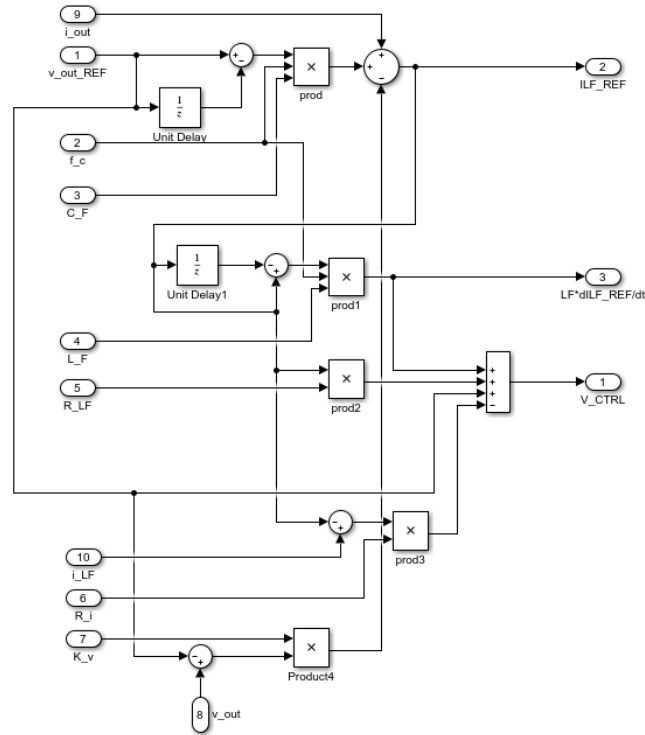


Rys. 8.2.2 Zależność współczynnika K_v od wzmacnienia prądowego R_i oraz szeregowej rezystancji R_{se} (zastępczej rezystancji szeregowej falownika) dla $f_c = 25600 \text{ Hz}$ [15]

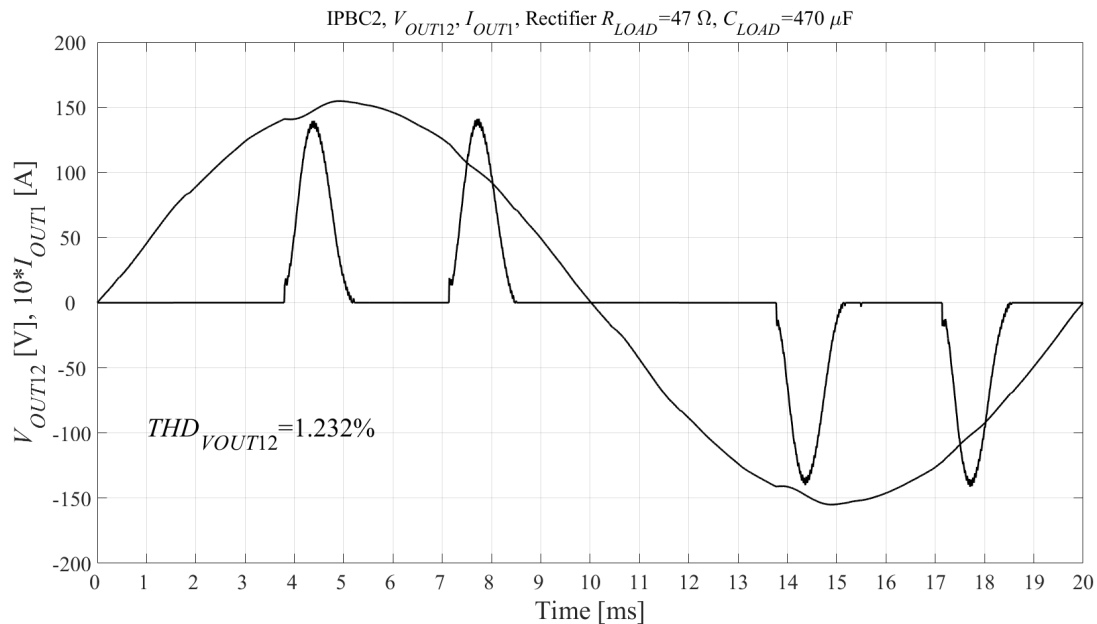
Im mniejszy stosunek okresu przetwarzania do indukcyjności (8.2.40) tym mniejszy wpływ szeregowej rezystancji zastępczej. Dla dużych wartości częstotliwości wielkość rezystancji szeregowej R_{se} jest pomijalna [15].



Rys. 8.2.3 Schemat połączeń dla trójfazowego falownika z obciążeniem typu trójkąt i sterowaniem IPBC2 w układzie stacjonarnym $\alpha\beta$ – fragment z programu MATLAB/Simulink [94]

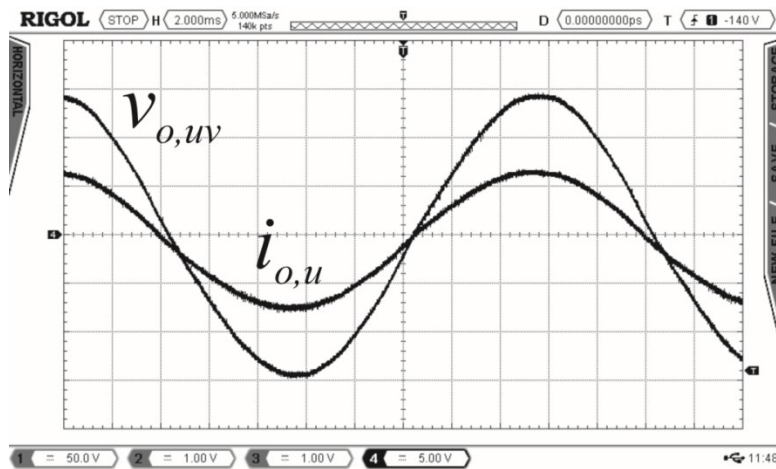


Rys. 8.2.4 Schemat połączeń sterowania IPBC2 dla jednej z faz (α) układu stacjonarnego $\alpha\beta$ – fragment z programu MATLAB/Simulink [94]

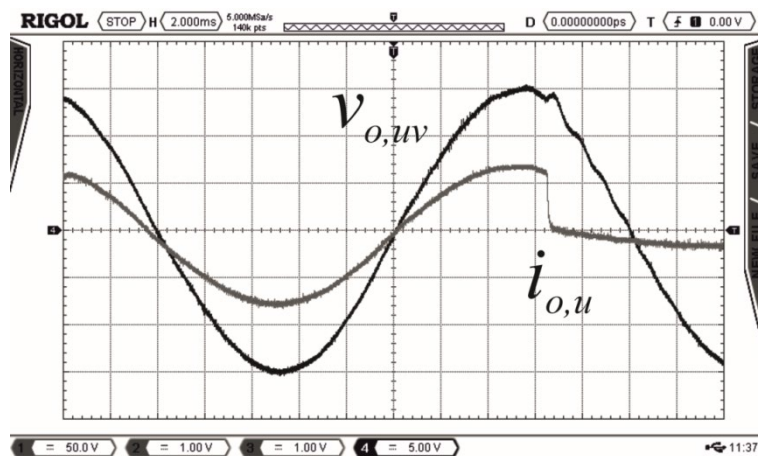


Rys. 8.2.5 Przebiegi symulacyjne napięcia międzyfazowego napięcia wyjściowego oraz prądu sterowania dla $K_v=0.5$, $R_i = 10 \Omega$, $C_F = 50 \mu\text{F}$, $L_F = 2 \text{ mH}$

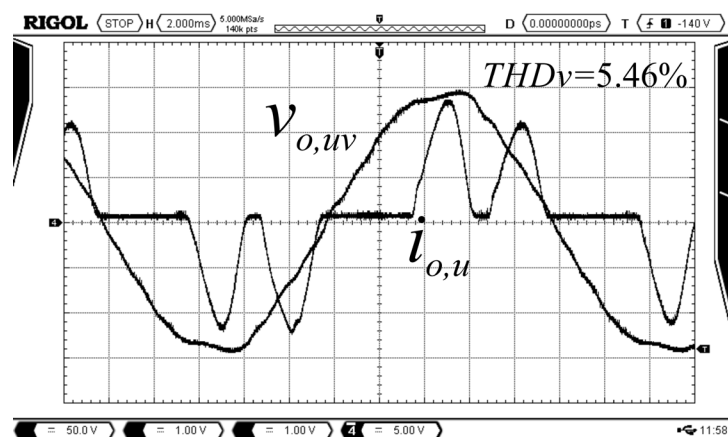
8.3 Wyniki pomiarów w trójfazowym modelu eksperymentalnym ze sterowaniem IPBC2 dla zrównoważonego obciążenia



a)



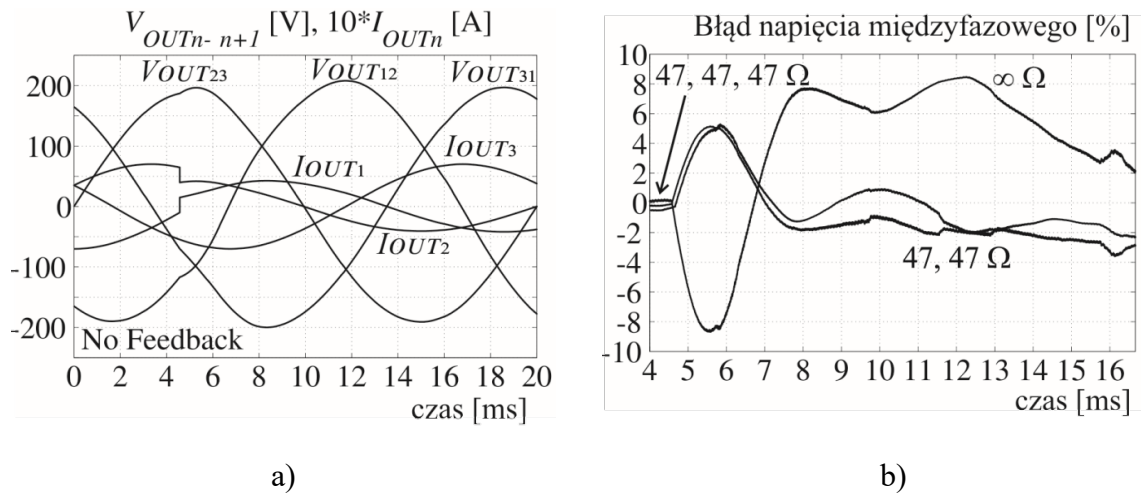
b)



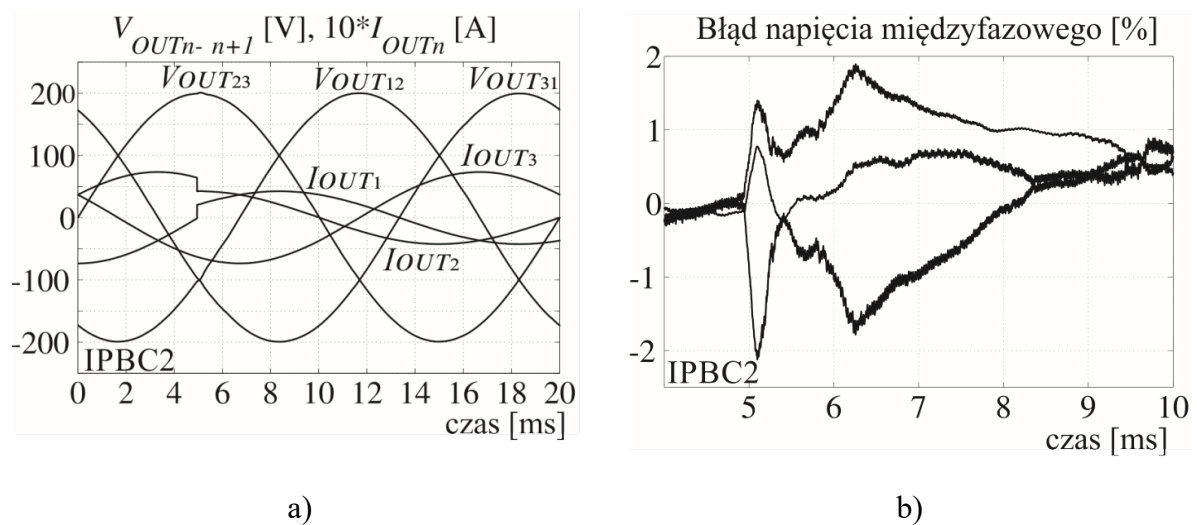
c)

Rys. 8.3.1 a) Napięcie międzyfazowe i prąd fazowy dla obciążenia rezystancyjnego $R_{LOAD} = 47 \Omega$, b) obciążenia dynamicznego, c) obciążenia nieliniowego RC , gdzie $R_{LOAD} = 47 \Omega$ i $C_L = 470 \mu F$, dla $K_v = 0.8$, $R_i = 7$, $f_c = 12800 \text{ Hz}$, $L_F = 3 \text{ mH}$, $C_F = 50 \mu F$ [96]

8.4 Wyniki pomiarów w trójfazowym modelu eksperymentalnym dla nierównoważonego obciążenia



Rys. 8.4.1 a) Napięcie międzyfazowe i prąd fazowy dla nierównoważonego obciążenia dynamicznego rezystancyjnego typu trójkąt bez sprzężenia zwrotnego 43-470-470 Ω b) błąd statyczny podczas przeregulowania dla stanu odciążenia i dociążenia [94]



Rys. 8.4.2 a) Napięcie międzyfazowe i prąd fazowy dla nierównoważonego obciążenia dynamicznego rezystancyjnego typu trójkąt ze sprzężeniem zwrotnym IPBC2 43-470-470 Ω b) błąd statyczny podczas przeregulowania dla stanu odciążenia i dociążenia dla $K_v = 0.5$ $R_i = 7$, $f_c = 12800$ Hz, $L_F = 3$ mH, $C_F = 50$ μ F [94]

Zastosowane ulepszone i zmodyfikowane sterowanie typu „*passivity*” – IPBC2 pozwala nie tylko na zachowanie zasad przepływu energii w falowniku ale również jest w stanie reagować na zmiany związane z różnymi typami obciążenia, w tym obciążeniami typu dynamicznego niezrównoważonego. Problem sprowadza się do poprawnego opisu dynamiki błędu uwzględniając jednocześnie dodatkową pochodną napięcia wyjściowego, która z jednej strony może mieć wpływ na opóźnienia występujące w układzie, z drugiej strony pozwala na korekcję prądu dławika filtra wyjściowego dla konkretnych faz.

Dla nieliniowego prostownikowego obciążenia typu RC oraz dla rezystancyjnego obciążenia dynamicznego dla sterowania PBC uzyskano wyniki poprawiające pracę układu [92]. Zastosowany kontroler pozwalał na efektywną redukcję zniekształceń napięcia wyjściowego z około 6% THD do 2.5% THD w układzie trójfazowym dla nieliniowego obciążenia prostownikowego RC.

Dzięki zastosowaniu metodologii sterowania IPBC2 [94] uzyskano odporność dla różnych typów obciążenia w tym niezrównoważonego obciążenia rezystancyjnego dynamicznego w układzie z obciążeniem typu trójkąt. Uzyskano redukcję błędu liniowego z około 12% do 2% dla napięć międzyfazowych przy okresie przełączania obciążenia o czasie trwania 10 ms dla obciążenia w układzie trójkąta 43-470-470 Ω .

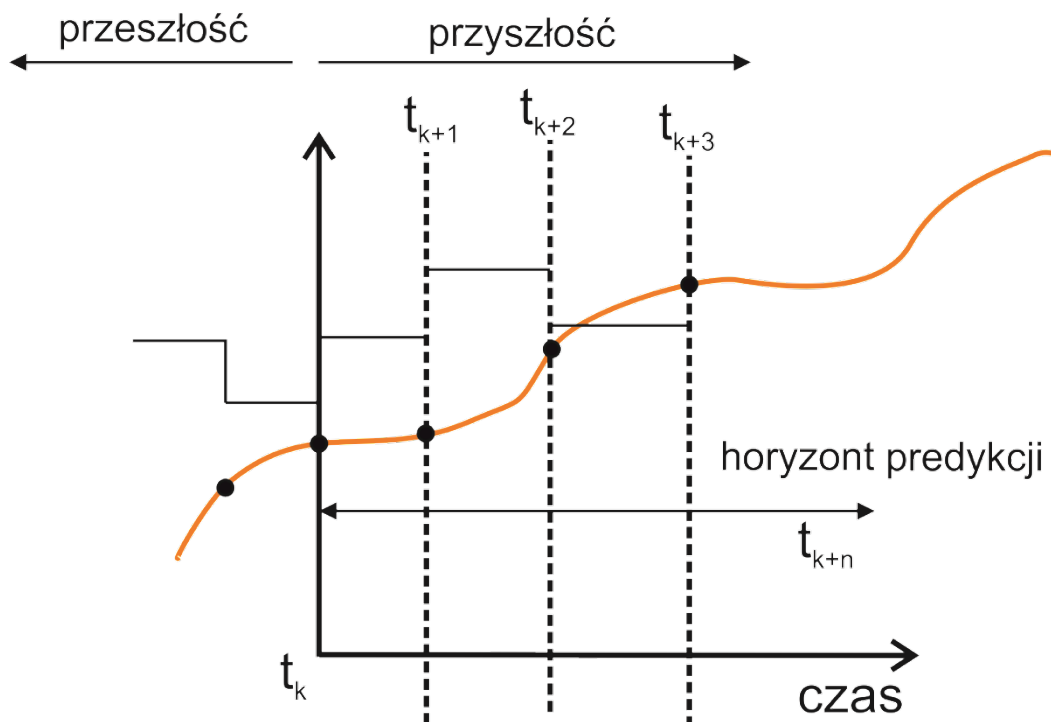
9. Sterowanie predykcyjne

9.1 Podstawowy podział sterowań predykcyjnych

Na przestrzeni lat powstało bardzo wiele różnych typów sterowania predykcyjnego. Wśród wiodących rozwiązań należy wyróżnić „*model predictive control*” MPC, „*linear-quadratic control*” LQR, „*fuzzy-logic*”, sterowania oparte na analizie stanów przełączeniowych korzystających z tzw. tablic LUT (sieci neuronowe ANN [9], wykorzystujących obserwatory stanu np. obserwator Luenbergera oraz wiele innych [3], [18], [29], [34], [45]. Rozwiązanie te opierają się głównie na estymacji wartości błędu poszczególnych parametrów wyjściowych i jego minimalizacji na podstawie przyjętego kryterium jakości i podanego opisu modelu [4]. Dodatkowo stosuje się parametry kompensacji opóźnień czy też minimalizujące ilość obliczeń, szczególnie w układach trójfazowych w systemach typu MISO. Algorytmy predykcyjne regulacji stosuje się przede wszystkim w przypadkach: dużej liczby zmiennych regulowanych i sterowanych, przy różnego rodzaju ograniczeniach tych wielkości, przy badaniu układów narażonych na uszkodzenia elementów pomiarowych, przy dużych opóźnieniach, przy układach na granicy stabilności i minimalnofazowością [57], [80]. Sterowanie w chwilach ($k+1$) ma miejsce dla

pewnego zadanego skończonego horyzontu predykcji N , następnie przeważnie dokonuje się ponownego pomiaru sygnałów wyjściowych. W przypadku sterowania typu MPC przy kroku predykcji $(k+2)$ obserwuje się tylko nieznaczne różnice spadku THD_v związane z ponownym pomiarem wartości mierzonych w porównaniu do wykorzystania tego samego wektora pomiarowego [36], [44], wykorzystanie dwóch kroków predykcji stosuje się w przypadku dodatkowych pomiarów prądu wyjściowego, eliminacji stanów przełączań czy też zebrania większej ilości danych warstwy niezbędnej do trenowania sieci neuronowej w celu poprawy wydajności sterowania.

Ogólna zasada przesuwającego horyzontu zakłada natomiast, że po upływie całego horyzontu N nie następuje przyrost sygnału sterującego i jednocześnie osiągnięto minimum funkcji celu J_c . Zarówno w przypadku estymacji napięcia wyjściowego v_{out} jak i prądu wyjściowego i_{out} bardzo ważną rolę odgrywa znajomość charakterystyki idealnych sygnałów wyjściowych, częstotliwości, amplitudy w tym sygnału referencyjnego v_{ref} [62]. Przyjmuje się, że zmiany prądu mają znacznie wolniejszy charakter, niemniej wielkości tych zmian związane między innymi z wielkością obciążenia czy też indukcyjności L_F i szeregowej rezystancji R_{LF} . Podobnie jak w przypadku sterowania typu „*passivity*” regulator pracuje w zakresie stałego napięcia wejściowego V_{DC} .



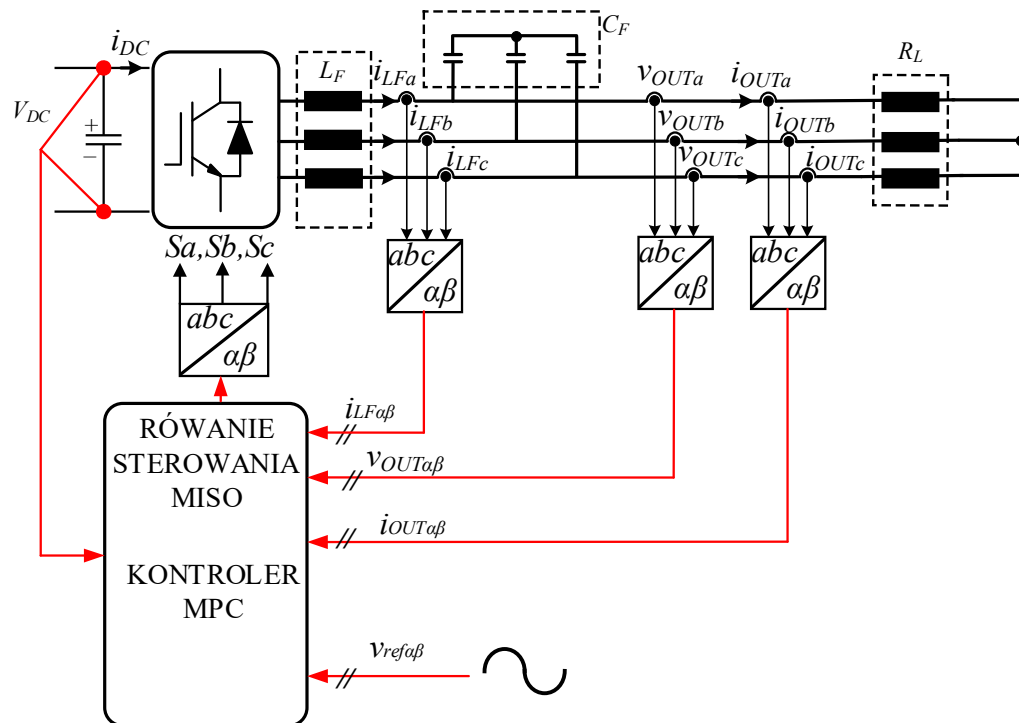
Rys. 9.1 Predykcja wartości sygnałów dla zadanego okresu dyskretyzacji w skończonym horyzoncie predykcji N

9.2 Model Predictive Control (MPC) – sterowanie typu predykcyjnego, oparte na problemie optymalizacji funkcji kosztów falownika napięcia

Jednym z analizowanych sterowań podczas przeprowadzonych badań było sterowanie MPC, oparte na modelu wewnętrznym falownika. Jest traktowane jako jedno z zaawansowanych metod sterowania, gdzie wyróżnia się przesuwany horyzont predykcji. Podobnie jak w przypadku przestawionego sterowania typu pasywnego PBC bazuje ono na znajomości wewnętrznej budowy falownika i opiera się na uwzględnieniu połączeń pomiędzy mostkiem, filtrem wyjściowym, ilością kluczy tranzystorowych oraz typem zastosowanego obciążenia. Sterowanie typu MPC znajduje swoje zastosowanie nie tylko w układach energoelektroniki. Sterowanie MPC oraz jego odmiany sprowadzają się do problemu optymalizacyjnego, gdzie dąży się do optymalizacji funkcji kosztów J_c , która różni się w zależności od ilości badanych zmiennych podobnie jak miało to miejsce w przypadku sterowania PBC [110].

Pierwsza odmiana sterowania opartego na modelu obiektu wykorzystywała dyskretną odpowiedź skokową obiektu – ang. Dynamic Matrix Control [80]. Podczas badań wykorzystano zmodyfikowaną wersję „*improved model predictive control*” IMPC, gdzie stosując układ MISO z dwoma parametrami wejściowymi prądem dławika i_{LF} oraz napięciem wyjściowym v_{OUT} wykorzystano również parametr lambda λ , odpowiedzialny za śledzenie pochodnej napięciowej, a co za tym idzie wprowadzającym dodatkowe śledzenie prądu dławika i_{LF} oraz napięcia na kondensatorze filtra wyjściowego $L_F C_F$. Podobny efekt uzyskano we współautorskiej metodzie IPBC2, gdzie dzięki wykorzystaniu pochodnych prądu, transformacie $\alpha\beta$ układ stał się bardzo odporny na zmiany parametrów filtra jak również na zniekształcenia wynikające z różnych typów obciążenia w tym niezrównoważenia napięcia wyjściowego. Podobnie jak w przypadku sterowania typu PBC, wykorzystano trzy mierzone wielkości wejściowe: prąd wyjściowy, prąd dławika i napięcie wyjściowe, traktując prąd wyjściowy jako niezależne zaburzenie bez jego dodatkowej estymacji. Wcześniej takie układy znalazły zastosowanie głównie w odniesieniu układów drugiego rzędu, bądź wykazującymi niestabilność i znaczne przeregulowania dla dużego zakresu napięć powyżej 220V [4]. Przewagą sterowania predykcyjnego typu MPC nad sterowaniami nadążnymi jest brak konieczności użycia modulatora, ponieważ na wyjściu funkcji sterującej otrzymujemy wartości stanów 0 lub 1, które mogą być wprost użyte w celu implementacji dyskretniej w układzie rzeczywistym.

9.3 Opis liniowych zależności falownika i stanów przełączających klucze mostka H tranzystorów falownika



Rys. 9.3.1 Schemat połączeń dla trójfazowego falownika z obciążeniem typu gwiazda dla regulatora MPC bez modulatora

Na początku obliczeń należy wykonać opis falownika za pomocą równań wejść \mathbf{u} , wyjść \mathbf{y} oraz zakłóceń \mathbf{d} , podobnie jak miało to miejsce w przypadku klasycznego sterowania PBC bazując na konfiguracji Rys. 9.2.1. W opisie sterowania tego typu bardzo często macierz \mathbf{B} często rozbija się na dwie mniejsze macierze zależności. Dzięki temu w opisie otrzymujemy odrębnie zależności pomiędzy sygnałami wejściowymi napięciem wejściowym V_{in} oraz prądem wyjściowym i_{OUT} (9.3.3). Podczas badań eksperymentalnych ze względu na zbudowany model rzeczywisty wykorzystano układ regulacji w połączeniu obciążenia typu gwiazda. W rozpatrywanym przypadku zwrócono uwagę głównie na zmodyfikowaną metodę MPC o dodatkowy parametr λ w (9.2.14). Obecnie istnieje wiele parametrów pomocniczych np. pozwalających na pracę w zakresie zbliżonym do stałej częstotliwości przełączania f_c , czy też parametry pozwalające na szybsze odpowiedzi układu i kompensację występujących opóźnień. W związku z brakiem zastosowania dyskretnego modulatora PWM sterowanie FSC-MPC charakteryzuje się zmienną częstotliwością pracy przełączeń – tzw. częstotliwością uśrednioną w zadanym zakresie częstotliwości taktowania procesora sterującego – w tym przypadku była to płyta sterująca dSPACE DS5101 (tzw. „Real Time Interface” umożliwiający sterowanie rzeczywistym obiektem z poziomu oprogramowania

Matlab/Simulink z pakietem dSpace) , gdzie średnia $f_c = 12800$ Hz. Zmiennym parametrem, który był regulowany programem Control Desk z poziomu pakietu dSPACE i komputera służącego jako programator poza parametrami wielkości filtra $L_F C_F$ był tylko i wyłącznie okres przetwarzania, przyjęty na czas badań – $T_c = 39 \mu\text{s}$. Zabieg ten miał na celu obiektywną ocenę jakości napięcia wyjściowego w porównaniu z IPBC2 [43]. Na samym początku rozważań rozwiązujemy układ równań wynikający wprost z opisu falownika, podobnie jak to miało miejsce w klasycznym przypadku sterowania PBC – rozdział 8.1. Wyjątkiem jest rozbitcie macierzy B układu ciągłego (9.3.3) na macierz zależności filtra wyjściowego (9.3.6) oraz macierz zaburzeń (9.3.7). Również w większości artykułów dotyczących sterowania MPC prąd obciążenia i_{out} jest traktowany jako niezależne zaburzenie. W celu przyspieszenia działania układu czasem wykorzystuje się algorytmy predykcji prądu obciążenia, w przedstawionej metodzie i schemacie wykorzystano jednak pomiar i_{OUT} .

$$L_F \frac{di_{L_F}}{dt} = v_{IN} - v_{OUT} \quad (9.3.1)$$

$$C_F \frac{dv_{OUT}}{dt} = i_{L_F} - i_{OUT} \quad (9.3.2)$$

$$\frac{dx}{dt} = \mathbf{A}x + \mathbf{B}_1 v_i + \mathbf{B}_d i_{OUT} \quad (9.3.3)$$

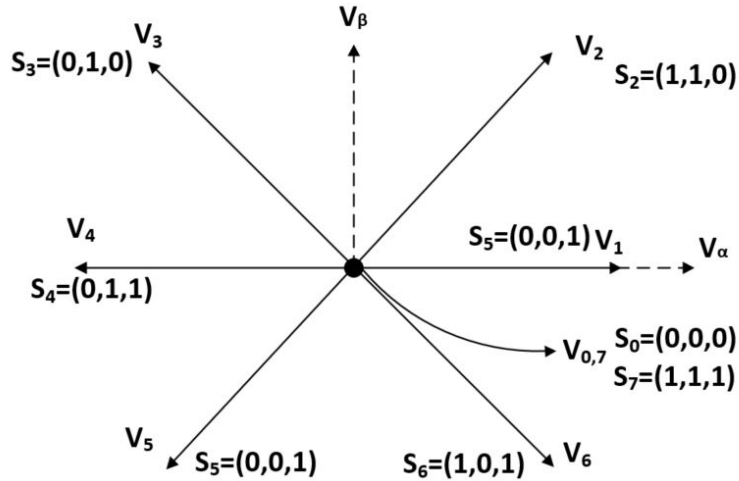
$$x(k) = \begin{bmatrix} i_{L_F} \\ v_{out} \end{bmatrix} \quad (9.3.4)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R/L_F & -1/L_F \\ 1/C_F & 0 \end{bmatrix} \quad (9.3.5)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1/L_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9.3.6)$$

$$\mathbf{B}_d = \begin{bmatrix} 0 \\ -1/C_F \end{bmatrix} \quad (9.3.7)$$

Zgodnie ze stanami mogącymi wystąpić w falowniku dwupoziomowym wyznaczono wszystkie stany, które mogą przyjmować klucze tranzystorowe mostka wejściowego falownika [80] – Rys. 9.3.2.



Rys. 9.3.2 Stany przełączeniowe kluczy tranzystorowych dla 2L VSI

Sterowanie MPC wykorzystujące bezpośrednie sterowanie kluczami tranzystorowymi w oparciu o modulację dwupoziomową, gdzie wyznacza się dopuszczalne wektory przełączeń podobnie jak ma to miejsce w modulacji SVM, gdzie wyznacza się sektory pracy. W odróżnieniu od SVM sterowanie odbywa się poprzez sformułowanie problemu optymalizacyjnego, który poprzedza pomiar parametrów w poprzednim takcie procesora, bądź też sygnały referencyjne i wartości zadane już w pierwszym okresie T_c . W klasycznej wersji sterowania MPC oraz wersji usprawnionej IMPC podobnie jak w sterowaniu typu PBC problemem drugorzędym mającym istotny wpływ na sterowanie jest liczba zmiennych stanu. W celu wyeliminowania opóźnienia związanego z pomiarem i_{OUT} można zastosować obserwator prądu.

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{jeśli } S_1 \text{ on i } S_4 \text{ off} \\ 0 & \text{jeśli } S_1 \text{ off i } S_4 \text{ on} \end{cases} \quad (9.3.8)$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{jeśli } S_2 \text{ on i } S_5 \text{ off} \\ 0 & \text{jeśli } S_2 \text{ off i } S_5 \text{ on} \end{cases} \quad (9.3.9)$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{jeśli } S_3 \text{ on i } S_6 \text{ off} \\ 0 & \text{jeśli } S_3 \text{ on i } S_6 \text{ on} \end{cases} \quad (9.3.10)$$

Podczas korekcji napięcia wyjściowego wektory napięcia rozpatruje się po uprzedniej transformacji $a\beta$.

S_a	S_b	S_c	Wektor napięcia wejściowego v_{IN} dla obciążenia typu gwiazda
0	0	0	$v_0 = 0$
1	0	0	$v_1 = \frac{2}{3}V_{DC}$
1	1	0	$v_2 = \frac{1}{3}V_{DC} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$
0	1	0	$v_3 = -\frac{1}{3}V_{DC} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$
0	1	1	$v_4 = -\frac{2}{3}V_{DC}$
0	0	1	$v_5 = -\frac{1}{3}V_{DC} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$
1	0	1	$v_6 = \frac{1}{3}V_{DC} - j\frac{\sqrt{3}}{3}$
1	1	1	$v_7 = 0$

$$S = \frac{2}{3}(S_a + aS_b + a^2S_c) \quad (9.3.11)$$

$$v_{IN} = S * V_{DC} \quad (9.3.12)$$

$$a = e^{j2\pi/3} \quad (9.3.13)$$

$$v_i = \frac{2}{3}V_{DC}(S_{aopt} + aS_{bopt} + a^2S_{copt}) \quad (9.3.14)$$

9.4 Model dyskretny MPC

Po dokładnym opisie budowy falownika i wykorzystaniu wprost zależności wynikających z prawa Kirchoffa oraz opisu macierzowego obiektu regulacji należy dokonać przekształceń do dyskretniej domeny czasowej w celu wykorzystania w cyfrowym układzie regulacji. Dyskretny model sterowania w chwilach $(k+1)$ jest oparty o zależność (9.4.1), gdzie ponownie dokonujemy przybliżenia jedną z metod dyskretyzacji funkcji ciągłej - 'ZOH' dla zadanego T_s .

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_q \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_q v_i(k) + \mathbf{B}_{dq} i_o(k) \quad (9.4.1)$$

Gdzie poszczególne składowe (10.2.11):

$$\mathbf{A}_q = \exp^{AT_s} \quad (9.4.2)$$

$$\mathbf{B}_q = \int_0^{T_s} \exp^{A\tau} \mathbf{B}_1 d\tau \quad (9.4.3)$$

$$\mathbf{B}_{dq} = \int_0^{T_s} \exp^{A\tau} \mathbf{B}_2 d\tau \quad (9.4.4)$$

Problem optymalizacyjny sterowania sprowadza się do rozwiązania funkcji kosztów (9.4.5). Wykonuje się obliczenia predykcji prądów i napięć filtra wyjściowego dla wszystkim możliwych wektorów wejściowych napięcia. Wybór odpowiedniego wektora napięciowego opiera się na minimalizacji funkcji kosztów.

Ostatni człon ($\lambda * g_I$) to wprowadzone przez autora usprawnienie mające zapewnić lepszą reakcję na zmiany napięcia wyjściowego v_{OUT} w oparciu o jego pochodną, czyli pochodną napięcia filtra wyjściowego, zależną również od prądu dławika, częstotliwości sygnału referencyjnego oraz wielkości kondensatora.

Wielkości ω_{ref} oraz $v_{ref\alpha\beta}$ odnoszą się do części rzeczywistych i urojonych referencyjnego układu ortogonalnego napięcia odniesienia. W idealnym przypadku w celu usprawnienia algorytmu MPC zwiększono by horyzont o jeden krok. Jednak w przedstawionym na Rys. 9.2.1 prowadziłyby to już do 64 stanów w pierwszym kroku przy dokonaniu ponownych pomiarów. Wg wielu publikacji [34], [35], [36], [40] w celu pracy w zakresie niskich częstotliwości np. dla falowników wielopoziomowych stosuje się sterowanie predykcyjne ze zmiennym horyzontem bądź też wielokrokowe.

$$J_c = (v_{ref\alpha}^* - v_{o\alpha}^p(k+1))^2 + (v_{o\beta}^* - v_{o\beta}^p(k+1))^2 + (\lambda_d * g_I) \quad (9.4.5)$$

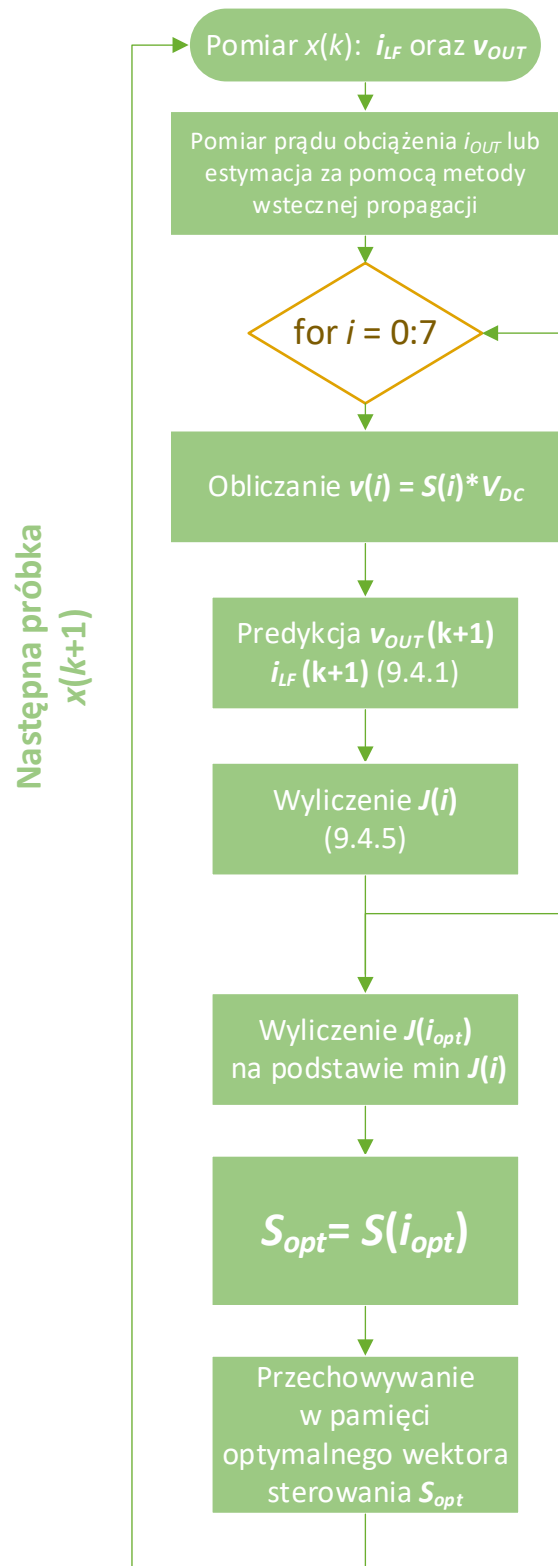
Gdzie g_I oblicza się na podstawie (10.2.14):

$$g_I = (i_{Lf\alpha} - i_{o\alpha} + C_f \omega_{ref} (v_{o\beta}^*))^2 + (i_{Lf\beta} - i_{OUT\beta} + C_f \omega_{ref} (v_{OUT\alpha}^*))^2 \quad (9.2.14)$$

Nowością zastosowanego rozwiązania był odpowiedni dobór parametrów w zastosowaniu falowników pracujących z systemami UPS z filtrem $L_F C_F$. Zdecydowano sprawdzić działanie przedstawionego algorytmu tylko i wyłącznie w oparciu o jeden

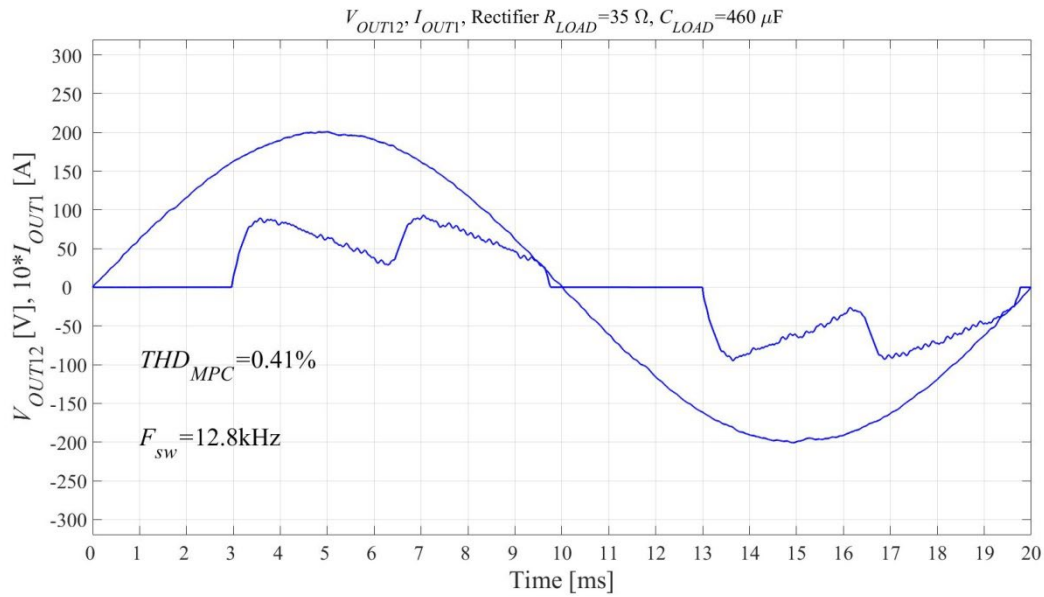
parametr ważony λ , pomijając ograniczenia prądu wyjściowego, częstotliwości czy też zwiększając horyzont, gdzie funkcja kosztów J_c w ogólnej postaci przyjmuje postać (9.2.15) [18], [19] dla skończonego horyzontu N [19]. W badanym przypadku zmienną wyjściową predykowaną było tylko i wyłącznie napięcie wyjściowe v_{OUT} . Dzięki temu zastosowaniu jesteśmy w stanie dokonać porównania zgodnego jeśli chodzi o ilość analizowanych argumentów wejściowych ze sterowaniem typu „*passivity*”.

$$J_c(k) = \sum_{l=k}^{k+N-1} \|y(l+1) - y^*(l+1)\|_2^2 \quad (9.2.15)$$



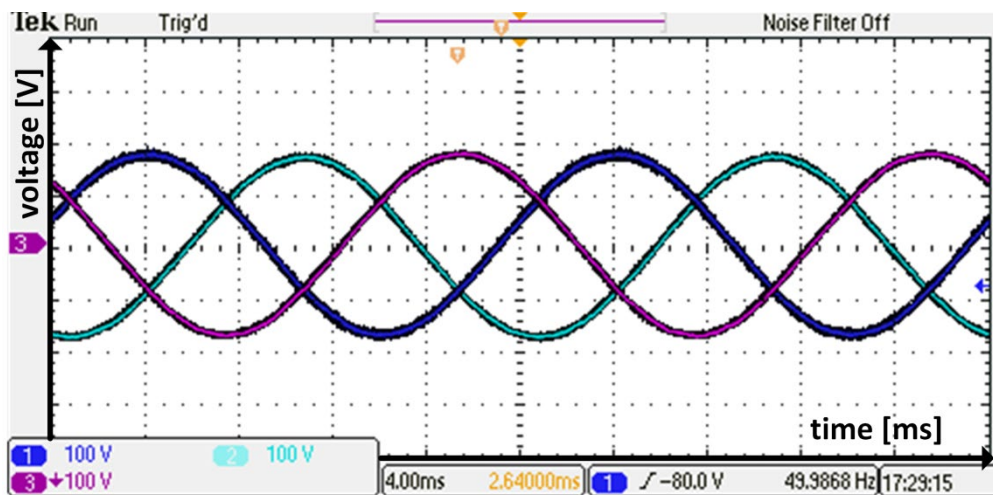
Rys. 9.4.1 Schemat algorytmu FCS-MPC dla skończonego horyzontu predykcji $N = 1$ oraz falownika trójfazowego z dwupoziomową modulacją bez modulatora PWM

9.5 Wyniki symulacji układu regulacji MPC



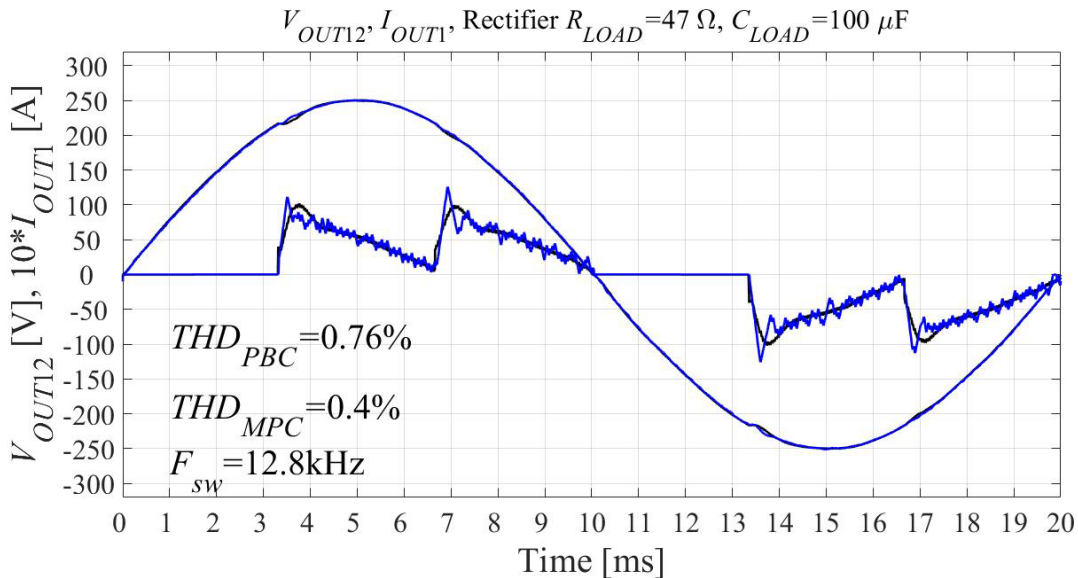
Rys. 9.5.1 Napięcie wyjściowe zmodyfikowanego sterowania FCS-MPC dla nieliniowego prostownikowego obciążenia RC, $R_{LOAD} = 35 \Omega$ i $C_L = 460 \mu\text{F}$ [43]

9.6 Wyniki modelu eksperymentalnego regulacji MPC



Rys. 9.6.1 Napięcie wyjściowego sterowania FCS-MPC dla nieliniowego prostownikowego obciążenia RC, $R_{LOAD} = 35 \Omega$ i $C_L = 460 \mu\text{F}$

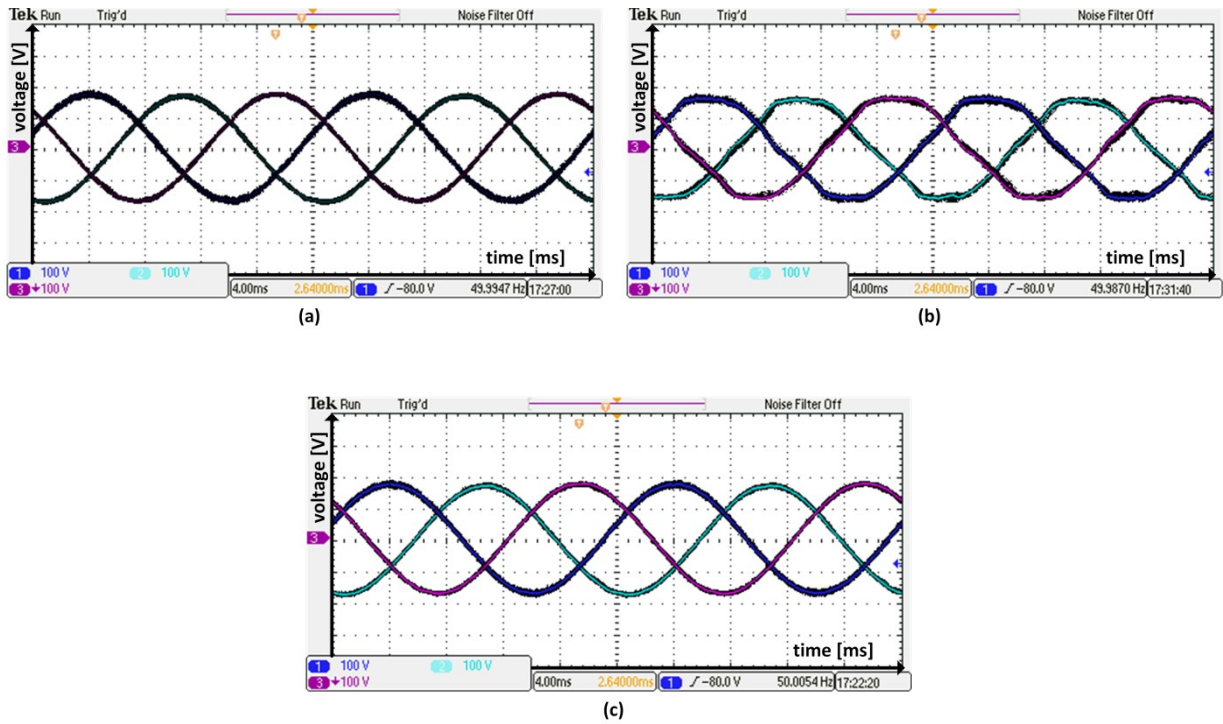
10. Porównania efektywności sterowania predykcyjnego i nadążnego. Odporność sterowania na zmiany parametrów filtra wyjściowego $L_F C_F$.



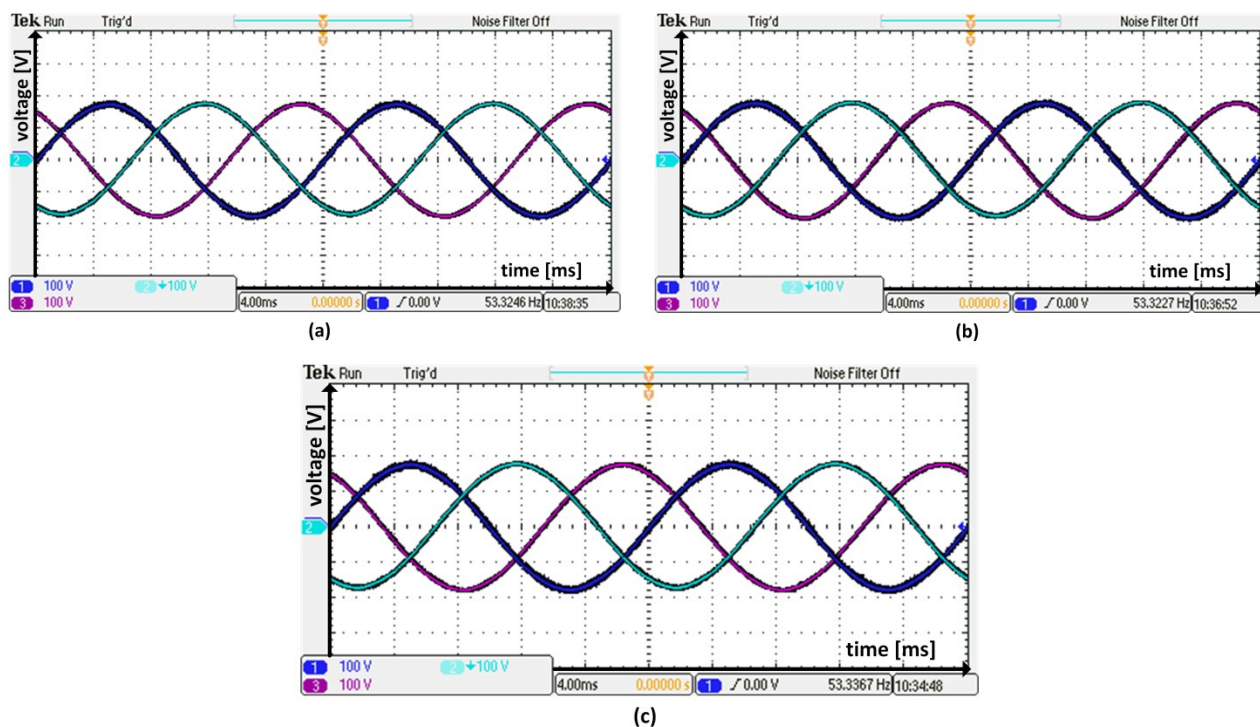
Rys. 10.1.1 Porównanie kształtów napięcia wyjściowego zmodyfikowanego sterowania FCS-MPC oraz zmodyfikowanego sterowania IPBC2 dla nieliniowego prostownikowego obciążenia RC , $R_{LOAD} = 35 \Omega$ i $C_L = 460 \mu\text{F}$ [43]

Odrębnym zagadnieniem badanym podczas przeprowadzonych analiz była odporność zastosowanych zmodyfikowanych sterowań predykcyjnych i nadążnych na zmiany parametrów filtra wyjściowego. Najmniej odporny na zmiany parametrów układu jest regulator SISO-deadbeat. Dlatego wykorzystywano go jedynie do identyfikacji opóźnień w układzie zamkniętym falownika [90]. Wadą takiego typu sterowania jest natomiast brak odporności na zmiany parametrów takiego regulatora. Jest on bardzo czuły nie tylko na wahania wielkości mierzonych prądów i napięć, ale również na obliczone lub zmierzone wcześniej wartości indukcyjności oraz pojemności. Rozwiązaniem tego problemu było zastosowanie nowatorskich metod MISO typu IMPC w oparciu o ulepszone klasyczne podejście sterowania ze skończonym horyzontem MPC oraz nadążnego sterowania IPBC2. Wartości indukcyjności oraz pojemności są obecne w równaniach stanu dla każdej topologii falownika i mają istotny wpływ w szczególności na narost prądu dławika. Dzięki zastosowaniu zmodyfikowanych wersji układów, które w obu przypadkach wykorzystywały transformatę $\alpha\beta$ funkcja sterująca była w stanie śledzić dodatkowo pochodną napięcia wyjściowego wykazując znaczącą poprawę w odniesieniu do redukcji zniekształceń napięcia wyjściowego nawet przy większym napięciu wyjściowym rzędu 220 V napięcia fazowego. Wykorzystując fakt pracy wyspowej (brak konieczności sprzężenia składowych układu

ortogonalnego), algorytm typu MISO, oraz transformatę w układzie stacjonarnym ortogonalnym uzyskano poprawę jakości napięcia wyjściowego zarówno przy rosnących jak i malejących wartościach L_F . Wykorzystując urządzenie i konfigurację przedstawioną na Rys. 10.1.4 przyjęto normalne warunki pracy $L_F = 3\text{mH}$ oraz $C_F = 60\ \mu\text{F}$. Wartość pojemności została celowo zwiększona w związku z zastosowanym napięciem wyjściowym 220 V. Następnie dokonano obniżenia wartości indukcyjności do 2 mH Rys. 10.1.2 b).



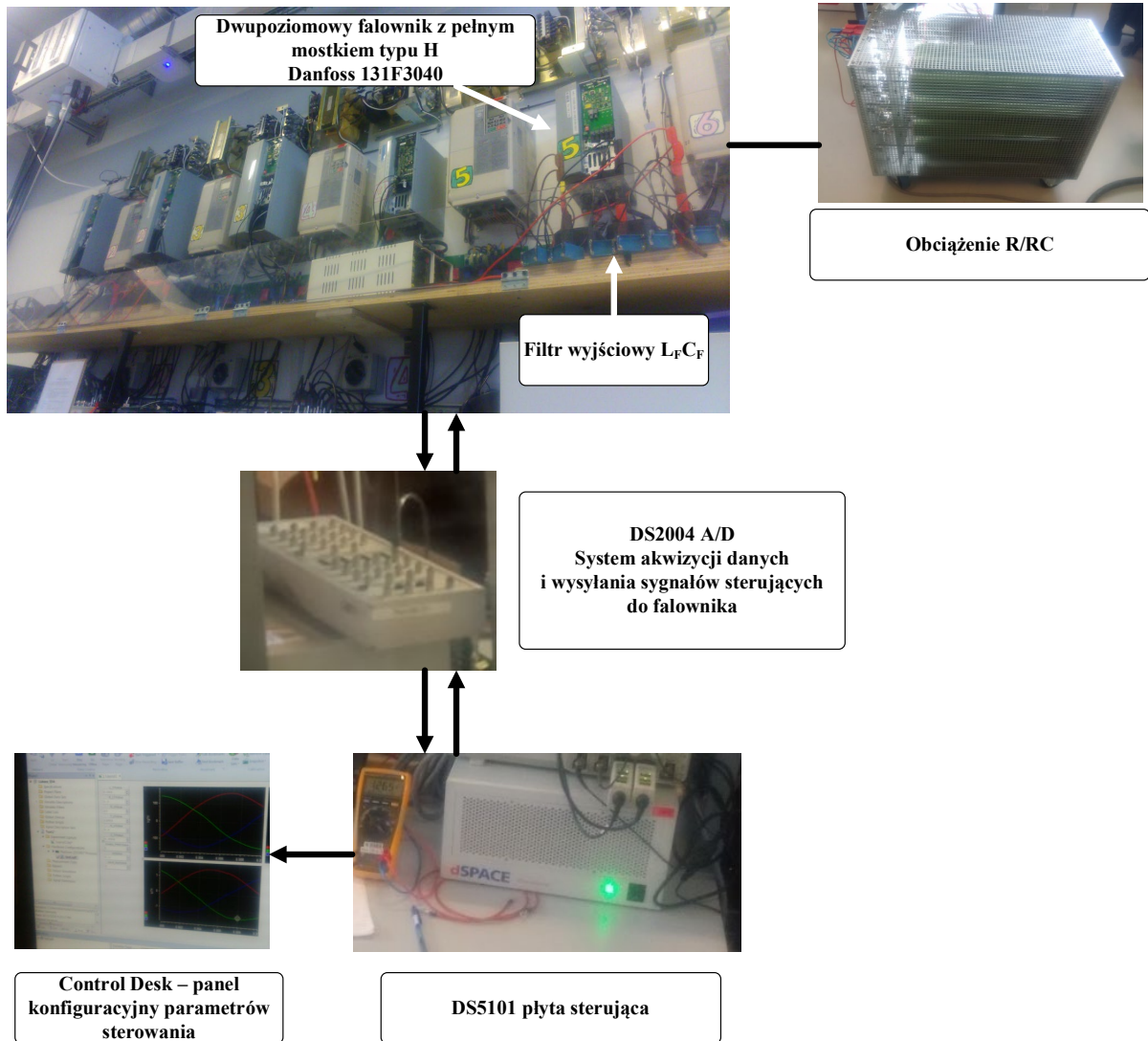
Rys. 10.1.2 Napięcia wyjściowe dla sterowania MPC przy: a) obniżeniu wartości kondensatora $C_F = 40\ \mu\text{F}$, b) obniżeniu wartości indukcyjności $L_F = 2\ \text{mH}$, c) zwiększeniu wartości cewki $L_F = 4\ \text{mH}$



Rys. 10.1.3 Napięcia wyjściowe dla sterowania PBC przy: a) obniżeniu wartości kondensatora $C_F = 40 \mu\text{F}$, b) obniżeniu wartości indukcyjności $L_F = 2 \text{ mH}$, c) zwiększeniu wartości cewki $L_F = 4 \text{ mH}$

Tab. 10.1.1 Wyniki zniekształceń napięcia wyjściowego sterowania IMPC oraz IPBC2 przy próbach niedopasowania parametrów filtra wyjściowego

Parametry filtra wyjściowego	Zmodyfikowana metoda MPC THD [%]	Zmodyfikowana metoda PBC THD [%]
$L_F = 3 \text{ mH}$, $C_F = 60 \mu\text{F}$, normalne warunki pracy (dopasowanie parametrów)	0.97	0.56
$L_F = 2 \text{ mH}$ niedopasowanie cewki	7.55	4.61
$L_F = 4 \text{ mH}$ niedopasowanie cewki	0.67	1.06
$C_F = 40 \mu\text{F}$ niedopasowanie kondensatora	1.09	0.45



Rys. 10.1.4 Schemat połączeń stanowiska służącego do analizy jakości napięcia wyjściowego falownika w napięcia korzystającego ze sterowania predykcyjnego w oparciu o falownik Danfoss 131F3040

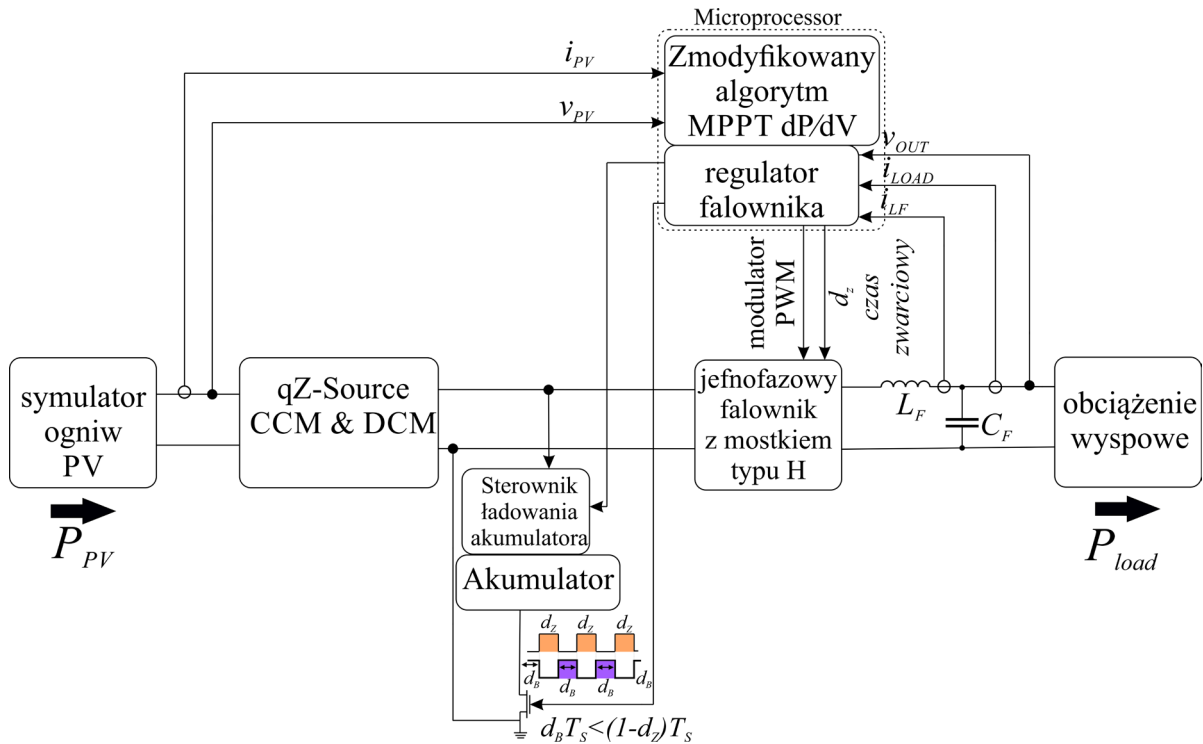
Przeprowadzone badania wykonane były w ramach współpracy z ośrodkiem naukowym Aalborg University w Danii, na podstawie umowy stażu naukowego zawartej pomiędzy autorem pracy, a wyżej wspomnianą jednostką.

11. Zarządzanie przepływem energii w systemach UPS wykorzystujących sieci impedancyjne jako sposób na obniżenie zniekształceń napięcia wyjściowego

11.1 Analiza schematu modelu z uwzględnieniem różnych trybów pracy oraz źródeł zasilania

W typowych rozwiązaniach UPS wykorzystuje się zarówno falowniki z wyjściem transformatorowym jak i bez transformatora. Istotnym problemem, który można napotkać jest stosunkowo niskie napięcie szczególnie podczas pracy falownika z ogniwnem PV czy też akumulatorem w trybie pracy „*off-line*”. Takie zastosowanie falowników i wyposażenie w źródło zasilania o zadanej pojemności i napięciu nominalnym pozwala na bezpieczną pracę układu w określonym krótkim interwale czasowym i pozwala na przykład na zarchiwizowanie danych czy też zapewnienie ścieżek ewakuacyjnych w budynkach [114]. Odrębnym zagadnieniem jest stosowanie falowników z miękkim przełączaniem. W systemach przemysłowych wykorzystujących wyjście transformatorowe stosuje się zazwyczaj regulację jedynie amplitudy. Rozwiązanie to wymaga jednak dodatkowej analizy nasycania rdzeni transformatora w pierwszym półokresie napięcia modulującego [85]. Wymagana jest korekcja prądu magnesującego, ze względu na konieczność jego ograniczenia. W celu uzyskania wyższego regulowanego napięcia można zastosować również układy podwyższające napięcie DC/DC już na wejściu falownika. Takim rozwiązaniem są w ostatnich latach na przykład sieci impedancyjne Z-Source [95].

W falownikach beztransformatorowych istotnym parametrem jest zwrotny prąd obciążenia i_{out} , który oddziałuje wprost na układ podwyższający napięcie w szczególności na kondensatory, które mogą okazać się niewystarczające w celu gromadzenia dostarczonej energii. Rozwiązaniem takiego problemu może być zastosowanie akumulatora jak modułu peryferyjnego ładowanego na wyjściu sieci impedancyjnej zasilanej z ogniwa PV. Stosując sieci impedancyjne należy jednak zwrócić uwagę na typowe i istotne zniekształcenia wprowadzane przez te układy. Napięcie wyjściowe sieci impedancyjnych zależy od energii gromadzonej podczas stanów zwarciovych „*shoot-through*”. Stany zwarciovowe „*shoot-through*” w przeciwieństwie do stanów „*non shoot-through*” mogą wystąpić tylko w stanach zerowych falownika, nie wprowadzają one żadnych zmian napięcia filtra falownika [85]. Gromadzenie energii w dławikach stanach „*shoot-through*” ma miejsce, gdy oba przełączniki kluczy tranzystorowych w jednej gałęzi są załączone [95], [100]. Zbyt krótkie czasy T_{ST} prowadzą do nieciągłego przepływu prądu przez dławiki sieci impedancyjnej (DCM), co skutkuje zwiększeniem zniekształceń napięcia wyjściowego v_{OUT} .



Rys. 11.1 Schemat ideowy połączeń dla układu bilansującego energię z qZSI oraz ogniwami PV [autor: dr inż. Krzysztof Bernacki]

11.2 Redukcja zniekształceń w trybie ładowania akumulatora

W literaturze wyróżnia się wiele topologii sieci impedancyjnych. W rozprawie doktorskiej wykonano analizę falownika jednofazowego z pełnym mostkiem H współpracującym z asymetryczną siecią quasi-Z-source - qZSI. Jak wspomniano w 11.1 sieci impedancyjne charakteryzuje praca w dwóch trybach ciągłego przepływu prądu przez dławiki (CCM) oraz nieciągłego przepływu prądu (DCM) [80], [95], [97], [100]. Oprócz wspomnianych trybów w sieci mogą wystąpić inne tryby pracy (np. w stanie „*non shoot-through*” można pobierać prąd do falownika lub nie pobierać) jednak poprawnie zaprojektowaną sieć impedancyjną można analizować jedynie w tych właśnie dwóch trybach. Celem pracy sieci impedancyjnych jest praca w trybie CCM. Zaletą stosowania sieci typu q-ZSI jest mniejsza liczba elementów występująca w tej topologii oraz ciągły prąd wejściowy „*continuous input current*” CIC. W stanach niezwarciowych „*non shoot-through*” można wykorzystać zastosowaną dalej metodykę sterowania przepływem energii. Oprócz klasycznych wersji qZSI wyróżnia się również wersje „*boosted*”, charakteryzują się one podobną zasadą działania w dwóch trybach pracy natomiast zawierają większą liczbę kondensatorów lub też cewek łączonych zarówno równolegle jak i szeregowo, co z jednej

strony inkrementuje współczynnik zwiększenia stałego napięcia wejściowego, ale powoduje także większe straty mocy.

Jednym z ograniczeń związanych z pracą sieci impedancyjnych jest maksymalny indeks głębokości modulacji M , który zależy głównie od d_z . Indeks modulacji M jest ograniczony (11.2.1), gdzie d_z równy jest (11.2.2). Parametry T_{ST} , T_s i d_z reprezentują odpowiednio czas zwarciový, okres przełączania falownika i współczynnik czasu zwarciový.

$$M = 1 - d_z, \text{ dla } d_z < 0.5 \quad (11.2.1)$$

$$d_z = \frac{T_{ST}}{T_s} \quad (11.2.2)$$

Nieciągły przepływ prądu powoduje zerowy prąd dławika na początku okresu przetwarzania T_s , ma to miejsce w przypadku niedostatecznie dużego parametru d_z i przy niskim obciążeniu falownika [97], [100]. Zastosowanie odpowiednio dużej indukcyjności cewek i materiałów rdzeni dla przypadku małego obciążenia falownika, przy jednoczesnym odpowiednim dobranym parametrem d_z powinno zabezpieczyć przed chwilowym zerowym prądem dławików.

W przypadku sieci impedancyjnej Z-Source warunkiem jej działania jest to, aby czas zwarciový, d_z był mniejszy niż 0.5. Falownik źródła napięcia z siecią Z-Source jest znany jako falownik ZSI (Z-Source Inverter). Sieć impedancyjna może działać także po prostu jako przetwornica DC/DC z jednym dodatkowym przełącznikiem na wyjściu realizującym czas zwarciový bez stanów zwarciových falownika. Prąd wejściowy układu Z-Source jest nieciągły „*discontinuous input current* DIC, dlatego F.Z. Peng [75] pokazał zmienioną strukturę sieci impedancyjnej quasiZ-Source z się ciągłym prądem wejściowym „*continuous input current* CIC, co usprawniło wykorzystanie sieci impedancyjnej w systemach fotowoltaicznych PV. Opracowano różne metody ulepszania struktur sieci impedancyjnych o zwiększonym współczynniku podwyższania napięcia, jednak kosztem sprawności energetycznej. Wydaje się, że symetryczna struktura Z-Source i asymetryczna quasi Z-Source są wystarczające do pokazania wpływu sieci impedancyjnej na zniekształcenia napięcia wyjściowego falownika napięcia (VSI) i proponowanych sposobów redukcji tych zniekształceń.

Porównując sprawność energetyczną przetwornicy podwyższającej napięcie można wykazać, że falownik VSI z wejściową synchroniczną przetwornicą podwyższającą napięcie typu „*synchronous boost*” może mieć wyższą sprawność niż ten sam inwerter z siecią impedancyjną [95], [97] ze względu na dodatkowe straty mocy w przełącznikach falownika w czasach zwarciových T_{ST} .

Podstawowe struktury sieci impedancyjnych Z-Source i qZ-Source są obecnie wykorzystywane w systemach fotowoltaicznych. Główną wadą tych sieci impedancyjnych

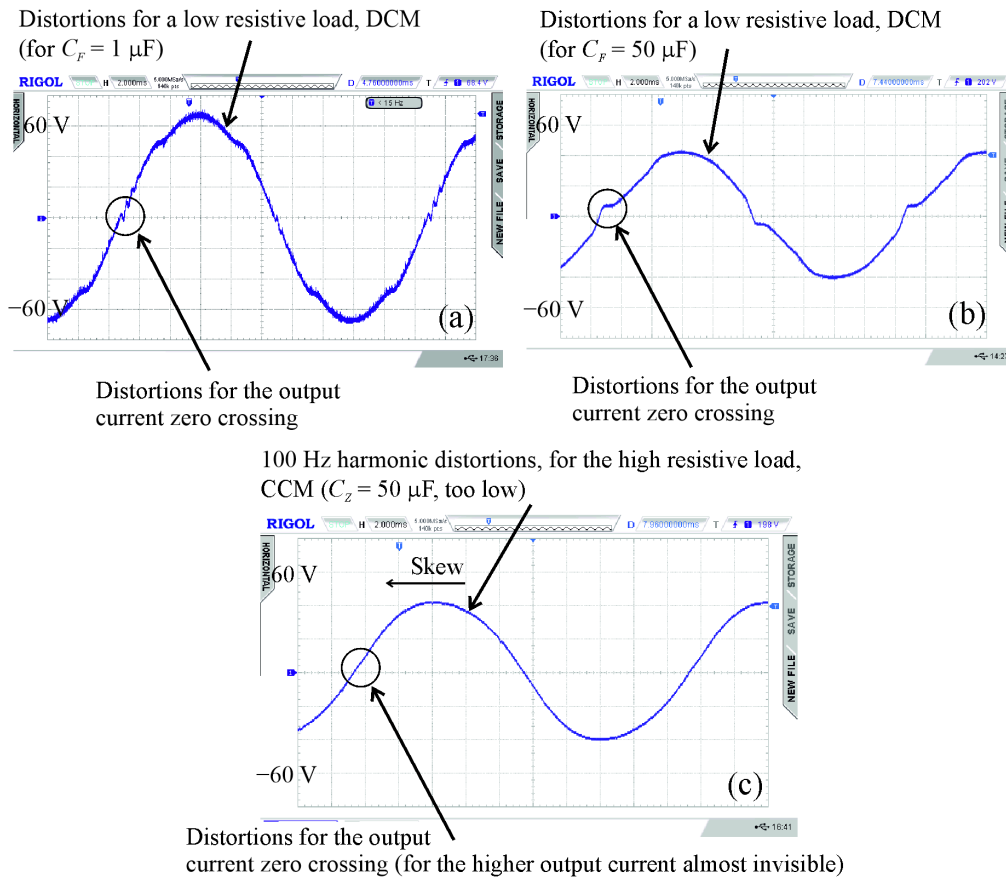
jest tryb prądu nieciągłego prądu dławików (DCM), w którym prąd w cewkach indukcyjnych jest równy zero w czasie części okresu przełączania T_s , przy niskim obciążeniu VSI i niskim współczynniku d_z . Jest to główny powód zniekształceń napięcia wyjściowego VSI, jak pokazano na Rys. 11.2.1a i Rys. 11.2.1b. Obliczając odpowiednio dużą indukcyjność cewek dławików sieci impedancyjnej i dobierając odpowiedni materiał magnetyczny, dla najmniejszego przewidywanego obciążenia, przyjmując daną wartość d_z , prąd w dławikach nie powinien spadać do zera. Podczas pracy nie można zagwarantować, że prąd obciążenia nie będzie mniejszy od nominalnego. Zatem dodatkowy prąd pobierany z sieci impedancyjnej do ładowania akumulatora z łącza DC-link (wyjścia sieci impedancyjnej) jest rozwiązaniem dla uniknięcia DCM dla niskiego prądu obciążenia.

Kolejną przyczyną zniekształceń występujących w sieciach impedancyjnych może być dobór zbyt małej pojemności wielkości kondensatorów C_z [95] jak pokazano na Rys 11.2.1 c. Typowym zniekształceniem wprowadzonym przez sieć impedancyjną jest zniekształcenie o częstotliwości 100 Hz, ponieważ falownik ma prąd wejściowy kształtem zbliżony do przebiegu prądu wyprostowanego na skutek pracy mostka H (zarówno dla dodatnich jak i ujemnych napięć wyjściowych prąd pobieramy tylko w jednym kierunku). Ten prąd jest filtrowany przez sieć wejściową $L_z C_z$ i może w przybliżeniu być reprezentowany przez pierwszą harmoniczną „wyprostowanego” prądu o częstotliwości $2f_m = 100$ Hz [95], [100].

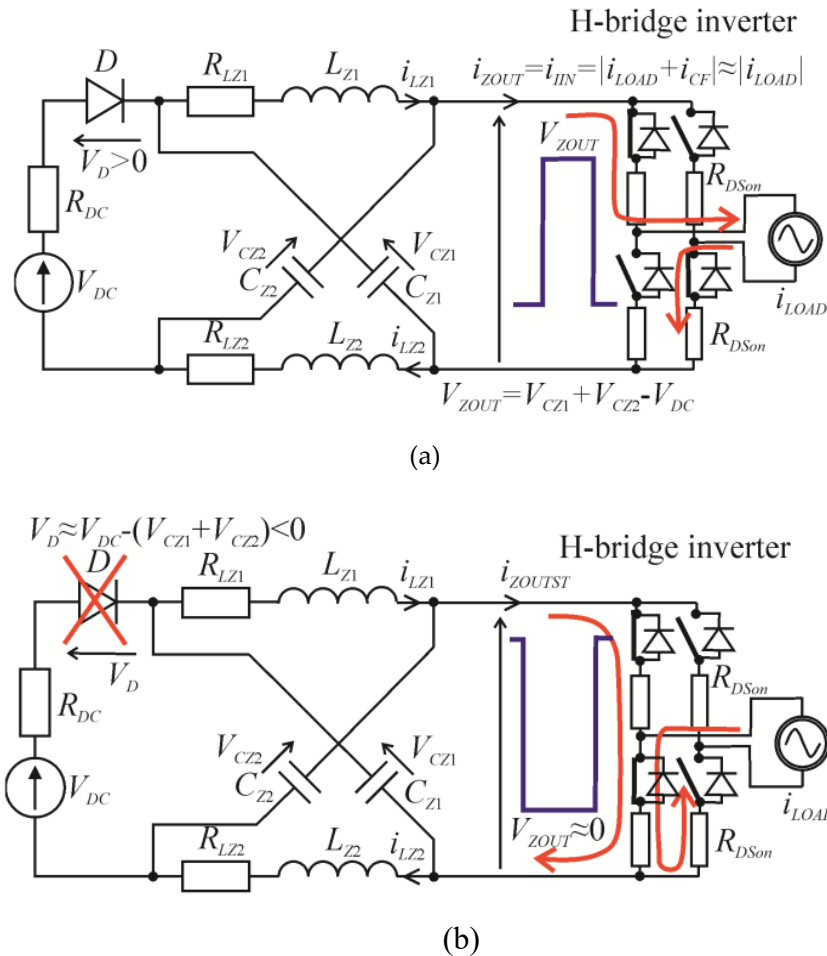
Przy niewystarczających pojemnościach kondensatorów w sieci impedancyjnej przebieg sinusoidalny staje się „lewo skośny” (wpływ zniekształceń o częstotliwości 100 Hz). Trzeci rodzaj zniekształceń wyjściowych ZSI obserwuje się po przekroczeniu przez zero napięcia wyjściowego spowodowanego dodatkowymi spadkami napięcia na załączonych tranzystorach mostka w czasie przejścia przez zero powodując oscylacje po zmianie polaryzacji napięcia PWM Rys. 11.2.1a, b, c. Sieć impedancyjna ma wpływ na właściwości dynamiczne całego ZSI, co wprowadza dodatkowe częstotliwości rezonansowe oraz dodatkowe tłumienie do wykresów Bodego funkcji sterowania ZSI. Ładowanie akumulatora z wyjścia sieci impedancyjnej w czasach nie zwarciovych „*non-shoot through*” może zmniejszyć zniekształcenia wyjściowe spowodowane przez nieciągły przepływ prądu przez dławiki sieci impedancyjnej (DCM). Jednak ładowanie akumulatora zbyt dużym prądem może jednak prowadzić do zniekształceń napięcia wyjściowego (takich jak przy zbyt małej wartości pojemności kondensatorów C_z). Odpowiednie ładowanie baterii dla sieci impedancyjnej zmniejsza współczynnik zniekształceń harmonicznym (THD_v) napięcia wyjściowego nawet w przypadku zastosowania zaawansowanej pętli sprzężenia zwrotnego, na przykład sterowania pasywnego (PBC).

Na Rys. 11.2.1 przedstawiono różne rodzaje zniekształceń napięcia wyjściowego ZSI. Na Rys. 11.2.1a i 11.2.1b mały prąd obciążenia powoduje stan DCM sieci impedancyjnej dla kondensatorów filtra wyjściowego ZSI odpowiednio $C_F = 1 \mu\text{F}$ i $50 \mu\text{F}$. Rys 11.2.1c

przedstawia zniekształcenia spowodowane przez harmoniczną prądu 100 Hz dla prądu obciążenia i kondensatorów w Z-Source o zbyt małej wartości $C_Z = 100 \mu\text{F}$.



Rys. 11.2.1 Zniekształcenia napięcia wyjściowego falownika współpracującego z siecią impedancyjną a) wykres dla trybu nieciągnięgo prądu DCM dla $C_F = 1 \mu\text{F}$ b) wykres dla trybu nieciągnięgo prądu DCM dla $C_F = 50 \mu\text{F}$ (c) wykres dla trybu ciągłego przepływu prądu CCM dla $C_F = 50 \mu\text{F}$ [100]



Rys. 11.2.2 a) Z-Source z falownikiem VSI w stanie nie zwarciovym „*non-shoot-through state*”, b) Z-Source z falownikiem VSI w stanie zwarciovym „*shoot-through state*” [100]

Sieć Z-Source ma symetryczną strukturę, w której indukcyjności dławików są równe, tj. $L_{Z1} = L_{Z2}$. Podobnie pojemności kondensatorów są takie same, tj. $C_{Z1} = C_{Z2}$, a prądy w obu dławikach są takie same, tj. $i_{LZ1} = i_{LZ2}$.

Amplituda napięcia wyjściowego VSI - v_{OUTmax} jest opisana równaniem [100] (11.2.3):

$$v_{OUTmax} = \eta k'_v M V_{DC} = \eta \frac{M}{1 - 2d_z} V_{DC} \quad (11.2.3)$$

gdzie η jest sprawnością, V_{DC} jest napięciem wejściowym, M jest współczynnikiem głębokości modulacji VSI, a k'_v jest współczynnikiem zwiększenia napięcia DC przez sieć impedancyjną bez uwzględniania strat mocy.

Założono, że pojemność C_Z w układzie Z-Source jest dostatecznie duża, tak, że w przybliżeniu można założyć stałość napięcia na kondensatorze w całym cyklu przetwarzania mocy.

W układzie Z-Source średnie napięcia na dławiku L_Z jest równe zero. V_{LZav} opisane równaniem (11.2.4), gdzie v_{pn} to napięcie szczytowe wyjścia sieci impedancyjnej, a B to tzw. „*boost factor*”.

$$V_{LZav} = \frac{T_{ST}V_{CZ} + (T_c - T_{st})(V_{DC} - V_{CZ})}{T_c} = 0 \quad (11.2.4)$$

Średnie napięcie liczone na każdym z kondensatorów sieci Z-Source:

$$V_{CZZav} = \frac{1 - d_z}{1 - 2d_z} V_{DC} \quad (11.2.5)$$

Natomiast dla sieci qZ-Source oba napięcia na kondensatorach są różne.

$$v_{C1} = \frac{1 - d_z}{1 - 2d_z} v_{in} \quad (11.2.6)$$

$$v_{C2} = \frac{d_z}{1 - 2d_z} v_{in} \quad (11.2.7)$$

Natomiast współczynnik podniesienia napięcia dla obu sieci impedancyjnych jest taki sam.

$$\hat{v}_{PN} = v_{C1} + v_{C2} = \frac{1}{1 - 2d_z} v_{in} = Bv_{in} \quad (11.2.8)$$

Moc wejściowa P_{IN} układu Z-Source i wyjściowa P_{OUT} falownika VSI (z zestawu ZSI) są opisane równaniami (11.2.9) - (11.2.11):

$$P_{LN} = V_{DC}I_{DCav} = V_{DC}I_{LZav} \quad (11.2.9)$$

$$P_{OUT} = v_{OUTmax}i_{OUTrms} = \eta P_{IN} \quad (11.2.10)$$

$$P_{OUT} = \frac{1}{\sqrt{2}}\eta \frac{M}{1 - 2d_z} V_{DC}i_{OUTrms} = \eta V_{DC}I_{LZav} \quad (11.2.11)$$

gdzie I_{LZav} jest prądem pojedynczego dławika uśrednionym w podstawowym okresie T_m .

Dla najprostszego przypadku rezystancyjnego R_{LOAD} obciążenia ZSI moc wyjściowa może być obliczona na podstawie (11.2.12) [99]:

$$P_{OUT} = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \eta \frac{M}{1 - 2d_z} V_{DC} \right)^2 \frac{1}{R_{LOAD}} = \eta V_{DC} I_{LZav} \quad (11.2.12)$$

Zależność średniego prądu dławika sieci impedancyjnej I_{LZav} i wartości skutecznej prądu wyjściowego falownika i_{OUTrms} przedstawia równanie (11.2.13):

$$I_{LZav} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{M}{1 - 2d_z} i_{OUTrms} \quad (11.2.13)$$

Prąd dławika i_{LZ} pokazany na Rys. 11.2.3 a) składa się z trzech składowych. Składowymi tymi są: prąd średni I_{LZav} , składowa prądu o częstotliwości 100 Hz i_{LZ2fm} uśredniony w okresie przełączania T_s oraz tętnienia - trójkątna składowa trójkątna $i_{LZ\Delta}$ prądu dławika. Prąd tętnień - trójkątnej składowej cewki indukcyjnej $i_{LZ\Delta}$ jest spowodowany zmagazynowaniem energii w cewce w czasie zwarciovym "shoot-through" i odzyskaniem energii w czasie nie zwarciovym „non-shoot through”

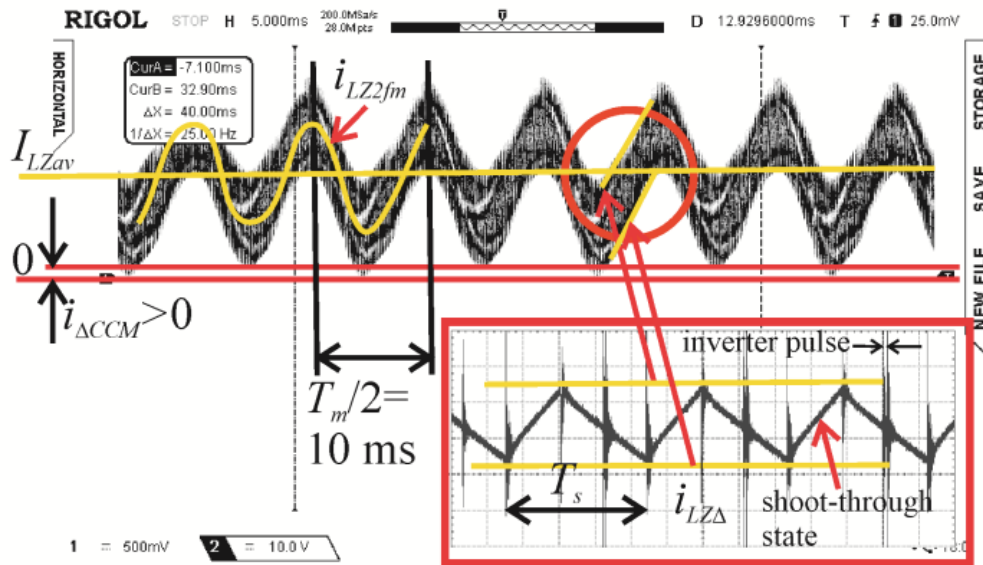
(w trybie CCM nie ma odcinków czasu, gdy opadający prąd tętnień dochodzi do zera).

Wykres prądu wejściowego VSI pokazano na Rys. 11.2.3 b).

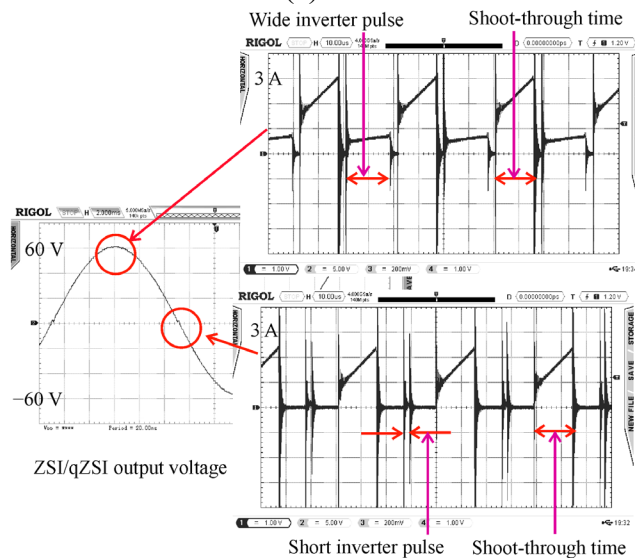
Prąd dławika i_{LZ} jest opisany równaniem (11.2.14):

$$i_{LZ}(t) = I_{LZav} + i_{LZ2fm}(t) + i_{LZ\Delta}(t) \quad (11.2.14)$$

Rys. 11.2.3 przedstawia przebiegi prądu cewki sieci impedancyjnej Z-Source oraz prądu na wejściu falownika, w tym impulsów prądu w stanach zwarciovych (shoot-through) dla przypadków maksymalnej i bliskiej zeru wartości chwilowej napięcia wyjściowego falownika (w CCM).



(a)



(b)

Rys. 11.2.3 a) Prąd dławika sieci impedancyjnej, b) Prąd na wejściu falownika VSI w stanach zwarciovych i nie zwarciovych dla maksymalnej i bliskiej zeru wartości chwilowej napięcia wyjściowego VSI dla trybu CCM sieci Z-Source [100]

Największa składowa harmoniczna $2f_m$ prądu wejściowego mostka VSI przepływa przez obwód $L_Z C_Z$ sieci impedancyjnej, jak pokazano w równaniu (11.2.15). Zakłada się, że wszystkie straty mocy są w sieci impedancyjnej, a VSI jest bezstratny, w tym straty mocy na przełącznikach VSI w czasach zwarciovych [99].

$$i_{LZn2zm}(abs(i_{LOAD}(t))) = \frac{4}{3\pi} \sqrt{2} i_{OUTrms} \cos(4\pi f_m t) \left| \frac{1}{1 - (4\pi f_m)^2 L_z C_z} \right| \quad (11.2.15)$$

Trójkątna składowa $i_{LZ\Delta}$ prądu dławika i_{LZ} w trybie CCM jest liczona w przybliżeniu zakładając, składowa tętnień napięcia ΔV_{CZ} na kondensatorze jest pomijalna i maksymalna wartość napięcia na kondensatorze V_{CZmax} jest w przybliżeniu równa wartości średniej V_{CZav} w stanie zwarciovym (dostarczania energii do dławika). Trójkątna składowa $i_{LZ\Delta}$ prądu dławika jest wyrażona równaniem (11.2.16):

$$i_{LZ\Delta}(t) \approx \frac{V_{CZav}}{L_z} t, i_{LZ\Delta max} = \frac{V_{CZav}}{L_z} T_{ST} = \frac{1}{L_z} \frac{1 - d_z}{1 - 2d_z} V_{DC} d_z T_s, \quad (11.2.16)$$

$$i_{LZ\Delta max} = \sqrt{2} \frac{1}{L_z} \frac{1 - d_z}{\eta M} v_{OUTrms} d_z T_s$$

Stąd całkowity prąd dławika jest opisany przez równanie (11.2.17):

$$i_{LZ}(t) = \left[\frac{1}{2} \frac{M}{1 - 2d_z} + \frac{4}{3\pi} \sqrt{2} \cos(4\pi f_m t) \left| \frac{1}{1 - (4\pi f_m)^2 L_z C_z} \right| \right] * i_{OUTrms} + i_{LZ\Delta}(t) \quad (11.2.17)$$

Najmniejsza wartość prądu dławika wynosi (11.2.18):

$$i_{LZmin}(t) = \left[\frac{1}{2} \frac{M}{1 - 2d_z} - \frac{4\sqrt{2}}{3\pi} \left| \frac{1}{1 - (4\pi f_m)^2 L_z C_z} \right| \right] i_{OUTrms} - \frac{1}{2} i_{LZ\Delta max} \quad (11.2.18)$$

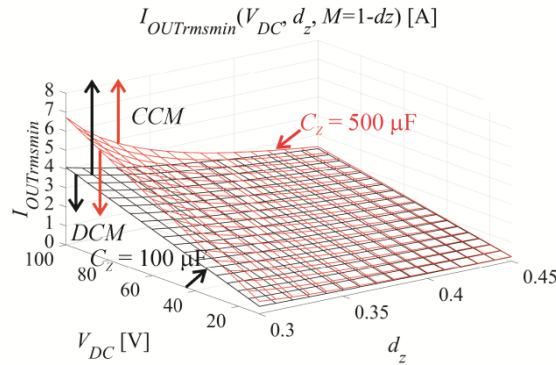
Warunkiem ciągłości przepływu prądu dławika (CCM) jest $i_{LZmin} > 0$ (11.2.19):

$$\left[\frac{1}{2} \frac{M}{1 - 2d_z} - \frac{4\sqrt{2}}{3\pi} \left| \frac{1}{1 - (4\pi f_m)^2 L_z C_z} \right| \right] i_{OUTrms} - \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{L_z} \frac{1 - d_z}{\eta M} v_{OUTrms} d_z T_s > 0 \quad (11.2.19)$$

Stąd minimalna wartość skuteczna prądu wyjściowego ZSI (prądu obciążenia) gwarantująca stan CCM w sieci impedancyjnej (11.2.20) [99]:

$$i_{OUTrms} > \frac{\frac{1}{M L_z} \frac{1 - d_z}{1 - 2d_z} V_{DC} d_z T_s}{\frac{1}{1 - 2d_z} - \frac{8\sqrt{2}}{M 3\pi} \left| \frac{1}{1 - (4\pi f_m)^2 L_z C_z} \right|} \quad (11.2.20)$$

Pomiar wartości skutecznej prądu obciążenia jest stosunkowo prosty i dlatego w dalszych obliczeniach bierzemy go pod uwagę.



Rys. 11.2.4 Minimalna wartość skuteczna prądu obciążenia ZSI utrzymująca stan CCM sieci impedancyjnej [100]

Zatem prąd ładowania baterii z łącza DC (DC-link) powinien być funkcją (11.2.21). Baterię można ładować tylko w czasach $d_B T_s < 1 - d_z$, gdzie d_B jest współczynnikiem czasu ładowania baterii w okresie przetwarzania.

$$I_{BATT} = f(i_{OUTrms_min} - i_{OUTrms}) \quad (11.2.21)$$

Na podstawie (11.2.9) wyliczamy (11.2.18):

$$I_{BATT} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{M}{1 - 2d_z} (i_{OUTrms_min} - i_{OUTrms}) \quad (11.2.22)$$

Gdybyśmy ładowali akumulator z łącza DC-link (wejście falownika) przez rezystor R_{BATT} , jak w układzie doświadczalnym, to maksymalny prąd ładowania byłby równy (11.2.23):

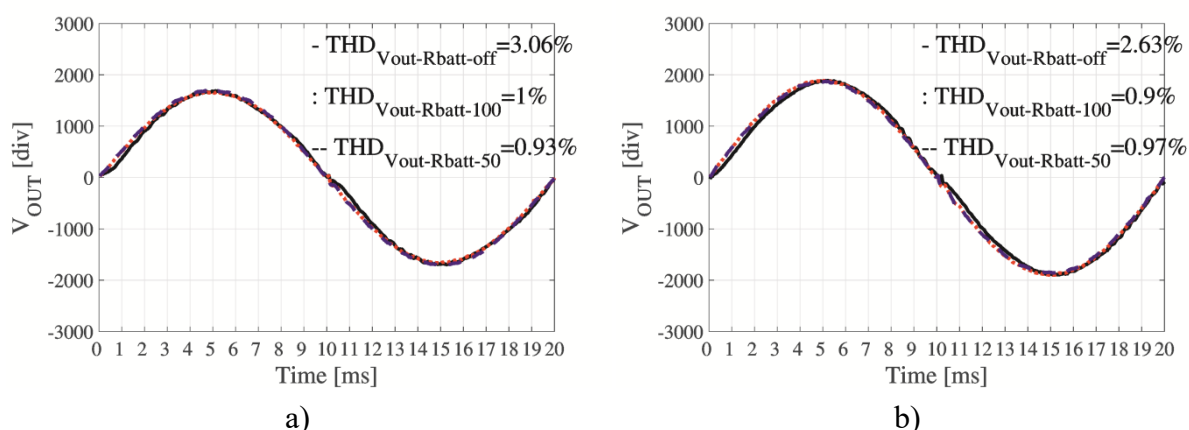
$$I_{BATTmax} = \frac{V_{DC\ link} - V_{BATT}}{R_{BATT}} = \frac{\sqrt{2} \frac{1}{M} v_{OUTrms} - V_{BATT}}{R_{BATT}} \quad (11.2.23)$$

Biorąc uwagę podłączenie akumulatora tylko w czasie $d_B T_s$ (11.2.24):

$$d_B = \frac{I_{BATT}}{I_{BATTmax}} = \frac{\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{M}{1 - 2d_z} (i_{OUTrms_min} - i_{OUTrms})}{\frac{\sqrt{2} \frac{1}{M} v_{OUTrms} - V_{BATT}}{R_{BATT}}} = \quad (11.2.24)$$

$$= R_{BATT} \frac{\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{M}{1-2d_z} (i_{OUTrms_min} - i_{OUTrms})}{\sqrt{2} \frac{1}{M} v_{OUTrms} - V_{BATT}}$$

dla ograniczenia $d_B < 1-d_z$ i odpowiedniego usytuowania impulsów ładowania baterii tylko w stanach nie zwarciovych.



Rys. 11.2.5 Wykres zniekształceń napięcia wyjściowego dla a) $R_L = 50 \Omega$; b) $R_L = 2000 \Omega$ ze sterowaniem typu IPBC2 w stanach d_z sterowanych przez algorytm MPPT

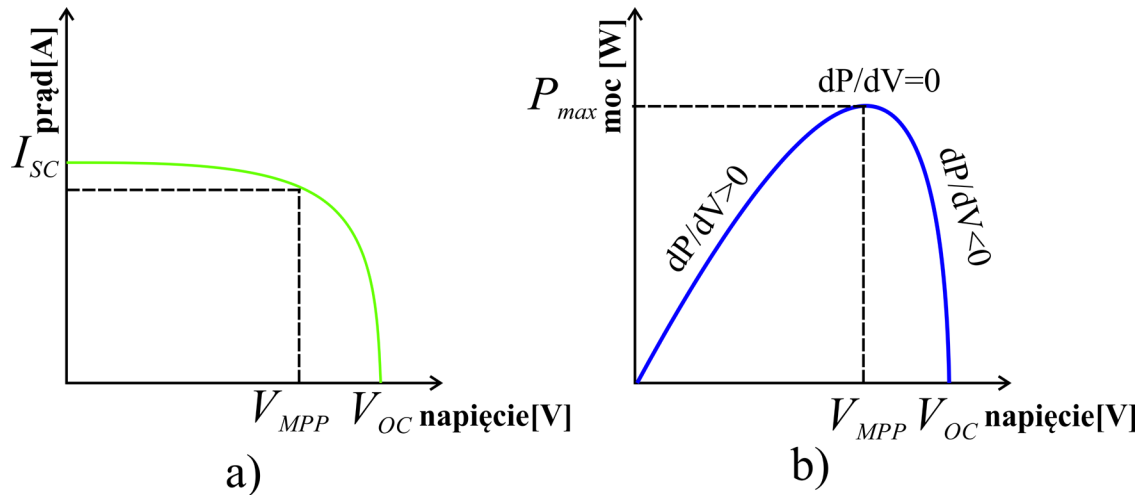
11.3 Zastosowanie ogniwa PV na wejściu układu – badanie pracy w trybie MPPT

Każdy z paneli fotowoltaicznych, połączonych zazwyczaj w większe moduły posiada swoją unikalną charakterystykę zależności napięcia od mocy [79]. Charakterystycznym parametrem każdego panelu jest zatem maksymalna moc jaką jesteśmy w stanie uzyskać wykorzystując zamianę energii słonecznej w elektryczną. W celu jak najefektywniejszego wykorzystania paneli stosuje się algorytmy zapewniające pracę i śledzenie mocy w obszarze MPP uwzględniając przy tym konkretny model panelu i jego parametry np. starzenie elementów, maksymalna moc danej komórki panelu fotowoltaicznego. Maksymalny punkt pracy MPP znajduje się w miejscu gdzie dla maksymalnego stałego napięcia jesteśmy w stanie uzyskać najwyższy stały prąd I_{sc} , a co za tym idzie największą moc P_{mpp} . Podczas symulacji jak i badań modelu eksperymentalnego analizowano przypadek z jednolitym natężeniem słonecznym komórki panelu, biorąc pod uwagę jeden występujący w takich przypadkach punkt szczytowy MPP. Wykorzystano pojedynczy panel symulatora ITECH IT6525C. W przeciwnym przypadku należy wziąć pod uwagę pozostałe lokalne punkty wynikające z chwilowych zacięnięć.

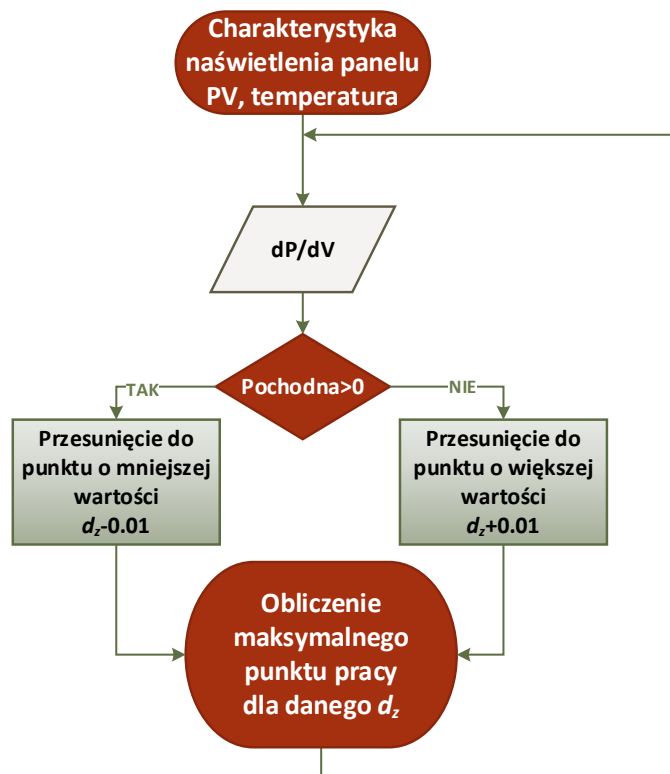
W celu uzyskania jak najmniejszych strat mocy układu w badaniach eksperymentalnych wykorzystano zmodyfikowaną metodę MPPT – dP/dV . W dalszych obliczeniach

wykorzystano wartości pomiarów napięcia wyjściowego v_{OUT} . Napięcie wyjściowe panelu fotowoltaicznego zależy od nasłonecznienia [W/m^2] oraz od temperatury [$^{\circ}\text{C}$]. Maksymalny punkt otrzymuje się dla zależności (11.3.1), gdzie $V_{MPP} = V_{PV}$.

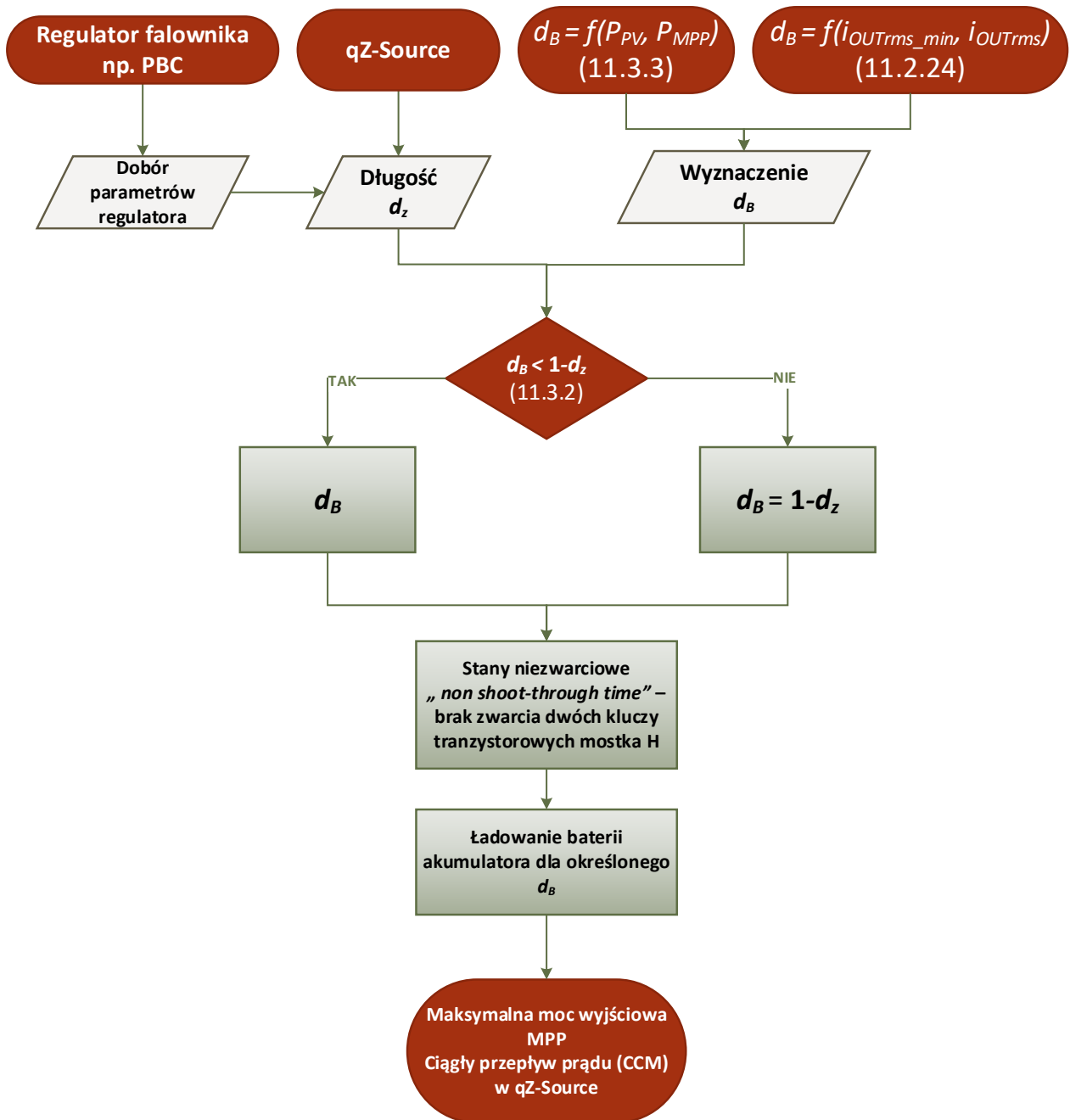
$$\frac{dP_{PV}}{V_{PV}} = 0 \quad (11.3.1)$$



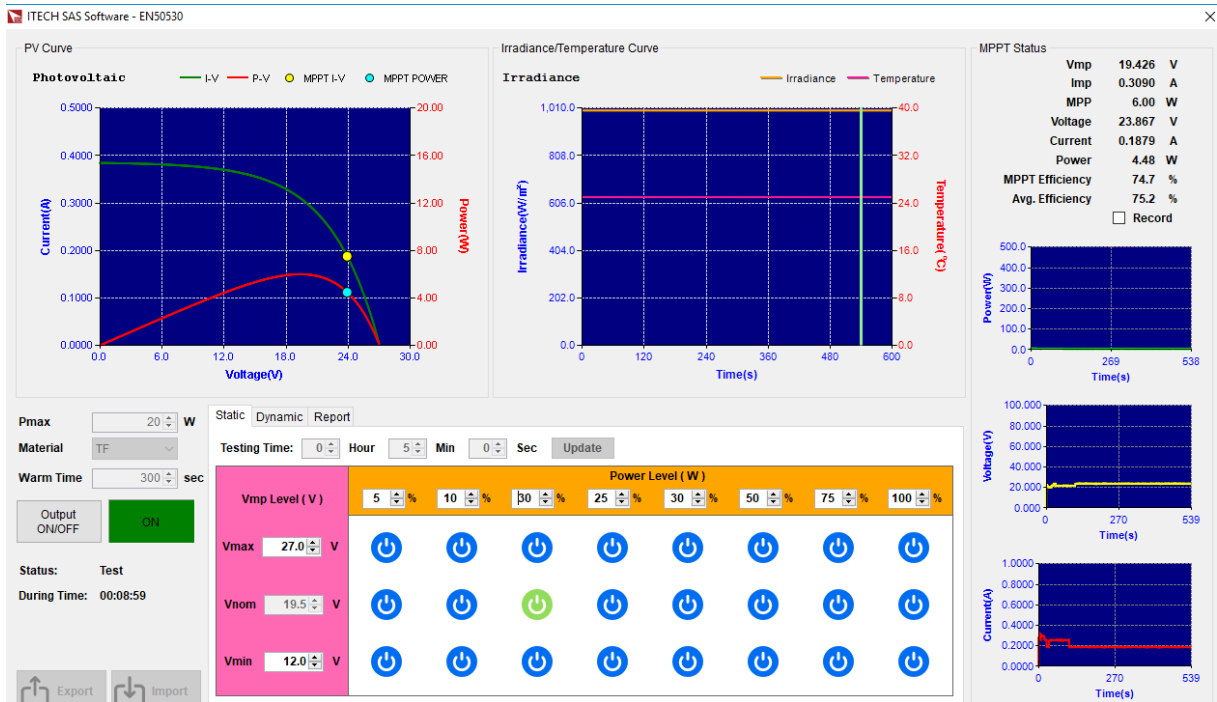
Rys. 11.3.1 a) Wykres zależności prądu i napięcia charakterystyki pracy ogniwa PV, b) wykres zależności napięcia pracy ogniwa PV oraz mocy.



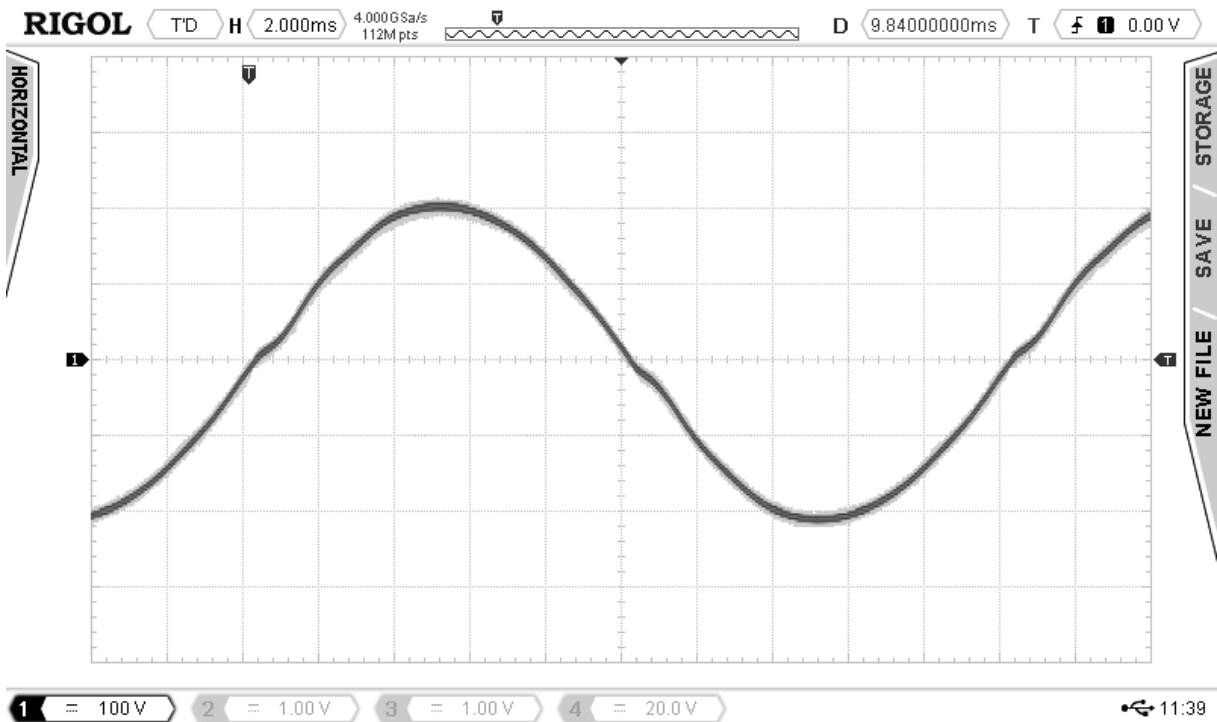
Rys. 11.3.2 Algorytm dP/dV wyznaczania MPP i długości d_z



Rys. 11.3.3 Algorytm wyznaczania MPP uwzględniając warunek stanów ładowania akumulatora na wejściu falownika napięcia

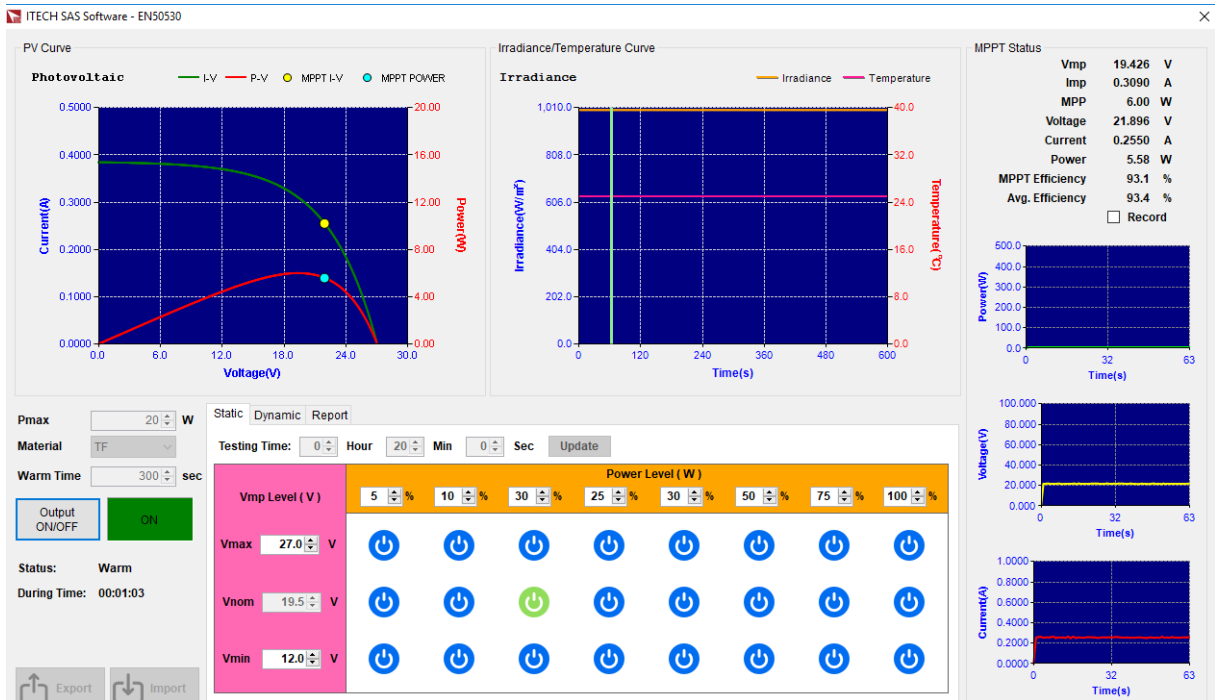


a)

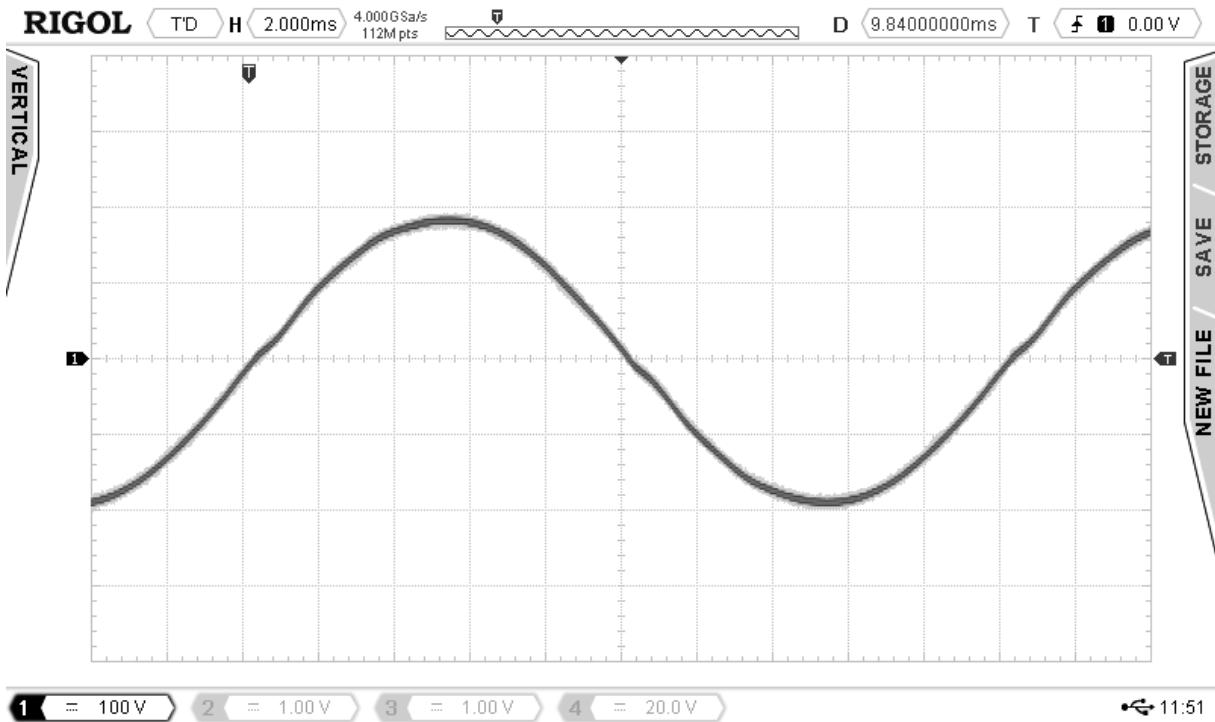


b)

Rys. 11.3.4 a) Wykres zależności prądu i napięcia charakterystyki pracy ogniwa PV przy braku sprzężenia zwrotnego, $R_L = 50 \Omega$; b) napięcie wyjściowe falownika v_{OUT} , brak ładowania akumulatora

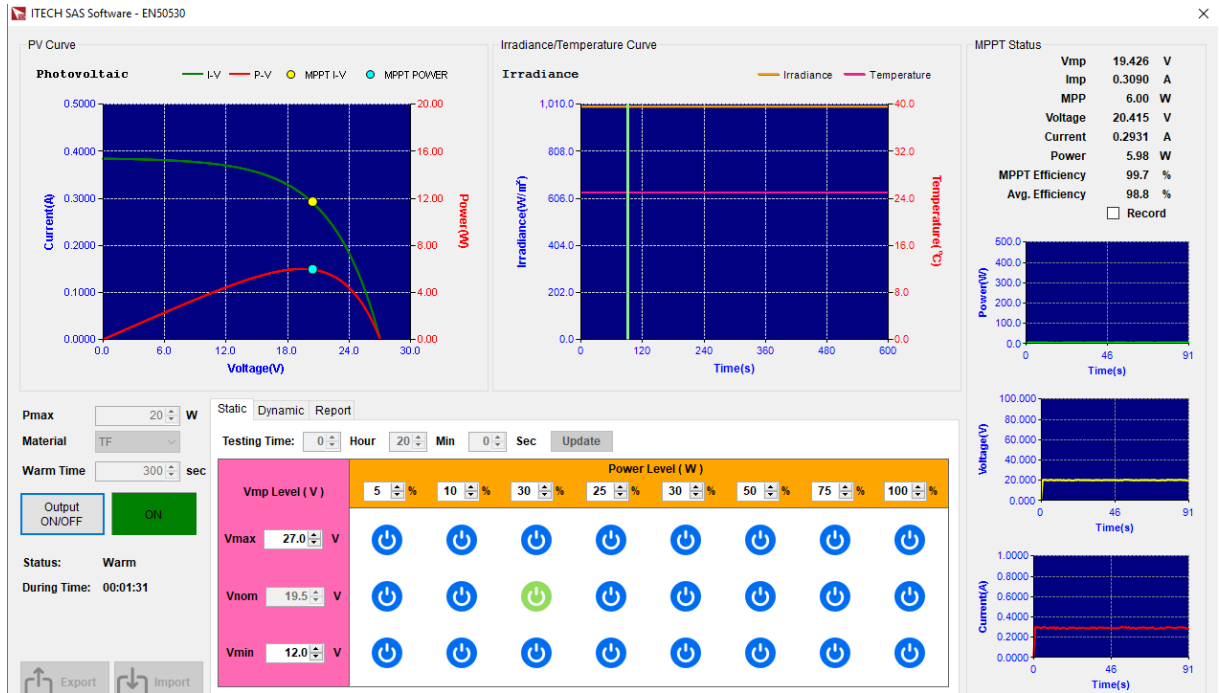


a)

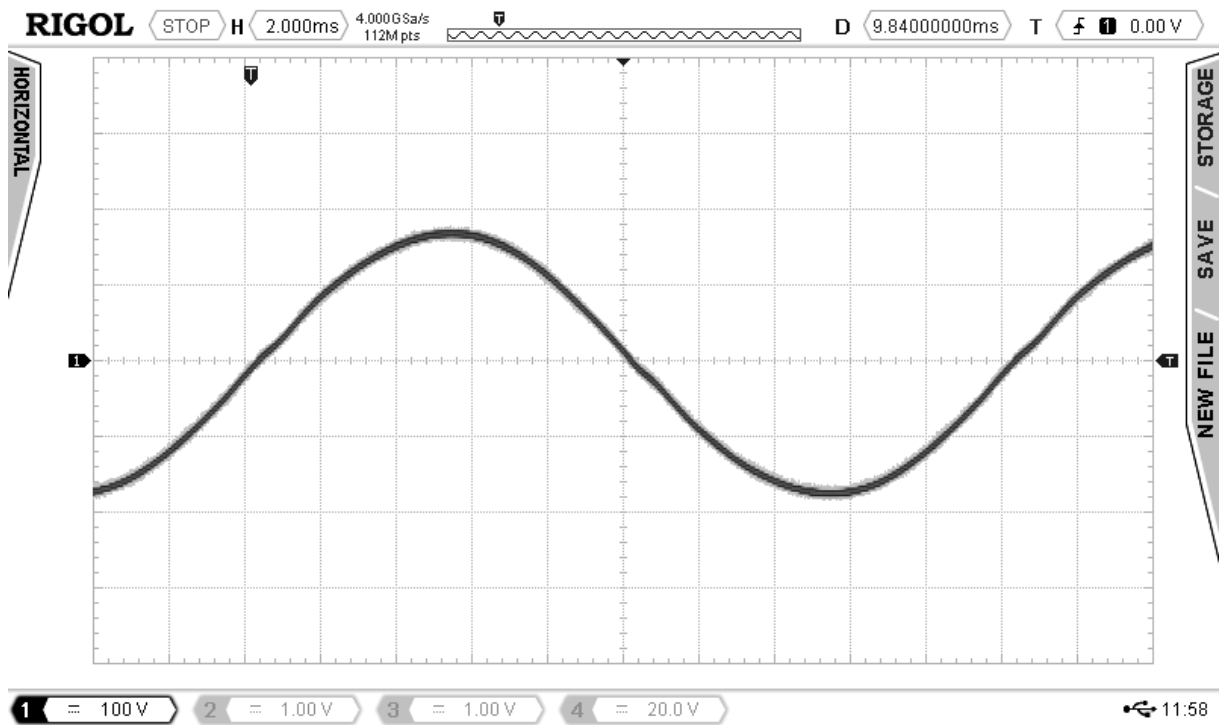


b)

Rys. 11.3.5 a) Wykres zależności prądu i napięcia charakterystyki pracy ogniwa PV przy braku sprzężenia zwrotnego, $R_L = 50 \Omega$; b) napięcie wyjściowe falownika v_{OUT} , ładowanie akumulatora – rezystor – 50Ω

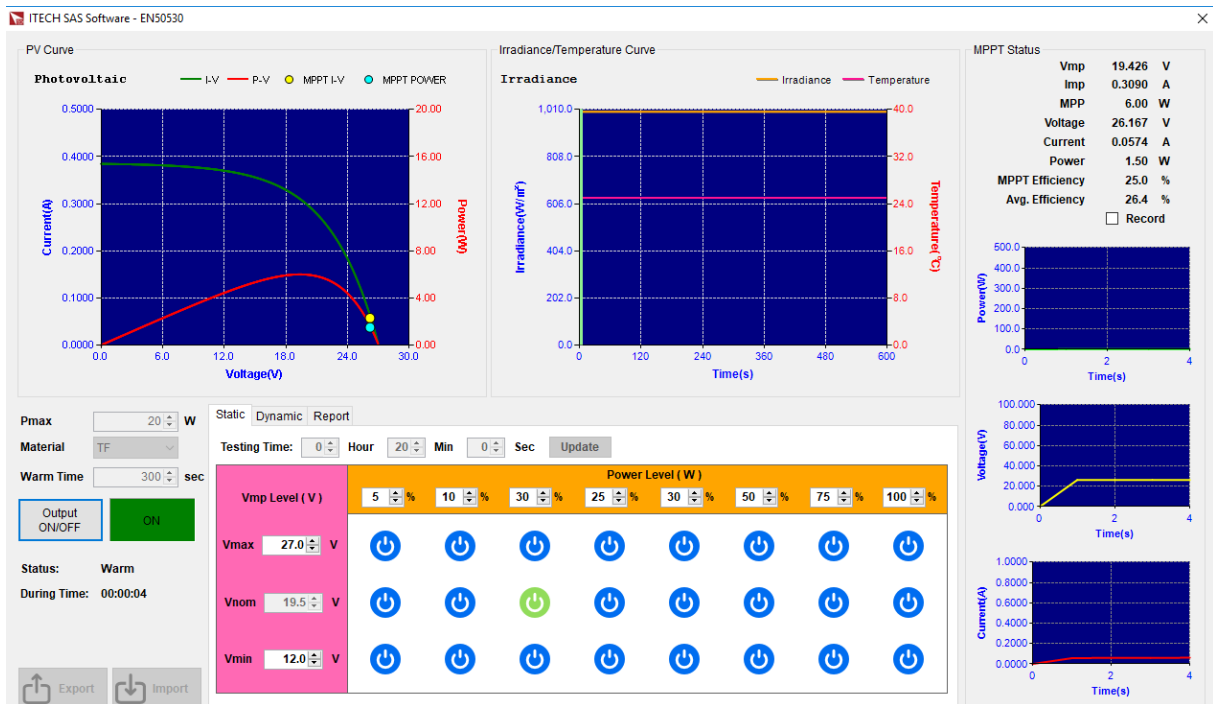


a)

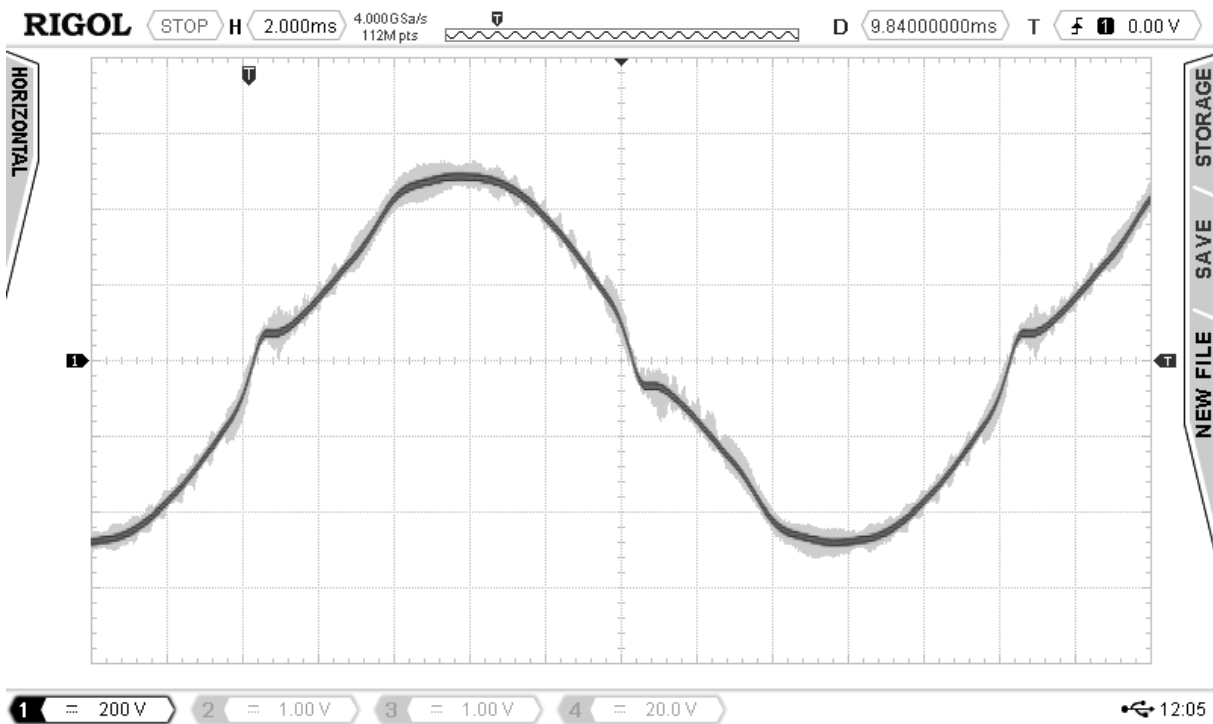


b)

Rys. 11.3.6 a) Wykres zależności prądu i napięcia charakterystyki pracy ogniwa PV przy braku sprzężenia zwrotnego, $R_L = 50 \Omega$; b) napięcie wyjściowe falownika v_{OUT} , ładowanie akumulatora – rezystor – 100Ω

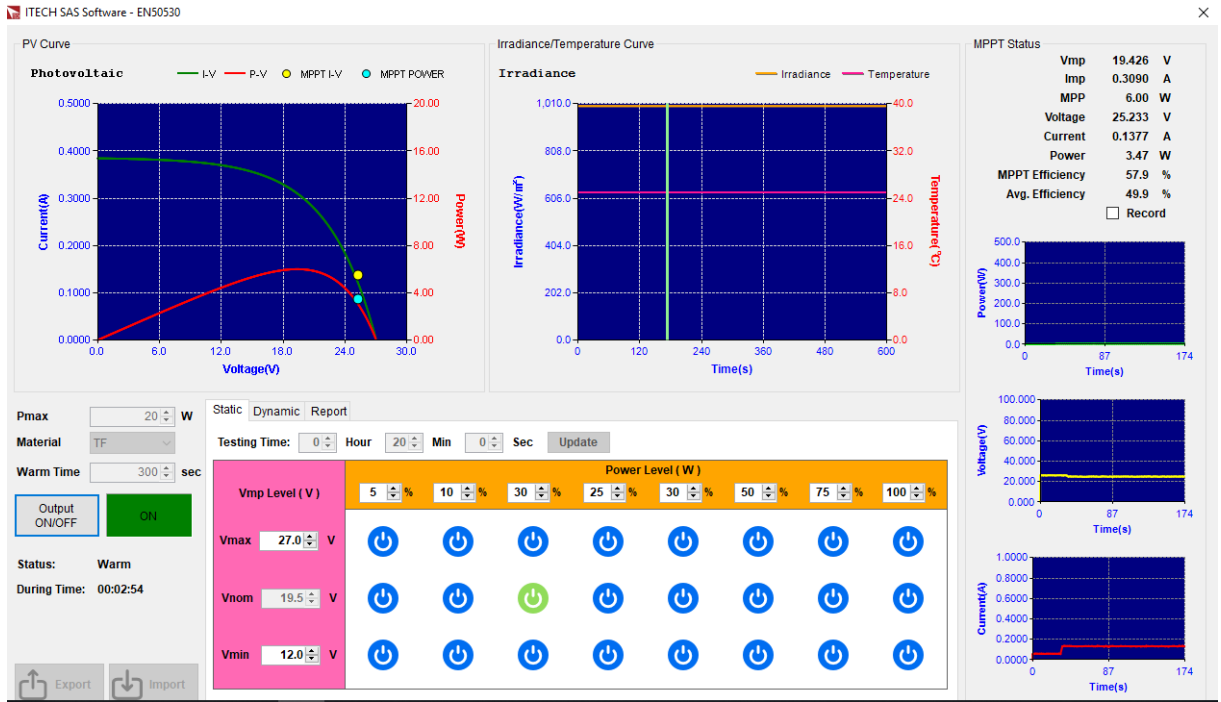


a)

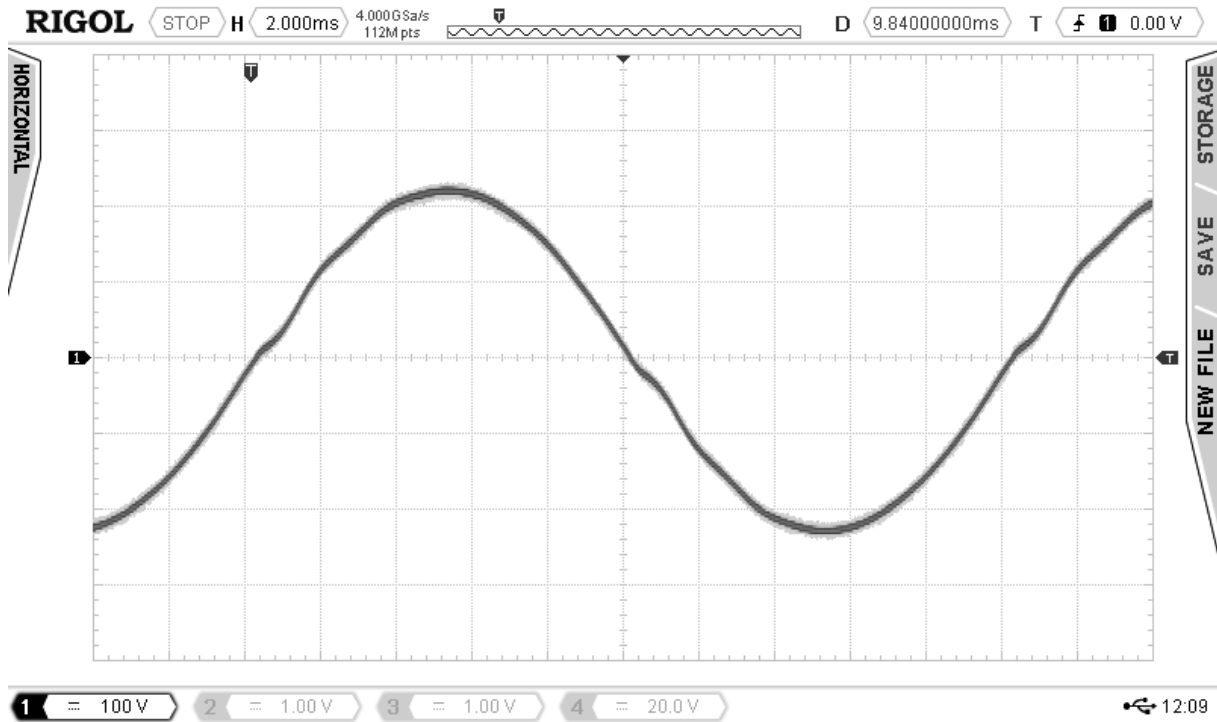


b)

Rys. 11.3.7 a) Wykres zależności prądu i napięcia charakterystyki pracy ogniwa PV przy braku sprzężenia zwrotnego, $R_L = 2000 \Omega$; b) napięcie wyjściowe falownika v_{OUT} , brak ładowania akumulatora

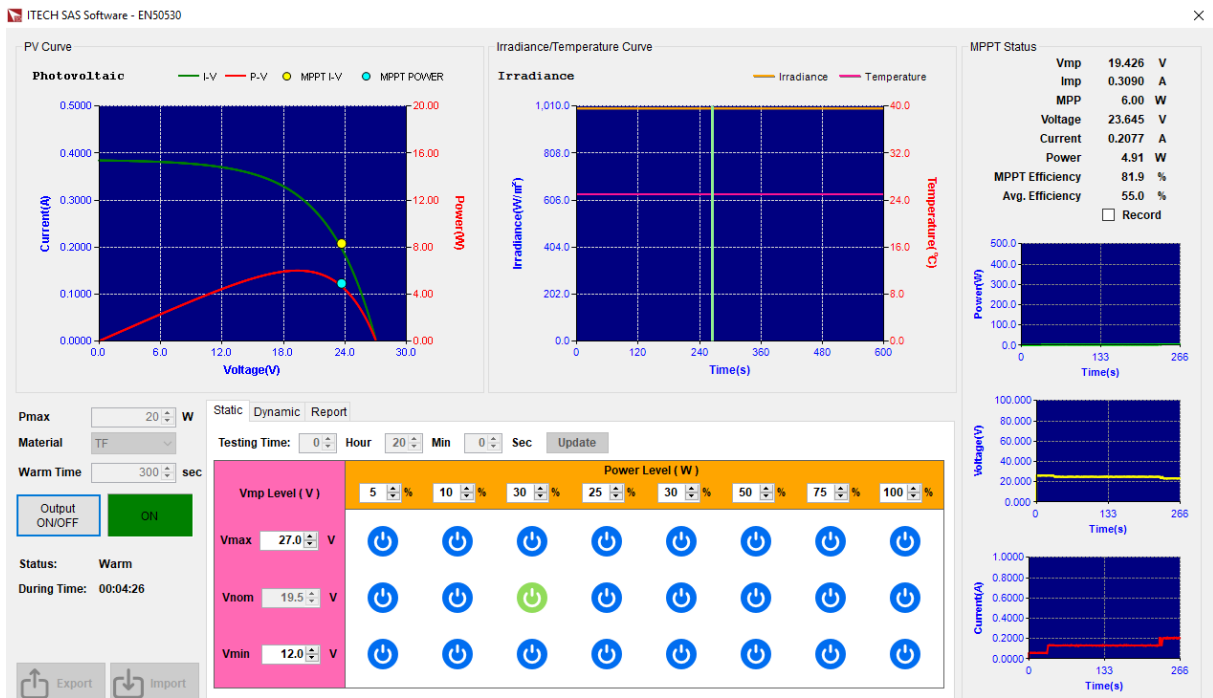


a)

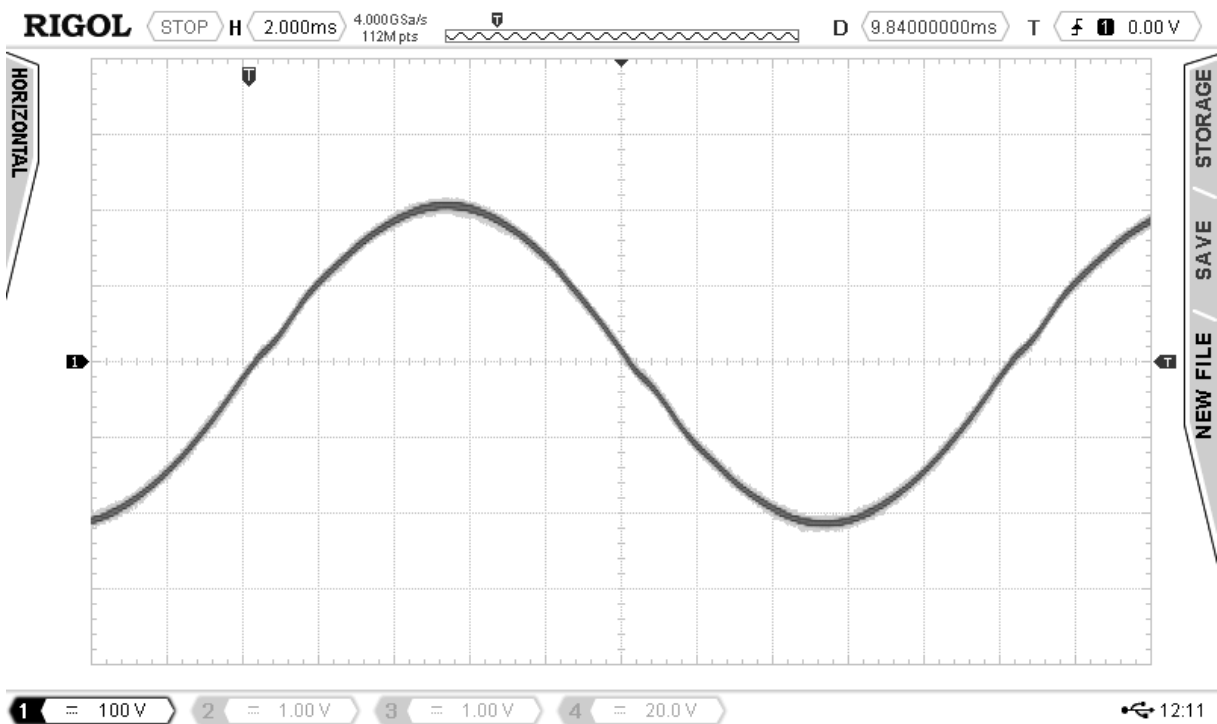


b)

Rys. 11.3.8 a) Wykres zależności prądu i napięcia charakterystyki pracy ogniwa PV przy braku sprzężenia zwrotnego, $R_L = 50 \Omega$; b) napięcie wyjściowe falownika v_{OUT} , ładowanie akumulatora – rezystor – 50Ω

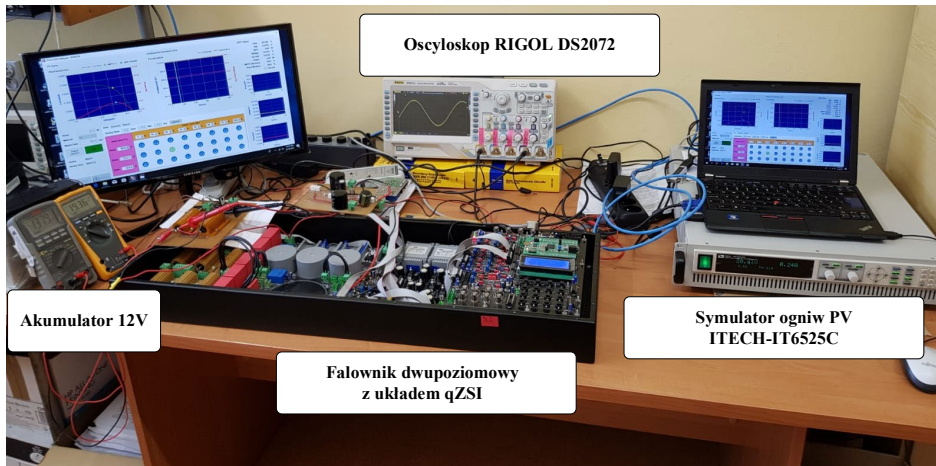


a)



b)

Rys. 11.3.9 a) Wykres zależności prądu i napięcia charakterystyki pracy ogniwa PV przy braku sprzężenia zwrotnego, $R_L = 50 \Omega$; b) napięcie wyjściowe falownika v_{OUT} , ładowanie akumulatora – rezystor – 50Ω

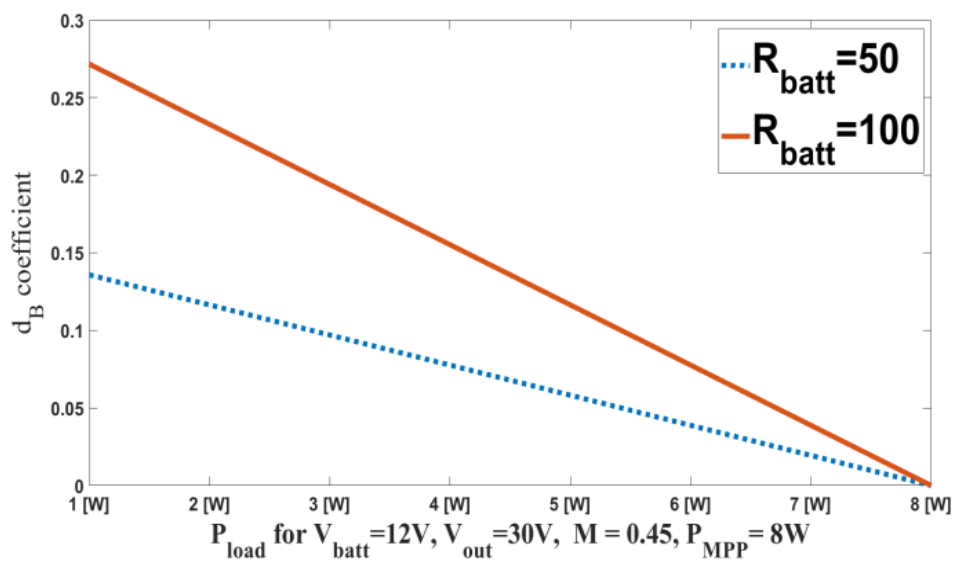


Rys. 11.3.10 Schemat stanowiska laboratoryjnego służący do badania zniekształceń napięcia wyjściowego falownika w układzie z symulatorem ogniw PV oraz siecią impedancyjną

$$1 - d_z > d_B \quad (11.3.2)$$

Bazując na (11.3.1) oraz współczynnika tłumienia (11.2.20) zależność można zapisać również w postaci 11.3.3

$$d_B = R_{batt} \frac{P_{MPP} - P_{load}}{[(\sqrt{2} \frac{1}{M} v_{OUT}) * (v_{OUT} - V_{batt})]} \quad (11.3.3)$$



Rys. 11.3.11 Wpływ zależności współczynnika tłumienia d_B na moc P_{load}

12. Wpływ częstotliwości przełączania f_c na efektywność zastosowanych sterowań. Analiza teoretyczna w oparciu o zastosowany mikrokontroler.

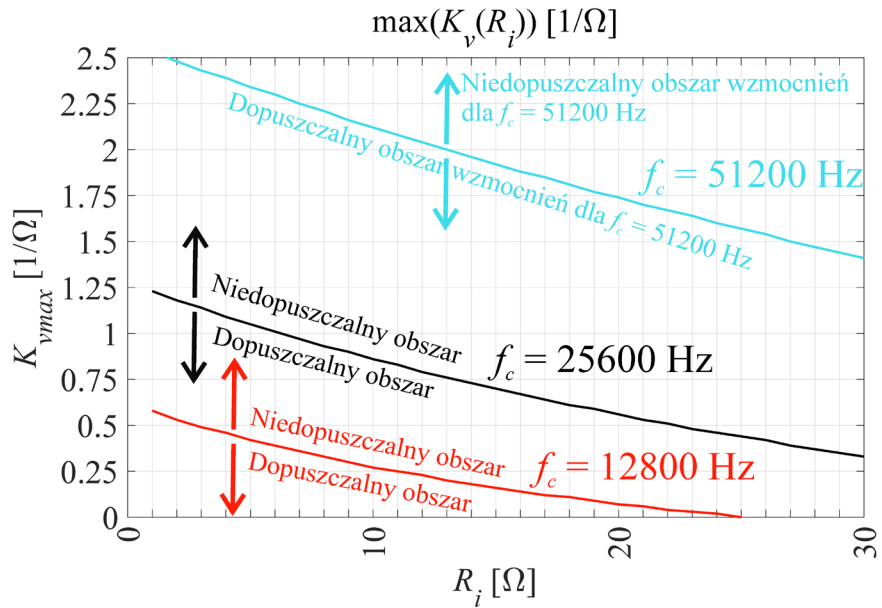
Jednym z zaobserwowanych efektów wpływających na jakość napięcia wyjściowego jest zakres częstotliwości pracy układów mikroprocesorowych. Wszystkie układy eksperymentalne pracują w określonym zakresie częstotliwości, gdzie mamy do czynienia z sygnałem modulowanym i modulującym nałożonym na podstawową sinusoidę o częstotliwości 50 Hz. Większa częstotliwość pracy taktowania mikroprocesora wpływa na większą ilość próbek danych pomiarowych i szybkość pracy układu [23]. Nawet stosując bardziej zaawansowane sprzętowo moduły sterujące korzystające z FPGA lub DSP dąży się do efektywnego zwiększenia częstotliwości pracy w celu otrzymania mniejszych opóźnień w układzie lub też zastosowania bardziej skomplikowanych metod działających w systemach czasu rzeczywistego RTOS np. sieci neuronowych ANN wymagających dodatkowych zasobów pamięci i mocy obliczeniowej [1]. W [11], [12] wskazano, że problem wykorzystania systemów mikroprocesorowych, których praca z określoną częstotliwością przełączania jest jednym z największych wyzwań dla projektantów elektroniki. Zbyt niska częstotliwość taktowania w układach trójfazowych nie tylko pogarsza jakość napięcia wyjściowego lecz wprowadza niestabilność związaną z niedokładnością pomiarów [30]. Dodatkowo może wprowadzać niekorzystne zjawisko akustyczne w związku z relatywnie niską częstotliwością przełączania, szczególnie w układach o zmiennej częstotliwości przełączania. Należy podkreślić, że stosując nadążne systemy regulacji częstotliwość przełączania jest wprost składową równań sterowania co w połączeniu z wielkościami filtra wyjściowego C_F wpływa zarówno na sekwencjonowanie próbek i na jakość regulacji. Najczęściej mamy do czynienia z układami wykorzystującymi stałą częstotliwość przełączania w odróżnieniu do sterowania MPC, gdzie częstotliwość pracy w wielu pracach jest określana jako częstotliwość uśredniana w zależności od sektora przełączeń S_1 - S_7 , a sterowanie dąży do uzyskania rozwiązania suboptymalnego w zakresie skończonego horyzontu. Celem badań w rozprawie było przedstawienie sterowań, które będą w stanie efektywnie zredukować zniekształcenia wyjściowe zarówno dla większych jak i mniejszych wartości częstotliwości przełączania kluczy tranzystorowych. W pracy przedstawiono wpływ zależności wzmocnienia napięciowego K_v i członu dysypatywnego dodatkowego tłumienia R_f od częstotliwości przełączania f_c przy sterowaniu typu pasywnego IPBC2 zgodnie ze wzorem (8.2.40) (Rys. 12.1). Przedstawiona analiza uwzględnia odpowiedni dobór mikrokontrolera w celu zapewnienia odtworzenia wystarczającej rozdzielczości zapisanego w postaci „schodkowej” sygnału odniesienia, tak aby nawet przy szczytach sinusoidy uzyskać zróżnicowanie poszczególnych „schodków”. Warunkiem, który

należy spełnić jest odpowiednio wysoka częstotliwość na wejściu modulatora PWM. Częstotliwość 84 MHz w przypadku stosowanego procesora STM32F407VG jest wystarczająca dla częstotliwości przełączania 25600 Hz (w jednym takcie przełączania mamy około 3280 dostępnych poziomów zapisu sygnału odniesienia, czyli można odtwarzać sinusoidę o amplitudzie 1640). W badaniach eksperymentalnych korzystano z wspomnianego w rozdziale 2.1 32-bitowego mikroprocesora z rodziny ST z rdzeniem Cortex-M4, gdzie dla $f_c = 12,8$ kHz (w układach trójfazowych) otrzymujemy 256 okresów przełączeń w jednym okresie podstawowym, a dla $f_c = 25,6$ kHz (w układach jednofazowych) jest 512 okresów przełączeń. W zastosowaniach praktycznych przyjmuje się, że pasmo przepustowości układu zamkniętego ω_B jest zdefiniowane przez jedną z tzw. reguł inżynierskich (12.1.1), gdzie $H(j\omega)$ jest funkcją przejścia układu zamkniętego [48]. Okres próbkowania wyznacza się np. stosując obliczenia współczynnika pasma zakłóceń. Układ zamknięty regulacji przenosi tym lepiej zmiany wartości zadanej im szerszy jest zakres częstotliwości w którym $|H(j\omega)| \approx |H(0)|$. W [48] podano podstawowe inżynierskie kryterium doboru okresu próbkowania (12.1.2). Stosuje się również inne kryteria doboru okresu próbkowania takie jak podano w [48]: częstotliwość własna, poziom dojścia do stanu ustalonego, czas opóźnienia, czas narastania, parametry układów oscylacyjnych czy też na podstawie przyjętej stałej różniczkowania w przypadku regulatorów PID lub PD.

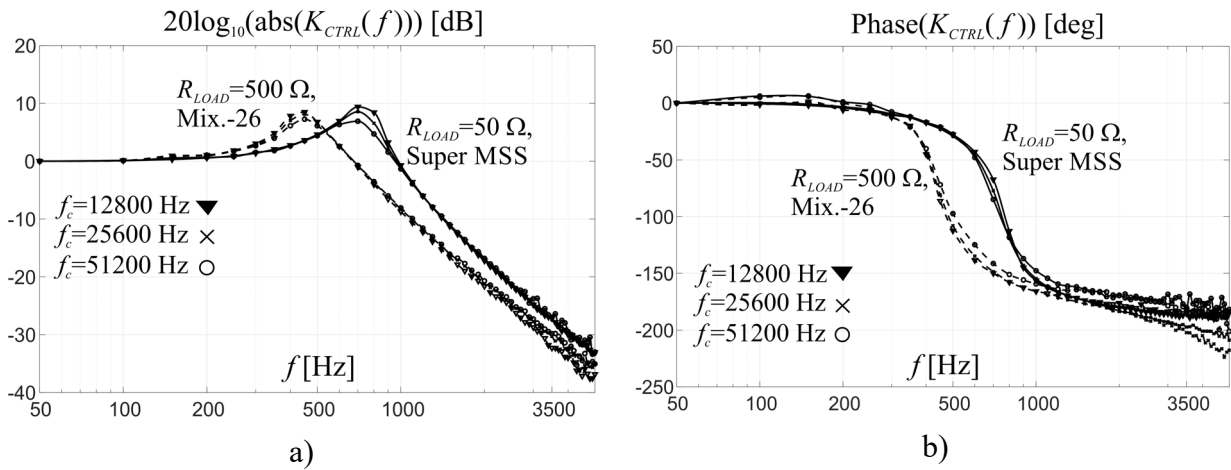
$$|H(j\omega_B)|_{dB} = |H(0)| \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (12.1.1)$$

$$T_O \leq \frac{\pi}{a * \omega_B} \quad (12.1.2)$$

Wartość współczynnika $a = 10 - 20$ [48].



Rys. 12.1 Granice dopuszczalnych wzmocnień regulatora IPBC2 w zależności od częstotliwości przełączania dla $C_F = 51 \mu\text{F}$, $L_F = 2 \text{ mH}$, $R_{LF} = 1 \Omega$



Rys. 12.2 Charakterystyki amplitudowe i fazowe dla różnych typów materiałów rdzenia dławika filtra wyjściowego różnych częstotliwości przełączania f_c i różnych obciążeń falownika [99]

13. Nowe metody oceny jakości napięcia wyjściowego falowników

13.1 Kompleksowe wykorzystanie analizy falkowej do oceny napięcia wyjściowego falownika

Jednym z głównych współczynników opisujących jakość napięcia wyjściowego falowników jest współczynnik zniekształceń harmonicznych THD. Współczynnik ten bazuje na wartościach uśrednionych przebiegu wyjściowego podobnie jak powszechnie stosowane w literaturze współczynniki TDF („*total distortion factor*”) oraz WTHD („*weighted total harmonic distortion*”), gdzie uwzględnia się również wagi poszczególnych harmonicznych. Współczynniki te nawiązują do zawartych w normach ograniczeń wynikających z narzuconych na dostawcę energii przepisów [50], [77]. W rozprawie wykorzystano ciągłą transformatę falkową CWT i jej własności w celu określenia jakości napięcia wyjściowego uwzględniając zarówno czas dojścia do stanu ustalonego, wielkość przeregulowania jak zniekształcenia wynikające z zastosowanego obciążenia [30]. Celem poniższej analizy jest wskazanie jednego pomocniczego współczynnika oceny jakości QWF, na bazie którego jesteśmy w stanie całościowo określić jakość napięcia wyjściowego bez względu na typ obciążenia i czas trwania zniekształcenia dla typowych obciążeń wyspowego falownika napięcia. Zaletą takiego rozwiązania bez wątpienia jest szybkość działania i bezpośredniej oceny sygnału [30], [64] łatwość w dekompozycji oraz możliwość identyfikacji wielkości zniekształceń w czasie. Dyskretną analizę falkową DWT w układach energoelektroniki wykorzystuje się natomiast głównie do filtracji sygnałów wyjściowych i identyfikacji rodzaju zniekształceń [17], [53] na bazie wcześniej zaimplementowanego i znanego wzorca zniekształceń np. zapadów napięcia. Dzięki zastosowaniu CWT jesteśmy w stanie przeanalizować zniekształcenia dla konkretnych częstotliwości i czasu, dodatkowo nie ma tutaj miejsca uśrednianie wyników co w przypadku analizy dynamicznych zmian obciążenia może prowadzić do otrzymywania niskich wyników współczynnika THD, gdzie jednocześnie duże skokowe zmiany napięcia wyjściowego mogą uszkodzić urządzenie odbiorcze jak i cały system sterujący poprzez przekroczenie maksymalnego dopuszczalnego napięcia, w zakresie którego mogą operować klucze tranzystorów mostka wejściowego. Takie szybkie zmiany ze względu na relatywnie szybki narost są szczególnie trudne do wyregulowania bez uwzględnienia dostatecznie efektywnych metod regulacji. W odróżnieniu do szybkiej transformaty Fouriera przekształcenia falkowe cechują takie parametry jak dylatacja i translacja pozwalające skalować sygnał z różnym opóźnieniem czasowym. Przekształcenia falkowe jest to jedna z metod mogąca posłużyć ocenie całościowej napięcia wyjściowego jako alternatywa dla innych transformat takich jak transformata Hilberta-Huanga oraz Wigner’a-Ville’a. Według [65] składowe wysokoczęstotliwościowe dzięki transformacie falkowej mogą być precyzyjnie lokalizowane w czasie natomiast nisko częstotliwościowe są

lepiej lokalizowane w dziedzinie częstotliwości. W celu przedstawienia lokalizacji zmian transformaty CWT często stosuje się tzw. kostkę Heisneberga, gdzie przedstawia się kształt falki w odniesieniu do przyjętej skali w czasie i dziedzinie częstotliwości. W celu przedstawienia odpowiedniej korelacji sygnałów badanych i zaproponowanej falki korzysta się natomiast ze skalogramu, gdzie dodatkowo analizuje się amplitudę dla poszczególnych rzędów transformaty, wykorzystując wykresy trójwymiarowe – rozdział 13.4.

13.2 Teoria falek i doboru falki matki transformaty CWT

W związku z charakterem przebiegu sygnałów wyjściowego falownika DC/AC jakim jest sinusoida wybór falki podstawowej oparto na rodzinie falek Gaussowskich i Cauchie’ego. W związku z powyższym założeniem odpowiednim rozwiązaniem jest zastosowanie falek analitycznych. Ponadto podczas przeprowadzonych symulacji falka typu Morse’a charakteryzowała się najbardziej płaskim wykresem zależności CWT. Transformata falkowa dostarcza nam szereg możliwości w wyborze analizowanego sygnału w oparciu o pożądany kształt falki podstawowej („*mother wavelet*”) [32], [54], [69]. Istnieje nieskończona ilość falek, które można zaimplementować w celu wykonania transformaty CWT. Na podstawie przeprowadzonych badań wybrano do analizy sygnał z rodziny sygnałów gaussowskich, gdzie falką podstawową jest falka Morse’a z parametrami $\beta = 2$ oraz $\gamma = 3$. Zmienna β odpowiada za amplitudę filtracji falki i ilość oscylacji falki w badanym przedziale czasowym [69]. Natomiast γ to parametr odpowiedzialny za symetrię. W związku z brakiem znajomości charakteru kształtu zniekształceń w szczególności szybkości narostu i spadku dla skokowych zmian obciążenia przyjęto idealną symetrię, dodatkowo wiemy że idealnym sygnałem wyjściowym powinna być sinusoida bez zniekształceń, gdzie dopasowanie zastosowanej falki dla częstotliwości 50 Hz powinno być wzorcem. Falka typu Morse’a ma największą częstotliwość szczytową („*peak frequency*”) przedstawioną w punkcie (13.2.1). Dla parametru $\gamma = 3$ [52] obserwujemy się najmniejszą powierzchnię Heisenberga i jest to najczęściej wykorzystywana wielkość w badaniach ciągłych sygnałów modulowanych [52]. Jedną z wad stosowania ogólnych falek typu Morse’a w przeciwieństwie do innych falek np. Morlet’a może być brak jednoznacznego przejścia z poziomu skali do dziedziny częstotliwości ze względu na różnice wynikające z równań opisujących funkcję energii, funkcję chwilowej częstotliwości centralnej oraz częstotliwości szczytowej $\omega_{\beta\gamma}$.

$$\omega_{\beta\gamma} = \left(\frac{\beta}{\gamma}\right)^{\frac{1}{\gamma}} \quad (13.2.1)$$

W ciągłej analizie falkowej należy zwrócić uwagę na dwa nieodzowne warunki które powinny spełniać falki podstawowe transformaty:

- a) Warunek dopuszczalności („*admissibility condition*”) – gdzie dodatkowo w badanym przypadku falka jest falką analityczną dla $\Psi(\omega) = 0$ dla $\omega < 0$ (13.2.2.). Dzięki poniższej zależności zapewnia się również odwrotność transformaty i rekonstrukcję sygnału.

$$C_{\Psi} = \int_0^{\infty} \frac{|\Psi(\omega)|^2}{\omega} d\omega < \infty \quad (13.2.2)$$

- b) Falka powinna mieć skończoną energię.

Falka opisana zależnością (13.2.3) powinna być ortogonalna, ze średnią całkowitą równą 0 i o skończonej odpowiedzi częstotliwościowej. Gdzie j i k to liczby całkowite funkcji falki podstawowej bazy ortonormalnej w przestrzeni Hilberta L_2 . Stała częstotliwość przełączania f_c znacznie ułatwia zatem analizę takiego układu, pozwala wygenerować parametry macierzy o stałym skończonym indeksie w zakresie badanego okresu T_c .

$$\Psi_{jk} = 2^{j/2} \Psi(2^j t - k) \quad (13.2.3)$$

W rzeczywistości falka podstawowa zachowuje się jak filtr pasmowo-przepustowy, który jest w stanie generować falki z różnych rodzin o różnej skali i przesunięciu w czasie. Baza ortonormalna z definicji jest również bazą z układem ortogonalnym, gdzie zachodzi zależność $\|v\| = 1$ dla wszystkich v należących do V , gdzie V to zbiór nie zerowych wektorów w przestrzeni Hilberta. Podstawowymi parametrami ciągłej transformaty falkowej CWT jest parametr skalujący oraz parametr translacji. W rozumieniu przestrzeni Hilberta mówimy o zupełnym iloczynie skalarnym, gdzie każdy ciąg punktów Cauchy’iego w przestrzeni metrycznej M ma granicę w tej przestrzeni. Z punktu widzenia analizy i badania nieciągłości sygnału przedmiotem dalszych rozważań będą wspomniane wcześniej ciągłe sygnały analogowe.

Wzór ciągłej transformaty falkowej CWT (13.2.4) z parametrem skalującym a i przesunięciem czasowym b .

$$S_{\Psi}(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \Psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (13.2.4)$$

Wzór falki typu Morse'a w dziedzinie częstotliwościowej, gdzie $U(\omega)$ to skok jednostkowy, a $\alpha_{\beta,\gamma}$, to stała normalizacyjna.

$$\Psi_{\beta,\gamma}(\omega) = U(\omega)\alpha_{\beta,\gamma}\omega^\beta e^{-(\omega)^\gamma} \quad (13.2.5)$$

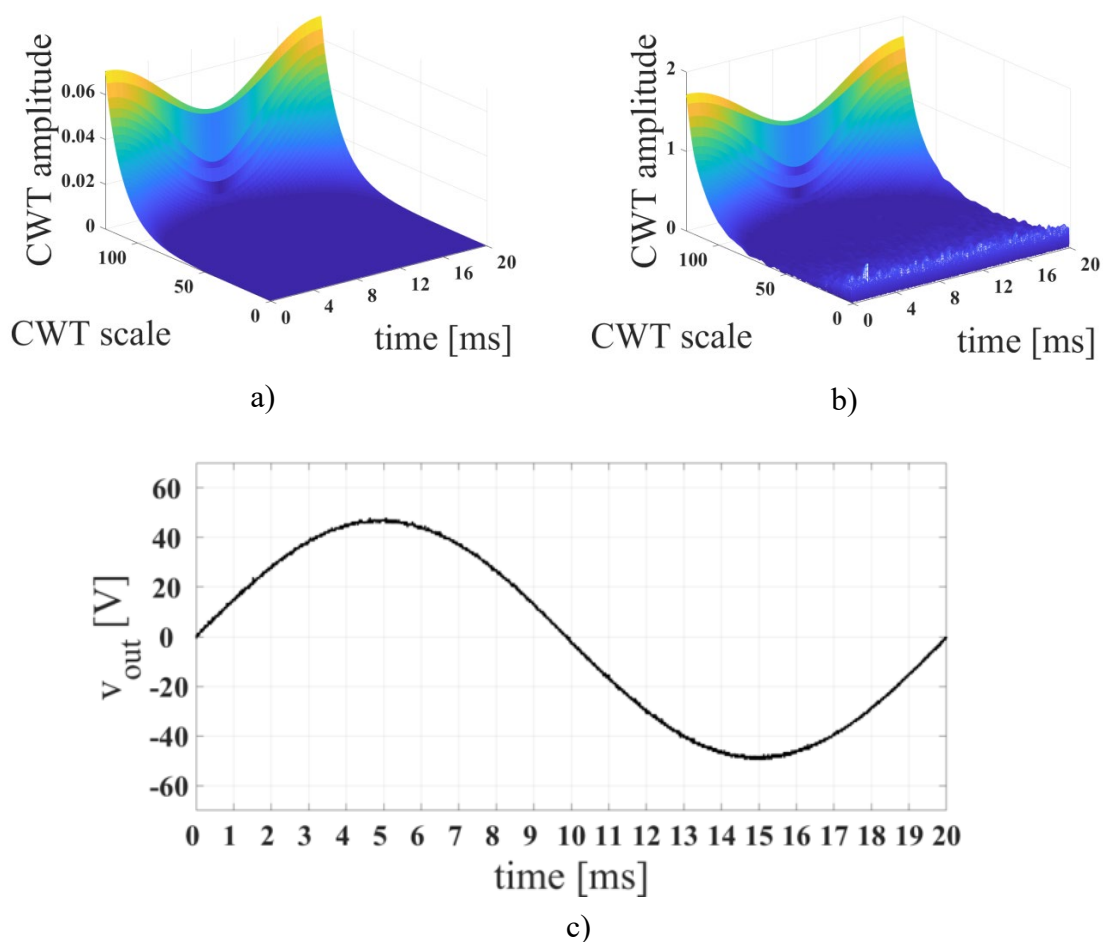
13.3 Metody obliczenia jednego wspólnego parametru oceny jakości napięcia wyjściowego

Wynikiem ciągłej analizy falkowej jest macierz parametrów o rozmiarze $a \times b$. Jej współczynniki to liczby zespolone, dlatego na bazie skalogramu w dalszych obliczeniach wzięto pod uwagę wartości bezwzględne amplitud. Wykorzystując falkę podstawową Morse'a i jej własności w oparciu o CWT zaproponowano współczynnik oceny jakości napięcia bazujący na obliczaniu objętości pod wykresem 3D skalogramu. Współczynniki o rozmiarze a wskazują na skalę falki, odpowiada ona częstotliwości do której odnosi się przekształcenie, im większy indeks tym większa skala. Współczynnik b odnosi się do ilości punktów lub czasu, które zostały pobrane z przebiegu wyjściowego. W celu obliczenia współczynnika QWF wykonano obliczenia objętości pod wykresem transformaty V_1 oraz V_2 . V_1 odpowiada objętości pod całym przebiegiem skalogramu CWT natomiast V_2 objętości pod wykresem w odniesieniu do pierwszej harmonicznej h_1 . Wynikiem przeprowadzonej transformaty CWT są liczby zespolone w odpowiedzi na zastosowaną falkę Morse'a, niemniej dla każdego rzędu macierzy zostały obliczone wartości bezwzględne i objętość. Należy nadmienić, że współczynnik WF jest bezwymiarowy jednak w celu lepszej parametryzacji zaproponowano QWF , gdzie uwzględniono zarówno WF jak i wartości największej amplitudy P_a oraz największej amplitudy ostatniego rzędu P_s odpowiadającej częstotliwości przełączania.

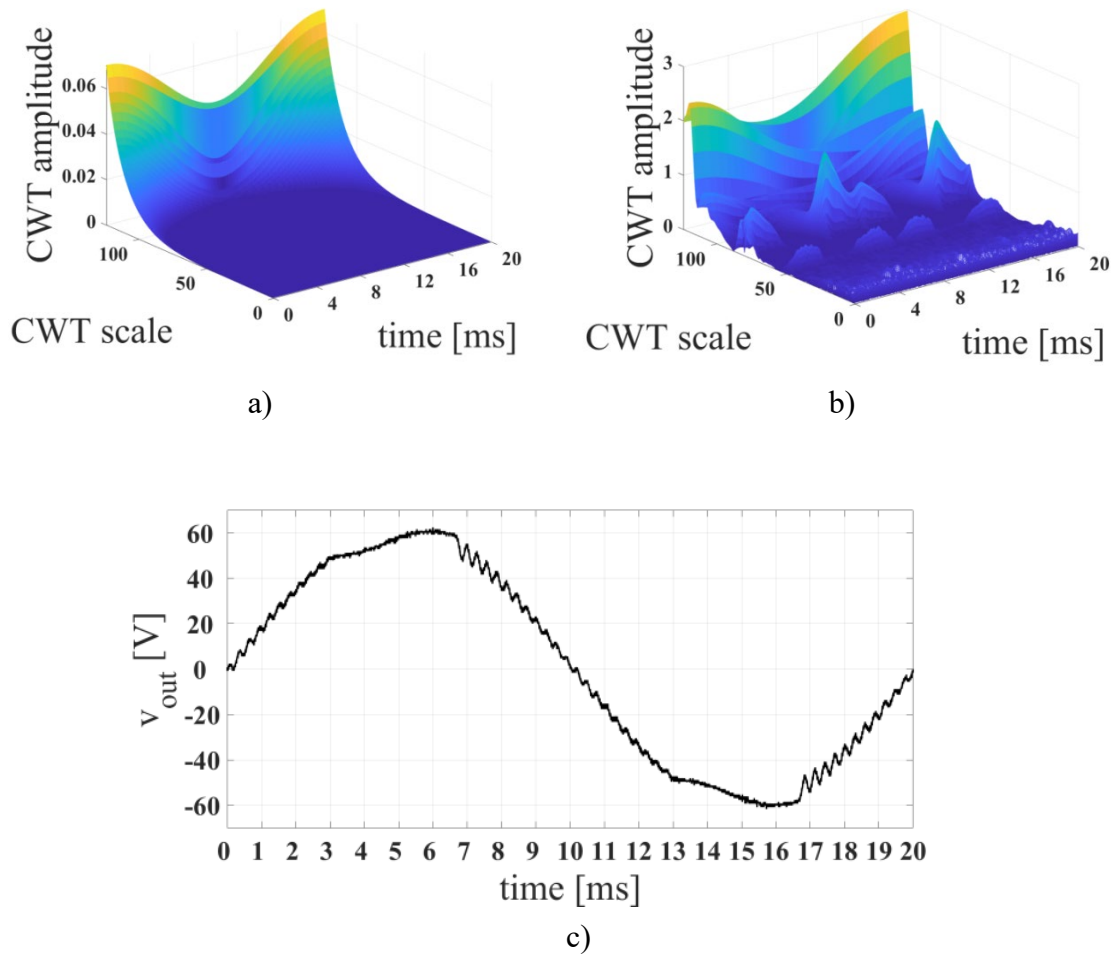
$$WF = \frac{V_1}{V_2} \quad (13.3.1)$$

$$QWF = \left(1 + \frac{|P_a - P_s|}{P_s}\right) * WF \quad (13.3.2)$$

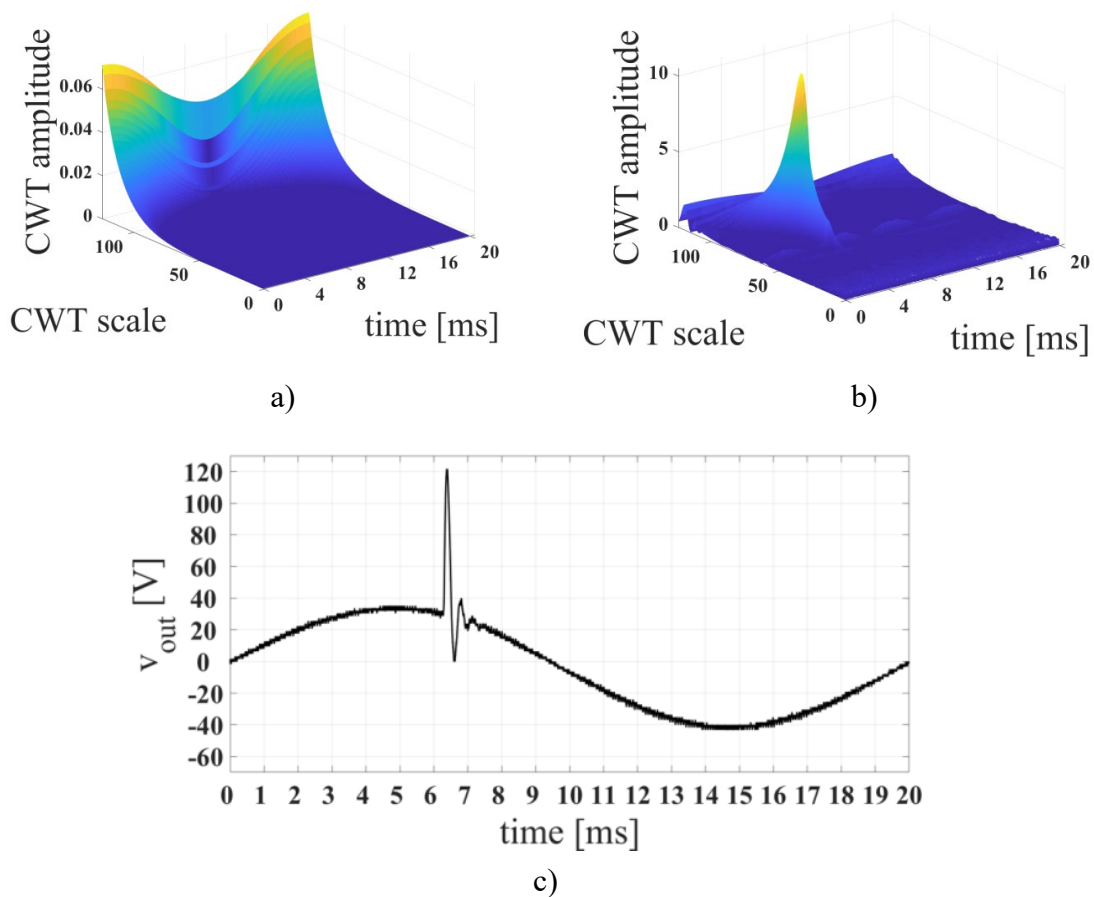
13.4 Wyniki symulacji przebiegów napięcia wyjściowego dla różnych typów obciążenia



Rys. 13.4.1 Wyniki dla $R=2000 \Omega$ a) Transformacja CWT w odniesieniu do h_I ,
 b) Transformacja CWT w odniesieniu do całego zmierzonego sygnału, c) przebieg
 z obciążeniem typu liniowego rezystancyjnego R



Rys. 13.4.2 Wyniki dla $R=2000 \Omega$, $C_L=460 \mu\text{F}$ a) Transformacja CWT w odniesieniu do h_1 ,
 b) Transformacja CWT w odniesieniu do całego zmierzonego sygnału,
 c) przebieg z obciążeniem typu nieliniowego prostownikowego RC



Rys 13.4.3 Wyniki dla skokowej zmiany obciążenia $R = 45\Omega / R = 500\Omega$.

a) Transformacja CWT w odniesieniu do h_I , b) Transformacja CWT w odniesieniu do całego zmierzonego sygnału, c) przebieg z obciążeniem typu dynamicznego

13.5 Porównanie wyników wielkości poszczególnych parametrów oceny jakości wyjściowej falownika

Tab. 13.5.1 Wyniki wielkości wskaźników zniekształceń napięcia wyjściowego dla różnych typów obciążenia

Typ współczynnika	QWF	THD	WTHD
Obciążenie rezystancyjne R	31.97	1.42%	0.35%
Obciążenie nieliniowe prostownikowe RC	59.47	5.79%	26.51%
Odciążenie	719.53	26.51%	6.17%

13.6 Wnioski

Podstawowym wnioskiem i zaletą przeprowadzenia analizy na płaszczyźnie czasowo-częstotliwościowej jest jednoznaczne wskazanie dużych zniekształceń zarówno w przypadku obciążenia nieliniowego jak i w przypadku stanu odciążenia obciążenia podczas pracy z dynamicznym obciążeniem. Kolejną zaletą transformaty falkowej CWT są parametry wskazujące na czas występowania zniekształcenia, gdzie jego wielkość nie jest uśredniania. W przeprowadzonych badaniach sygnałem idealnym porównywanym w ostatnim rzędzie macierzy wyników była sinusoida o częstotliwości podstawowej 50 Hz. Dzięki możliwości doboru falki podstawowej analiza CWT może być wykorzystana również do badania konkretnych rodzajów zniekształceń występujących zarówno w falownikach jedno- jak i trójfazowych np. zapadów czy niezrównoważenia obciążenia. Podobnie jak ma to miejsce w analizie Fouriera, jesteśmy również w stanie odwzorować sygnał dla konkretnej częstotliwości na podstawie macierzy parametrów będącej wynikiem CWT, stosując odwrotną ciągłą transformatę falkową. W pracy doktorskiej zaproponowano natomiast nowy parametr QWF w celu analizy różnego typu obciążenia bez względu na rodzaj zniekształcenia. Wadą takiego zastosowania jest brak jednostki miar takiego parametru i wskazania konkretnych granic, dla których jakość napięcia sygnałów wyjściowych, w naszym przypadku napięcia wyjściowego spełnia wymagania norm. Niemniej stosując przedstawioną ciągłą analizę falkową i zaproponowaną metodologię wyznaczania parametrów można wykorzystać jako metodę pomocniczą, klasyfikując sygnały ze znaczącym wzrostem parametru QWF dla różnych typów obciążenia jako sygnały potencjalnie nie spełniające standardów, w szczególności w zakresie obciążenia typu dynamicznego, gdzie oprócz wielkości przeregulowania liczy się również czas dojścia do stanu ustalonego, a zatem czas trwania zniekształceń wskazanego w EN 62040:3 [76].

14. Podsumowanie

14.1 Ocena realizacji tezy rozprawy doktorskiej

W rozprawie przedstawiono różne metody redukcji zniekształceń napięcia wyjściowego mogących wystąpić w układach bezprzerwowego zasilania UPS. Wykonano kompleksową analizę wpływu poszczególnych parametrów pracy, budowy, wykonania materiałów filtra wyjściowego $L_F C_F$, źródeł zasilania, typów obciążenia oraz połączeń instalacji na pogorszenie się pracy falownika w odniesieniu do systemów UPS. Zaprezentowano dwa nowatorskie rozwiązania, jeśli chodzi o podejście związane z implementacją zmodyfikowanego sterowania nadążnego PBC oraz predykcyjnego MPC wykorzystując sterowania typu MISO wielowejściowego jednocześnie wskazując na zalety oraz ograniczenia tych metod. Wybrano pierwszy schemat modulacji PWM dla regulacji nadążnej jako rozwiązanie dające najlepsze rezultaty w kontekście najniższych zniekształceń v_{OUT} . Dodatkowo w celu uzyskania jak najlepszych wyników tj. najmniejszych wartości współczynnika THD dla obciążenia nieliniowego prostownikowego RC oraz przeregulowania i czasu dojścia do stanu ustalonego dla obciążenia dynamicznego wykazano wpływ bilansu energetycznego jako jeden ze sposobów zapobiegania występowania dodatkowych zniekształceń w układzie i możliwości gromadzenia energii w akumulatorach w układach wyspowych z siecią impedancyjną typu qZSI. Tylko całościowe podejście biorące pod uwagę typ i wielkość zasilania – zasilanie DC, układy pośredniczące (podwyższające napięcie) – qZ-Source, materiał rdzenia dławika filtra wyjściowego L_F – Super MSS, możliwości obliczeniowe platformy sterującej – STM F407VG discovery – 25600Hz oraz tryb pracy falownika (testowany tryb wyspowy) pozwala na spełnienie norm w najbardziej efektywny sposób. Drugim aspektem było osiągnięcie możliwie jak najniższych strat mocy, wykorzystania wielkości amplitudy napięcia wejściowego przy jednoczesnej próbie podwyższenia tegoż napięcia stosując na przykład sieci impedancyjne w układzie z ogniwem PV. Bez względu na dobór regulacji i ilość faz falownika celem nadrzędnym przeprowadzonych badań za każdym razem było uzyskanie przebiegu wyjściowego v_{OUT} spełniającego kryteria zwarte przede wszystkim w [76], [77].

Reasumując w rozprawie wykazano, że teza zwarta w punkcie 2.2 pozwala na realizację założeń związanych z redukcją zniekształceń występujących w układzie otwartym falownika dla różnych typów obciążenia. Uzyskano znaczący spadek współczynnika zniekształceń napięcia wyjściowego THD_v , z około 6%-8% w zależności od rodzaju obciążenia i ilości faz do około 1%-2% zarówno dla sterowania nadążnego jak i predykcyjnego stosując modulację 2.2. Wykazano również możliwości sterownia i redukcji zniekształceń we współpracy z siecią impedancyjną i ogniwem PV, gdzie w układzie można było zaobserwować dodatkowe zniekształcenia, a sterowanie wymagało dążenia do uzyskania maksymalnego punktu pracy

MPP panelu oraz zachowanie ciągłości przepływu prądu (CCM) w dławikach sieci impedancyjnej. Dzięki wykorzystaniu stanów ładujących akumulator na wejściu falownika zmniejszono zniekształcenia napięcia wyjściowego, jednocześnie zbliżając się do MPP, a co za tym idzie polepszając sprawność całego układu. Finalnie zaproponowano również pomocniczy parametr oceny jakości napięcia wyjściowego QWF, który w kompleksowej analizie posłużył jako współczynnik pomocniczy. Mając wiedzę na temat idealnego przebiegu wyjściowego dzięki transformacie CWT i odpowiednim doborze falki zrealizowano algorytm wykrywający zmiany zniekształceń w czasie i częstotliwości, który świetnie nadaje się również do analizy dynamicznych zmian obciążenia.

14.2 Plany dalszych badań w oparciu o wyniki otrzymane w rozprawie

Dalszym etapem rozwoju prac przedstawionych w rozprawie na podstawie otrzymanych wyników będzie praca falownika na sieć w zastosowaniu falowników UPS w tzw. mikrosieciach elektroenergetycznych „*microgrids*” [31]. Pomijając aspekt układów synchronizacji falownika z siecią dystrybucyjną „*phase-locked loop*” PLL – praca w trybie „*on grid*”, który jest nieodzownym elementem systemu. Nowatorskim zagadnieniem wydaje się być kaskadowe połączenie dwóch lub większej ilości falowników i wykorzystanie sterowania ograniczającego zapady w mikrosieciach „*droop controller*” w oparciu o dodatkowe pętle sprzężenia zwrotnego i wykorzystanie bilansu energetycznego. W mikrosieciach zastosować można m.in. zmodyfikowane sterowania napięciowe typu PBC oraz MPC przedstawione w rozprawie w zastosowaniu dla falowników wyspowych w systemach UPS.

Takie rozwiązanie przy jednoczesnym uwzględnieniu rozkładu mocy – teoria mocy chwilowej pq w układzie pozwala na otrzymanie małych wahań częstotliwości oraz napięcia sieci zgodnych z normą dotyczącą sieci dystrybucyjnych i jej połączeń IEEE 1547 [51], które wynoszą odpowiednio 1% dla częstotliwości napięcia wyjściowego oraz 4% dla amplitudy napięcia wyjściowego. Połączenie z mikrosiecią dzielimy na układy: „*supporting*” podtrzymujące lub wspierające sieć oddające zmierzoną wcześniej moc czynną oraz bierną, „*grid forming*” kształtujące przebieg sieci, zachowują się jak źródło napięciowe o zadanej częstotliwości i amplitudzie oraz „*grid feeding*” czyli układy pracujące jako CSI, podążające za częstotliwością mikrosieci. Układy takie mogą pracować zarówno w mniejszych autonomicznych sieciach wyspowych jak i być podłączone bezpośrednio do sieci dystrybucyjnych. Wszystkie przedstawione metody sterowania w rozprawie doktorskiej oparte są na zasadach zachowania energii w układzie co wpisuje się w metodykę architektury takiego rozwiązania. Rozwiązania te mogłyby zostać rozbudowane o minimalizację mocy biernej Q w tego typu układach, gdzie zazwyczaj oprócz falowników występują również inne urządzenia peryferyjne, zasilane nie tylko akumulatorowym

napięciem stałym na wejściu ale również pobierające moc z ogniwa PV czy też turbin wiatrowych. W układach tych stosuje się często zmienne obciążenie wyjściowe, jedno dla wszystkich połączonych falowników w punkcie wspólnego przyłączenia „*point of common coupling*” PCC.

Obecnie trwają badania nad realizacją zaawansowanych metod ładowania akumulatorów w zastosowaniu dla mikro sieci, wykorzystując sterowanie falownika zarówno jako moduł poprawiający jakość oddawanej energii do sieci jak również układ pozwalający na jak najbardziej korzystne wykorzystanie źródeł odnawialnej energii podczas ładowania jednostek akumulatorów – uzyskanie niskich strat mocy dla różnych technologii akumulatorów. Zastosowanie trybu ładowania akumulatora w połączeniu z zasilaniem z modułu PV oraz wybranym algorytmem MPPT zastosowanego dotychczas w rozwiązaniu wyspowym i siecią impedancyjną daje możliwości zastosowania takiego rozwiązania również w większych rozwiązaniach i topologiach. Dodatkowym aspektem badań, który ma istotny wpływ na jakość napięcia wyjściowego takiej mikro sieci jest rodzaj zastosowanego akumulatora i technologia jego wykonania co również zostanie poddane analizie.

Bibliografia

1. Ahmad M. I., Husin Z., Ahmad R. B., Rahim H. A., Abu Hassan M. S. and Isa Md M. N.: FPGA based control IC for multilevel inverter, 2008 International Conference on Computer and Communication Engineering, 2008, pp. 319-322, DOI: 10.1109/ICCCE.2008.4580620.
2. Akagi H., Watanabe Hirokazu E., Aredes M.: Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning, Second Edition, IEEE PRESS, Wiley, 2017.
3. Alhasheem M., Dragicevic T., Rivera M., Blaabjerg F.: Losses evaluation for a two-level three-phase stand-alone voltage source converter using model predictive control. In Proceedings of the 2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC); IEEE: 255, Puerto Varas, Chile, 2017; pp. 1-6, DOI:10.1109/SPEC.2017.8333624.
4. Alhasheem M., Blaabjerg F., Davari P.: Performance Assessment of Grid Forming Converters Using Different Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC) Algorithms. Applied Sciences 2019, 9, 3513, DOI: 10.3390/app9173513. 290.
5. Ashraf N., Abbas G., Abbassi R., Jerbi H.: Power Quality Analysis of the Output Voltage of AC Voltage and Frequency Controllers Realized with Various Voltage Control Techniques, Applied Sciences. 2021, 11(2):538, DOI: 10.3390/app11020538.
6. Astrom K.J., Rundqwist L.: Integrator Windup and How to Avoid It, 1989 American Control Conference, DOI: 10.23919/ACC.1989.4790464.
7. Astrom K.J., Wittenmark B.: Computer-controlled systems: theory and design. 3rd ed. – Upper Saddle River: Prentice Hall, 1997.
8. Azmi S.A., Shukor A. A. and Rahim S. R. A.: Performance Evaluation of Single-Phase H-Bridge Inverter Using Selective Harmonic Elimination and Sinusoidal PWM Techniques, 2018 IEEE 7th International Conference on Power and Energy (PECon), 2018, pp. 67-72, DOI: 10.1109/PECON.2018.8684090.

9. Bakeer A., Alhasheem M., Peyghami S.: Efficient Fixed-Switching Modulated Finite Control Set-Model Predictive Control Based on Artificial Neural Networks. *Appl. Sci.* 2022, 12, 3134, DOI: 10.3390/app12063134.
10. Barbado Farias G.A., Romeu Reginatto R.: Anti-Windup Action in Inverters Control of Distributed Generation Photovoltaic Systems, 2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 12-14 Nov. 2018, DOI: 10.1109/INDUSCON.2018.8627307.
11. Barlik R., Nowak M.: *Poradnik inżyniera energoelektronika, Tom 1*, Wydawnictwo WNT, Warszawa 2013.
12. Barlik R., Nowak M.: *Poradnik inżyniera energoelektronika, Tom 2*, Wydawnictwo WNT, Warszawa 2013.
13. Ben-Brahim L., Yokoyama T., Kawamura A.: Digital control for UPS inverters. *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2003. PEDS 2003. vol. 2, 17 - 20 November 2003, pp. 1252 – 1257, DOI: 10.1109/PEDS.2003.1283157.
14. Beres R. N., Wang X., Liserre M., Blaabjerg F. and Bak C. L.: A Review of Passive Power Filters for Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 54-69, March 2016, DOI: 10.1109/JESTPE.2015.2507203.
15. Bernacki K, Rymarski Z. The Effect of Replacing Si-MOSFETs with WBG Transistors on the Control Loop of Voltage Source Inverters. *Energies*. 2022; 15(15):5316. <https://doi.org/10.3390/en15155316>
16. Bernacki K., Rymarski Z., Dyga Ł.: Selecting the coil core powder material for the output filter of a voltage source inverter, *Electronics Letters*, Volume 53, Issue 15, 20 July 2017, p. 1068 – 1069, DOI: 10.1049/el.2017.1534.
17. Białasiewicz J.: *Falki i aproksymacje*, WNT Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, 2004, ISBN: 8320425573.
18. Bilnal K. Bose: *Power Electronics and Motor Drives Advances and Trends*, ISBN: 0128213604.

19. Blaabjerg F.: Control of Power Electronic Converters and Systems, Volume 1, 1st Edition - January 24, 2018.
20. Blaabjerg F.: Control of Power Electronic Converters and Systems, Volume 2 Elsevier AP, 1st Edition – May 11, 2018.
21. Blaabjerg F.: Control of Power Electronic Converters and Systems, Volume 3, Elsevier Academic Press, Elsevier Ltd., London,, 1st Edition – March 2021.
22. Blasco P.A., Montoya-Mira R., Diez J.M., Montoya R., Reig M.J.: Compensation of Reactive Power and Unbalanced Power in Three-Phase Three-Wire Systems Connected to an Infinite Power Network. *Appl. Sci.* 2020, 10, 113, DOI: 10.3390/app10010113.
23. Böcker J. and Buchholz O.: Can oversampling improve the dynamics of PWM controls?, 2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), 2013, pp. 1818-1824, DOI: 10.1109/ICIT.2013.6505952.
24. Bowes Sidney R.: Advanced Regular-Sampled PWM Control Techniques for Drives and Static Power Converters, *IEEE transaction on industrial electronics*, vol. 32, no.4, August 1995, DOI: 10.1109/41.402475.
25. Brzózka J., *Regulatory i układy automatyki*, Mikom, 2004.
26. Brzózka J.: *Regulatory cyfrowe w automatyce*, Wydawnictwo MIKOM, Warszawa 2002.
27. Bullo F., Fujimoto K.: Lagrangian and Hamiltonian Methods for Nonlinear Control 2006, Proceedings from the 3rd IFAC Workshop, Nagoya, Japan, July 2006.
28. Byoungwoo R., Jaesik K., Jaeho Ch., Changho Ch.: Design and Analysis of Output Filter for 3-Phase UPS Inverter. In Proceedings of the Proceedings of the Power Conversion Conference-Osaka 2002 (Cat. No.02TH8579); IEEE: Osaka, Japan, 2002; Vol. 3, pp. 941–946, DOI: 10.1109/PCC.2002.998095.
29. Camacho E.F., Bordons C.: *Model Predictive Control*, Springer London, 2007, DOI 10.1007/978-0-85729-398-5.

30. Chattopadhyay S., Mitra M., Sengupta S.: *Electric Power Quality*, Springer, Dordrecht, 2011, DOI: 10.1007/978-94-007-0635-4.
31. Chen, M.-R., Wang, H., Zeng, G.-Q., Dai, Y.-X., Bi, D.-Q.: Optimal P-Q Control of Grid-Connected Inverters in a Microgrid Based on Adaptive Population Extremal Optimization. *Energies* 2018, 11, 2107, DOI: 10.3390/en11082107.
32. Chikhalsouk M., Zhouri K., El Okda Y., Shinneeb M.: The applicability of the adaptive wavelet analysis in flutter identification in aerospace structures. In *Proceedings of the 2018 Advances in Science and Engineering Technology International Conferences (ASET)*, Abu Dhabi, United Arab Emirates, 6 Feb – 5 April 2018, pp. 1-4, DOI: 10.1109/ICASET.2018.8376806.
33. Choi J.W., Lee S.C.: Antiwindup Strategy for PI-Type Speed Controller, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (Volume: 56, Issue: 6, June 2009), DOI: 10.1109/TIE.2009.2016514.
34. Cortes P., Rodriguez J.: Three-phase inverter with output LC filter using predictive control for UPS applications, *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007, pp. 1-7, DOI: 10.1109/EPE.2007.4417385.
35. Cortes P., Ortiz G., Yuz J. I., Rodriguez J., Vazquez S. and Franquelo L. G.: Model Predictive Control of an Inverter With Output LC Filter for UPS Applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1875-1883, June 2009, DOI: 10.1109/TIE.2009.2015750.
36. Cortes P., Rodriguez J., Vazquez, S., Franquelo, L.G.: Predictive control of a three-phase UPS inverter using two steps prediction horizon. In *Proceedings of the 2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2010, pp. 1283-1288. 281, DOI: 10.1109/ICIT.2010.5472535.
37. Czarnecki L.S.: Instantaneous reactive power p-q theory and power properties of three-phase systems, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, no. 1, pp. 362-367, Jan. 2006, DOI: 10.1109/TPWRD.2005.852348.

38. Dahono P.A., Purwadi A., Qamaruzzaman: An LC filter design method for single-phase PWM inverters. International Conference on Power Electronics and Drive System 21 - 25 February 1995, vol. 2, pp. 571 – 576, DOI: 10.1109/PEDS.1995.405006.
39. Donnelly D.: The Fast Fourier and Hilbert-Huang Transforms: A Comparison, The Proceedings of the Multiconference on "Computational Engineering in Systems Applications", 30 July 2007, DOI: 10.1109/CESA.2006.4281628.
40. Dragičević T., Novak M.: Weighting Factor Design in Model Predictive Control of Power Electronic Converters: An Artificial Neural Network Approach, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, no. 11, pp. 8870-8880, Nov. 2019, DOI: 10.1109/TIE.2018.2875660.
41. Dyga Ł.: Wielowejściowy (MISO) układ regulacji dla falownika napięcia przeznaczonego do systemów UPS, praca dyplomowa magisterska, Gliwice wrzesień 2016.
42. Dyga Ł., Rymarski Z., Bernacki K.: The wavelet-aided methods for evaluating the output signal that is designated for uninterruptible power supply, Przegląd elektrotechniczny 2020(11), pp. 50-54, DOI: 10.15199/48.2020.11.11.
43. Dyga Ł., Alhasheem M., Davari P., Rymarski Z.: Robustness of Model-Predictive and Passivity-Based Control in the Three-Phase DC/AC Converter Application. Applied Sciences. 2022; 12(9):4329, DOI: 10.3390/app12094329.
44. Elthokaby Y., Elshafei A. L., Abdel-Rahim N. and Abdel-Aliem E. S.: Finite-control set model-predictive control for single-phase voltage-source UPS inverters, 2016 Eighteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON), 2016, pp. 261-265, DOI: 10.1109/MEPCON.2016.7836900.
45. Erikson R., Maksimovic D.: Fundamentals of Power Electronics. Springer Cham, Edition 3, 2020, DOI :10.1007/978-3-030-43881-4.
46. Geisa J. M., Rajaram M.: Selective elimination of harmonic contents in an uninterruptible power supply: an enhanced adaptive hybrid technique, IET Power Electronics, Volume 5, Issue 8, September 2012, p. 1527-1537, DOI: 10.1049/iet-pel.2011.0472.

47. Gholami-Khesht, H., Davari, P., Blaabjerg, F.: An Adaptive Model Predictive Voltage Control for LC-Filtered Voltage Source Inverters. *Applied Sciences* 2021, 11, 704, DOI: 10.3390/app11020704.
48. Grega W.: *Metody i algorytmy sterowania cyfrowego w układach scentralizowanych i rozproszonych*. Wydawnictwo AGH w Krakowie, 2004.
49. Hoffmann N., Fuchs F. W. and Dannehl J.: Models and effects of different updating and sampling concepts to the control of grid-connected PWM converters — A study based on discrete time domain analysis, *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2011, pp. 1-10.
50. IEE 519 - IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, 2014.
51. IEEE 1547-2018 Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power System Interfaces.
52. Jonathan M. Lilly; Sofia C. Olhede.: Higher-Order Properties of Analytic Wavelets, *IEEE Transactions on Signal Processing* (Volume: 57, Issue: 1, Jan. 2009), DOI: 10.1109/TSP.2008.2007607.
53. Karamanakos P., Liegmann E., Geyer T. and Kennel R.: Model Predictive Control of Power Electronic Systems: Methods, Results, and Challenges, in *IEEE Open Journal of Industry Applications*, vol. 1, pp. 95-114, 2020, DOI: 10.1109/OJIA.2020.3020184.
54. Kamble S. and Dupare I.: Detection of power quality disturbances using wavelet transform and artificial neural network, *2014 Annual International Conference on Emerging Research Areas: Magnetics, Machines and Drives (AICERA/iCMMD)*, 2014, pp. 1-5, DOI: 10.1109/AICERA.2014.6908252.
55. Kawamura A., Yokohama T.: Comparison of five different approaches for real time digital feedback control of PWM inverters. *The 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1990, 7-12 October 1990, vol. 2, pp. 1005-1011, DOI: 10.1109/IAS.1990.152307.
56. Kester W.: *Przetworniki AC I C/A. Teoria i Praktyka*, Wydawnictwo BTC, Legionowo 2012.

57. Khan HS, Aamir M., Ali M., Waqar A., Ali SU., Imtiaz J.: Finite Control Set Model Predictive Control for Parallel Connected Online UPS System under Unbalanced and Nonlinear Loads, *Energies*, 2019, 12(4):581, DOI: 10.3390/en1204058.
58. Khoshkbar-Sadigh A., Dargahi V., Lakhera K. and Corzine K.: Analytical Design of LC Filter Inductance for Two-Level Inverters Based on Maximum Ripple Current, *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2019, pp. 1621-1626, DOI: 10.1109/IECON.2019.8926919.
59. Kim H., Seung-Ki S.: A Novel Filter Design for Output LC Filters of PWM Inverters, *Journal of Power Electronics*, 11(1), (2011), pp. 74–81, DOI: 10.6113/JPE.2011.11.1.074.
60. Kim J., Choi J., and Hong H.: Output LC filter design of voltage source inverter considering the performance of controller, *PowerCon 2000, 2000 International Conference on Power System Technology. Proceedings (Cat. No.00EX409)*, 2000, pp. 1659-1664 vol.3, DOI: 10.1109/ICPST.2000.898225.
61. Komurcugil, H.: Improved passivity-based control method and its robustness analysis for single-phase uninterruptible power supply inverters. *IET Power Electronics* 2015, 8, 1558-1570, DOI:10.1049/iet-pel.2014.0706.
62. Kouro S., Cortes P., Vargas R., Ammann, U., Rodriguez, J.: Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 2009, 56, 1826-1838, DOI:10.1109/TIE.2008.2008349.
63. Kusko A., Galler D., Medora N.: Output impedance of PWM UPS inverter-feedback vs. filters. *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting 1990, 7 - 12 October 1990*, vol. 2, pp. 1044 – 1048, DOI: 10.1109/IAS.1990.152313.
64. Loh, P., Holmes, D.: Analysis of Multiloop Control Strategies for LC/CL/LCL-Filtered Voltage-Source and Current-Source Inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications* 2005, 41, 644-654, DOI: 10.1109/TIA.2005.844860. 284.
65. Luo F.L., Ye H., Rashid M.: *Digital Power Electronics and Applications*, 4th edition Elsevier Academic Press, USA 2018.

66. Mallat S.: *Wavelet Tour of Signal Processing*, 3rd ed., Academic Press is an imprint of Elsevier 30 Corporate Drive, Suite 400 Burlington, MA, USA, 2009,
67. Normand-Cyrot (Ed.) D.: *Perspectives in Control Theory and Applications*, Springer; Softcover reprint of the original 1st ed. 1998 edition (October 21, 2011).
68. Nowacki Z.: *Modulacja szerokości impulsów w napędach przekształtnikowych prądu przemiennego*, PWN, Warszawa 1991.
69. Olhede S., Walden A.: Generalized Morse wavelets. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2002, 50, 2661-2670. DOI: 10.1109/TSP.2002.804066.
70. Ortega R, Jiang Z. P., Hill D.J.: Passivity-Based Control of Nonlinear Systems: A Tutorial. *American Control Conference*, vol. 5, June 1997, pp. 2633 – 2637, DOI: 10.1109/ACC.1997.611933.
71. Ortega, R., van der Schaft, A., Maschke, B., Escobar, G: Interconnection and damping assignment passivity-based control of 266 port-controlled Hamiltonian systems. *Automatica* 2002, 38, 585-596, DOI: 10.1016/S0005-1098(01)00278-3. 267.
72. Ortega, R., Garcia-Canseco, E.: Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control: A Survey. *European Journal of Control* 2004, 10, 432-450, DOI:10.3166/ejc.10.432-450. 265.
73. Ortega, R., Loria Perez, J.A., Nicklasson, P.J., Sira-Ramirez, H.: *Passivity-Based Control of Euler-Lagrange Systems: Mechanical, 232 Electrical and Electromechanical Applications.*; Springer London, Limited: London, 2013. OCLC: 1066197247.
74. Owen E.L.: History (origin of the inverter), *IEEE Industry Applications Magazine*, Volume: 2 , Issue: 1 , Jan.-Feb. 1996, pp. 64-66, DOI: 10.1109/2943.476602.
75. Peng F. Z.: Z-Source Inverter, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 2, March/April 2003, pp. 504 – 510, 2003, DOI: 10.1109/TIA.2003.808920.

76. PN-EN 6100-2-2003 Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC) - Część 2-2: Środowisko - Poziomy kompatybilności zaburzeń przewodzonych małej częstotliwości i sygnałów przesyłanych w publicznych sieciach zasilających niskiego napięcia. Environment – Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signaling in public low-voltage power supply systems.
77. Polska Norma PN-EN 62040-3:2005 Systemy bezprzerwowego zasilania (UPS) Część 3: Metody określenia właściwości i wymagania dotyczące badań. Sierpień 2005.
78. PN-EN 50530:2010/A1:2013-07 – Całkowita sprawność falowników fotowoltaicznych.
79. PN-EN 50160:2010/A2:2019-11 – Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach elektroenergetycznych.
80. Rashid, M.H., Power Electronics Handbook; Ed.; Academic Press series in engineering; Academic Press: San Diego, 2001; ISBN 9780125816502.
81. Rodriguez J., Pontt J., Silva C.A., Correa, P., Lezana, P., Cortes, P., Ammann, U.: Predictive Current Control of a Voltage Source 287 Inverter. IEEE Transactions on Industrial Electronics 2007, 54, pp. 495-503, DOI: 10.1109/TIE.2006.888802. 288.
82. Rodriguez J., Cortes P.: Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives, JohnWiley & Sons, Ltd: Chichester, UK, 2012, DOI : 10.1002/9781119941446.
83. Rusdi M., Samman F.A., Sadjad R.S.,Umraeni Salam A.E. and Machbub C.: Standalone Single Phase DC-AC Inverter with FPGA-based Pulse Modulated Generator Unit, 2020 International Seminar on Intelligent Technology and Its Applications (ISITIA), 2020, pp. 7-12, DOI: 10.1109/ISITIA49792.2020.9163770.
84. Rymarski Z.: Design Method of Single-Phase Inverters for UPS Systems. International Journal of Electronics, Vol. 96, No. 5, May 2009, pp. 521-535, DOI: 10.1080/00207210802696126.
85. Rymarski Z.: Monografia habilitacyjna. Jednofazowe i trójfazowe inwertery napięcia stosowane w systemach UPS. Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2010.

86. Rymarski Z.: The discrete model of the power stage of the voltage source inverter for UPS, *International Journal of Electronics*, Vol. 98, No. 10, October 2011, pp. 1291–1304, DOI: 10.1080/00207217.2011.589736.
87. Rymarski Z.: Dobór mikrokontrolera do sterowania inwerterem napięcia w systemach UPS, „Elektronika – Konstrukcje, Technologie, Zastosowania”, LIII, nr 11/2012, pp. 111-114.
88. Rymarski Z., Bernacki K.: Influence of Z-Source output impedance on dynamic properties of single-phase voltage source inverters for uninterrupted power supply, *IET Power electronics*, 01 August 2014, DOI: 10.1049/iet-pel.2013.0722.
89. Rymarski Z., Bernacki K. and Dyga Ł.: The influence of the properties of magnetic materials on a voltage source inverter control, 2014 IEEE Conference on Control Applications (CCA), 2014, pp. 1127-1132, DOI: 10.1109/CCA.2014.6981480.
90. Rymarski Z.: Measuring the real parameters of single-phase voltage source inverters for UPS systems. *IET Power Electronics* 9(7), March 2016, DOI: 10.1080/00207217.2017.1279232.
91. Rymarski Z., Bernacki K.: Different approaches to modelling single-phase voltage source inverters for uninterruptible power supply systems. *IET Power Electron.*, 2016, vol. 9, Iss. 7, pp. 1513-1520, DOI:10.1049/iet-pel.2015.0142.
92. Rymarski Z., Bernacki K., Dyga Ł.: Some Aspects of Voltage Source Inverter Control, *Elektronika ir Elektrotechnika* 23(2), April 2017, pp. 26-30, DOI:10.5755/j01.eie.23.2.17995.
93. Rymarski Z., Bernacki K., Dyga Ł., Passivity Based Control in the three phase voltage source inverter for a UPS system, *Wydawnictwo SIGMA-NOT*, Vol. 58, nr 9, 2017, DOI: 10.15199/13.2017.9.1.
94. Rymarski Z., Bernacki K., Dyga Ł.: A Control for an Unbalanced 3-Phase Load in UPS Systems, *Elektronika IR Elektrotechnika*, ISSN 1392-1215, vol. 24, no.4, 2018, DOI: 10.5755/j01.eie.24.4.21474.
95. Rymarski Z., Bernacki K.: Drawbacks of impedance networks. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2018, 46, 612-628, DOI: 10.1002/cta.2395.

96. Rymarski Z., Bernacki K., Dyga Ł., Davari P.: Passivity-Based Control Design Methodology for UPS Systems, *Energies* 2019, 12(22), 4301, DOI: 10.3390/en12224301.
97. Rymarski Z., Bernacki K., Dyga Ł. Decreasing the single phase inverter output voltage distortions caused by impedance networks. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 2019, 55, pp.7586-7594, DOI:10.1109/TIA.2019.2935418.
98. Rymarski Z., Bernacki K., Dyga Ł.: Sposób pomiaru zmian rezystancji i indukcyjności dławika filtru wyjściowego jednofazowych falowników napięcia przeznaczonych do systemów UPS – patent nr 240336, 28-04-2020.
99. Rymarski Z., Bernacki K. Dyga Ł.: Measuring the power conversion losses in voltage source inverter, *AEU – International Journal of electronics and Communications*, Vol. 123, September 2020, DOI: 10.1016/j.aeue.2020.153359.
100. Rymarski Z, Bernacki K, Dyga Ł.: Controlled Energy Flow in Z-Source Inverters. *Energies*. 2021; 14(21):7272, DOI:10.3390/en14217272.
101. Rymarski Z, Bernacki K.: Technical Limits of Passivity-Based Control Gains for a Single-Phase Voltage Source Inverter. *Energies*. 2021; 14(15):4560. DOI: 10.3390/en14154560.
102. Serra F.M., De Angelo C.H., Forchetti D.G.: IDA-PBC control of a DC-AC converter for sinusoidal three-phase voltage generation. *272 International Journal of Electronics* 2017, 104, pp. 93-110, DOI: 10.1080/00207217.2016.1191087.
103. Smith Steven W.: *Cyfrowe Przetwarzanie sygnałów. Praktyczny poradnik dla inżynierów i naukowców*, Wydawnictwo BTC, Warszawa 2007.
104. Stolze P., Kramkowski M., Mouton T., Tomlinson M. and Kennel R.: Increasing the performance of Finite-Set Model Predictive Control by oversampling, 2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), 2013, pp. 551-556, DOI: 10.1109/ICIT.2013.6505731.
105. Sutkowski T.: *Rezerwowe i bezprzerwowe zasilanie w energię elektryczną – Urządzenia i układy*. Centralny Ośrodek Szkolenia i Wydawnictw, Wydanie I, Warszawa 2007.

106. Treimanis A., Apse-Ansītis P.: Optimized Design of Single Phase Inverter Output LC-filter, 2019 IEEE 7th IEEE Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE), 2019, pp. 1-5, DOI: 10.1109/AIEEE48629.2019.8977036.
107. Tunia H., Winiarski B.: Energo-elektronika. WNT Warszawa, 1994.
108. Unfalcki B., Michalczyk M. and Galecki A.: Robust Tuning of Multiresonant Current Controllers for Grid-Tied Converters and Erroneous Use of the Naslin Polynomial Method, IEEE Access, vol. 10, pp. 88211-88225, 2022, DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3199702.
109. Van der Broeck H.W., Miller M.: Harmonics in DC to AC converters of single phase uninterruptible power supplies. 17th International Telecommunications Energy Conference 1995, INTELEC '95, 29 October - 1 November 1995, pp. 653 – 658, DOI: 10.1109/INTLEC.1995.499027.
110. Vazquez S., Rodriguez J., Rivera M., Franquelo, L.G. Norambuena, M.: Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends. IEEE Transactions on Industrial Electronics 2017, 64, 935-947, DOI: 10.1109/TIE.2016.2625238. 292.
111. Vu N.T., Lefevre, L.: A connection between optimal control and IDA-PBC design. IFAC-PapersOnLine 2018, 51, 205-210. 274, DOI: 10.1016/j.ifacol.2018.06.054. 275.
112. Wan-Ki M., Jae-Sik K., Jae-Ho C.: Output LC filter Design of Single Phase Voltage Source Inverter Used for Uninterruptible Power supply, The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers, 2007, pp 83-89, eISSN: 2586-7792.
113. Wiatr J., Miegoń M: Zasilacze UPS oraz baterie akumulatorów w układach zasilania gwarantowanego, zeszyt dla elektryków – nr 4, MEDIUM, Warszawa 2008.
114. Wiatr J., Miegoń M: Zasilanie budynków użyteczności publicznej oraz budynków mieszkalnych w energię elektryczną, Niezbędnik elektryka, elektro info, wydanie specjalne nr 1/2013.

115. Zhang, M., Borja, P., Ortega, R., Liu, Z., Su, H.: PID Passivity-Based Control of Port-Hamiltonian Systems. *IEEE Transactions on Automatic Control* 2018, 63, 1032-1044, DOI: 10.1109/TAC.2017.2732283.

Dodatek

Wykaz najważniejszych publikacji związanych z tezą rozprawy doktorskiej.

Redukcja zniekształceń napięcia wyjściowego za pomocą zmodyfikowanego sterowania predykcyjnego MPC oraz pasywnego PBC.

1. Dyga Ł., Alhasheem M., Davari P., Rymarski Z.: Robustness of Model-Predictive and Passivity-Based Control in the Three-Phase DC/AC Converter Application. *Applied Sciences*. 2022; 12(9):4329, DOI: 10.3390/app12094329.

Wyznaczenie jednego wspólnego współczynnika oceny jakości napięcia wyjściowego za pomocą transformaty falkowej.

2. Dyga Ł., Rymarski Z., Bernacki K.: The wavelet-aided methods for evaluating the output signal that is designated for uninterruptible power supply, *Przegląd elektrotechniczny* 2020(11), pp. 50-54, DOI: 10.15199/48.2020.11.11.

Dobór parametrów zmodyfikowanego sterowania IPBC2 dla poszczególnych typów obciążeń.

3. Rymarski Z., Bernacki K., Dyga Ł., Davari P.: Passivity-Based Control Design Methodology for UPS Systems, *Energies* 2019, 12(22), 4301, DOI: 10.3390/en12224301.

Zastosowanie metod przepływem energii do redukcji zniekształceń napięcia wyjściowego dla falowników napięcia współpracujących z sieciami impedancyjnymi oraz modułem PV.

4. Rymarski Z., Bernacki K., Dyga Ł.: Controlled Energy Flow in Z-Source Inverters. *Energies*. 2021; 14(21):7272, DOI:10.3390/en14217272.

Zastosowanie metod regulacji w tym sterowania typu pasywnego PBC w celu obniżenia zniekształceń napięcia wyjściowego falowników współpracujących z sieciami impedancyjnymi.

5. Rymarski Z., Bernacki K., Dyga Ł.: Decreasing the single phase inverter output voltage distortions caused by impedance networks. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 2019, 55, pp.7586-7594, DOI:10.1109/TIA.2019.2935418.

Zastosowanie metod regulacji pasywnej w celu obniżenia zniekształceń napięcia wyjściowego dla niezrównoważonego obciążenia w układach trójfazowych.

6. Rymarski Z., Bernacki K., Dyga Ł.: A Control for an Unbalanced 3-Phase Load in UPS Systems, Elektronika IR Elektrotechnika, ISSN 1392-1215, vol. 24, no.4, 2018, DOI: 10.5755/j01.eie.24.4.21474.

Article

Robustness of Model-Predictive and Passivity-Based Control in the Three-Phase DC/AC Converter Application

Lukasz Dyga ¹, Mohammed Alhasheem ^{2,*}, Pooya Davari ³ and Zbigniew Rymarski ¹

¹ Department of Electronics, Electrical Engineering and Microelectronics, Faculty of Automatic Control, Electronics and Computer Science, Silesian University of Technology, Akademicka 16, 44-100 Gliwice, Poland; lukasz.dyga@polsl.pl (Ł.D.); zbigniew.rymarski@polsl.pl (Z.R.)

² Electrical and Control Department, Arab Academy for Science, Technology and Maritime Transport, Cairo 2033, Egypt

³ Department of Energy Technology, Aalborg University, Pontoppidanstræde 101, 2-051, 9220 Aalborg, Denmark; pda@energy.aau.dk

* Correspondence: m.a.hasheem@aast.edu

Abstract: In modern controller design, various solutions for controlling power converter systems can be found depending on their applications, speed of working, pulse width modulation (PWM) techniques, switching frequencies— f_c , and different load types. The need to manipulate control parameters can be often observed in classical structures, e.g., well-known PID, repetitive, or deadbeat control particularly sensitive to distinct parameters uncertainties. The purpose of this paper is to present an improved version of controllers designated for a UPS that will be considerably resistant to model changes. Proposed control techniques are independent of unexpected output filter changes: L_f —filter coil inductance and C_f —filter capacitor conductance. The second aspect of this paper is to compare effectiveness of modified predictive MPC (model-predictive control) and feedback PBC (passivity-based control) controllers in reducing output voltage total harmonic distortion (THD) for various load values. The biggest distortions of output voltage were observed during experiments with nonlinear RC load. Both simulation and experimental verification of mismatching parameters were performed and examined. Thanks to the proposed solution, the output voltage THD_v quality factor was reduced below 8% in an efficient way for all the applied loads and stayed at the level of 1% when well-matched filter parameters were provided.

Keywords: DC/AC converter; PBC; MPC; robustness; uninterruptible power supply (UPS); power converters; inverters; control algorithms



Citation: Dyga, Ł.; Alhasheem, M.; Davari, P.; Rymarski, Z. Robustness of Model-Predictive and Passivity-Based Control in the Three-Phase DC/AC Converter Application. *Appl. Sci.* **2022**, *12*, 4329. <https://doi.org/10.3390/app12094329>

Academic Editor: Rodolfo Dufo-López

Received: 2 April 2022
Accepted: 22 April 2022
Published: 25 April 2022

Publisher's Note: MDPI stays neutral with regard to jurisdictional claims in published maps and institutional affiliations.



Copyright: © 2022 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

1. Introduction

Typical modern feedback or predictive controllers are single-input single-output (SISO) or multiple-input single-output (MISO) controllers [1,2]. In case of the MISO controller in DC/AC converter, an application system analyzes three main input variables [3,4]. Those are output voltage— v_o , output current— i_o , and filter current— i_{lf} . On the other hand, the simplest SISO control method is based only on the output voltage. The main advantage of application of the MISO controller is the effective control functionality and reducing output voltage THD_v [5,6]. Moreover, we should observe a faster outcome of the steady state and lower voltage overshoot for the dynamic load type in comparison with the SISO control mode.

Multiple-input control in the early stage of working is much more effective than other solutions. It provides reduction of different distortions, mainly skewness and unbalancing phenomenon [7]. On the other hand, this type of control is much more burdensome for CPU processing power, which is often limited due to the number of calculations and delays that could occur in an experimental system. That was observed during three-phase Clarke or Park transformation and its reverse transformation for each of the control variables

performed simultaneously. It must be also distinguished that the harmonics higher than $f_c/2$ are compensated by the previously implemented LC output filter for the standalone inverter device [7,8].

The designing process of the DC/AC converter should start with designing the LC filter (proper C_f and L_f material selection) and calculating its values [9]. This procedure has a significant influence on the quality of the output voltage v_o [9,10]. Nonetheless, switching frequency f_c value also has a big impact on the control and system stability. Divergence from the previously calculated LC values may occur in the system due to many reasons: electronic component damage or poor quality of manufacturer's design. However, the designed controller should be able to decrease the values of the output distortion according to the applicable standards, e.g., IEC 61000-2-2, EN 62040-3, and IEEE 519-2014 [11–13]. Lower harmonics must be reduced by the feedback control loop or by prediction of the state variables. They are typically implemented in stationary $\alpha\beta$ or dq rotating reference frame in accordance with the three-phase topology and potential necessity of decoupling application.

The motivation behind this paper is to show advantages and disadvantages of the proposed improved controllers dedicated especially for the DC/AC standalone inverters in UPS application [4]. The robustness of the system with an output filter provided with mismatching parameters is highlighted in this study for two forms of MISO control: feedback tracking system with a modulator and state variable prediction without using a modulator. The goal is to discriminate between the two control systems based on two critical performance metrics and recommend the best operation using either passivity or predictive methods.

In this context, especially in terms of controller design, it is preferable to choose a method that allows for a flexible design capable of addressing the issue of having fewer control inputs than control variables while maintaining system stability. Passivity-based control approaches [1,2] provide for a methodical approach to controller design, with the system structure clearly defined. Interconnection and damping assignment (IDA) is one of these strategies. It entails selecting a desirable closed-loop energy function and ensuring that the control error converges to zero. Furthermore, determining controller parameters is, to some extent, easier than in other procedures. For these reasons, IDA-based controllers for various power converters, such as rectifiers and inverters, have already been improved and presented here.

Finite-control-set model-predictive control (FCS-MPC), on the other hand, has become a prominent technique for power converter control [7]. It is built on the premise of employing a discrete VSC model with accompanying filter to forecast future behavior for all potential control inputs, and then applying the one that minimizes a programmed cost function (CF) at each sampling time [9]. This technique has been widely and effectively applied to standalone converters due to its flexibility and intrinsically fast reaction. The online evaluation of all conceivable switch configurations can be performed over many periods, but the number of computations grows exponentially with each step. In this research, an improved algorithm is presented and compared to the enhanced passivity model.

The system design overview for the 2L-VSI will be discussed in Section 2, while the improved passivity-based control will be discussed in Section 3 and the improved model predictive control will be discussed in Section 4. The simulation results and discussion are given in Section 5 and the experimental validations are given in Section 6, while the discussion is reported in Section 7 and conclusions in Section 8.

2. System Design Overview

The three-phase inverter used during investigations is shown in Figure 1. Comparison of the presented solutions is made using both MATLAB simulation and experimental verification. The switching frequency f_c was set to 12.8 kHz—due to utilized hardware components, such as Matlab dSPACE device boards: dSPACE controller, DS5101 and DS2004 A/D, and inverter Danfoss 131F3040, used in empirical tests. The important

fact that should be highlighted is that the PBC controller was working with the constant switching frequency and used the f_c as one of its input values in the control law. On the other hand, the MPC algorithm was using an average switching frequency calculated by the cost function J in the currently used operating sector vector depending on the sampling time [14,15]. In the MPC controller, the PWM modulator and the control functions calculations are merged into one state, whereas in the PBC controller the modulator is located at the output of the control function. This fact leads to the assumption that operating frequency was set to 12.8 kHz in order to have a fair comparison between feedback PBC and predictive MPC [16,17]. Typical load types for standalone systems are mainly static-resistive R , dynamic R , and nonlinear rectified RC load. Additionally, the initial values of $L_f = 3$ mH and $C_f = 60$ μ F were taken into calculation during simulation. The paper presents a methodology of designing, implementation, and verification of the two types of MISO controllers—MPC and PBC—with their improved modifications of the control function. Thus, the calculations are based on $\alpha\beta$ transformation. Both of the controllers used the same input variables, output filter values, and were working in the same stress condition—constant input DC voltage—600 V and changeable L_f and C_f values. The installation configuration is presented in Figure 1, and basic parameters of the studied system are listed in Table 1.

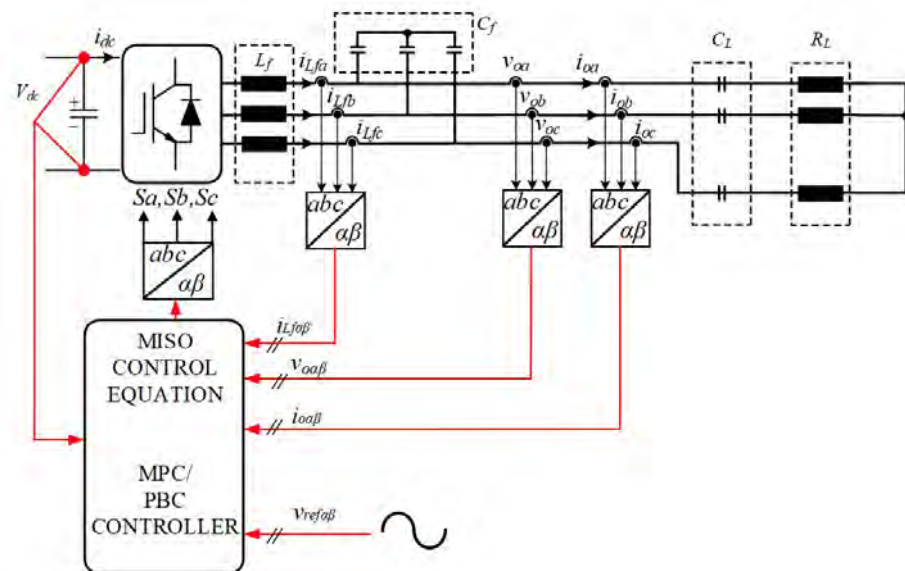


Figure 1. Control schematic for MPC/PBC controller with the RC load type.

Table 1. Parameters of the studied experimental system.

Parameter	Symbol	Value
DC link voltage	V_{dc}	600 V
Switching frequency	f_c	12,800 Hz
Nonlinear load (diode rectifier)	C_L, R_L	460 μ F, 35 Ω
Sampling time	T_s	39 μ s
Nominal RMS output voltage (L-L)	$v_{o,ref}$	173 V
Reference wave frequency	f_{ref}	50 Hz

3. Improved Passivity-Based Control

At the beginning of investigation for that type of control, the object (three-phase inverter) should be described using Euler–Lagrange equations or Port-Hamiltonian energy conversion system analysis [18]. The PCH model ensures interconnection structure related to energy shaping, so it is more beneficial for the PBC controller. In case of passivity control we are focusing on different rules for energy shaping [19,20]. The examined system will be

also further referred to as Port-Hamiltonian type. The simplest case of PBC conventional algorithm is based on the linearization of the system equation and its Lagrangian, which is not the purpose of this paper. The IPBC2-used controller is based on IDA-PBC methodology, which consists of the desired interconnections and damping matrices [21]. The next stage is solving the partial differential equation (PDE). The PBC control is the sum of total energy shaping and additionally assumed damping. This type of control is designated for all systems that could store energy on their elements—a typical feedback system that could use energy shaping principle. In the first step, the number of phases should be identified and internal structure of the bridge analyzed—in this case, H type full bridge 2L-VSI. This allows indicating the coefficient of the components in the input matrix. In the next step, based on the equations for each phase, the natural energy must be changed via adding additional resistance R_i , named dissipative factor. The controller should track the reference error of the state variable x . The process was first mentioned by Ortega [1]. The system is very often represented in the dq rotary frame. For investigation, an improvement of the IDA-PBC [22,23] method was investigated—IPBC2 presented in [24], but based on the non-interconnection equations in the matrix J . In that solution, the controlled variables were introduced to the stationary $\alpha\beta$ frame. This is connected to the fact that $\alpha\beta$ leads to obtaining additional derivative factor over the capacitor variable. The only tunable parameters are voltage gain and dissipation factor. That additional tracking affects K_v , which is the gain of the output voltage included in the control of each phase. In the calculation it depends on switching frequency, because of the occurrence of the derivatives. This type of control was previously used in other papers, e.g., with the dynamic resistive R load during the unbalanced defects in the delta connected inverter. The system should be described in the abc rotary frame, taking into account the coefficient depending on the load type, star or delta, and the modulation technique [16,21]. In this study, the star load connection was implemented both for MPC and PBC. The internal matrix coefficients for the Clarke transformation vary in case of the used load type [16]. The load current is treated as an independent disturbance. In case of application of the passivity-based control, the system must fulfill two conditions [1,19]:

- System without the feedback must be stable.
- Stored energy must be lower than supplied energy.

The problem formulation comes down to description of the system by the following Equations (1) and (2). The IPBC2 problem formulations focused on the difference between interconnection matrix and dissipation matrix and handling the error between current and previous states. Based on [21,24], the interconnection does not occur and J is just the identity matrix. $R(x)$ represents damping matrix, which is the sum of the R_{Lf} and dissipating resistance R_i , which is 10. $G(x)$ represents input matrix, where u is the input vector and ξ is the system disturbance. Input matrix is the DC voltage. During experiments, proper adjustment of the modulation index must be ensured. The system should prevent PWM modulator saturation due to the high-voltage gain response of the output control.

$$\dot{x} = [J(x) - R(x)] \frac{\partial H}{\partial x}(x) + g(x)u + \xi \quad (1)$$

The $H(x)$ represents total stored energy [18,20]; u and y are the input control vector and output voltage, respectively.

$$y = g^\top(x) \frac{\partial H}{\partial x}(x) + D(x)u \quad (2)$$

$$x_{\alpha\beta} = [i_{Lf\alpha\beta} \quad i_{o\alpha\beta} \quad v_{o\alpha\beta}] \quad (3)$$

$$y_{\alpha\beta} = [v_{o\alpha} \quad v_{o\beta}] \quad (4)$$

The total energy is represented by the Hamiltonian m external port system equation concerning LC circuits [1]. Hence, to the linear system consideration, Hamiltonian has a quadratic form.

$$H(x) = \frac{1}{2} x^T Q x \quad (5)$$

The state variable could be then rewritten basing on the PH system including necessary interconnection and dissipation matrices $J_{\alpha\beta}$ and $R_{\alpha\beta}$ [1,19].

$$\dot{x}_{\alpha\beta} = [J_{\alpha\beta} + R_{\alpha\beta}]P^{-1}x_{\alpha\beta} + G_{\alpha\beta} + D_{\alpha\beta}d_{\alpha\beta} \quad (6)$$

$$A_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} -R_{L_f}/L_f & 0 & -1/L_f \\ 0 & 0 & 0 \\ 1/C_f & -1/C_f & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$B_{\alpha,\beta} = \begin{bmatrix} 1/L_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C_{\alpha,\beta} = [0 \ 0 \ 1 \ 0]. \quad (8)$$

$$R_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} R_i + R_{L_f} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_i + R_{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_v & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_v \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$P = \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_f \end{bmatrix}, \quad J_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$G_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} V_{dc} & 0 \\ 0 & V_{dc} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad D_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$d_{\alpha\beta} = [i_{o\alpha\beta} \quad i_{o\alpha\beta}] \quad (12)$$

The total energy in the presented system is the overall sum of the energy stored in the output filters components [24].

$$G_{\alpha\beta,dq} = \frac{L_f di_{L_f\alpha\beta prev}}{dt} + R_{L_f} i_{L_f\alpha\beta prev} - R_i(i_{L_f\alpha\beta} - i_{L_f\alpha\beta prev}) + v_{o\alpha\beta prev} \quad (13)$$

For calculation of the IPBC2 controller [24], the value of the reference filter current is needed— $i_{L_f\alpha\beta prev}$. In this element, it is necessary to take into account the value of the difference between output and reference voltage, so the results should be more robust not only for the output filter current but also for the output filter voltage.

$$K_v(v_{o\alpha\beta} - v_{o\alpha\beta prev}) \quad (14)$$

The control law for the stationary $\alpha\beta$ frame for the $K_v = 0$ is the same as the one for the conventional PBC [25]. Introducing K_v (the control of the output voltage error) makes the control law IPBC version. The final form consists of the derivative over the output voltage and voltage gain—IPBC2. On the other hand, the derivative over the C_f makes the system stabilize even longer and it is an important factor in the process of decreasing the THD_v . During implementation, the system should behave passively. Parameters in Table 2 maintain stability and passiveness of control. The condition is to store energy less than

or equal to the total supplied energy to the system [1]. Additionally, it must be taken into account that passive controllers could modify only destabilizing forces—the forces acting on the system are divided into stabilizing, destabilizing, and supporting ones [1].

Table 2. Control parameters of the IPBC2 controller, voltage gain— K_v , and additional input resistance factor— R_i .

Parameter	Value
K_v	2
R_i	10

4. Improved Model-Predictive Control

Electrical drivers, UPS, and grid-connected inverters have all been proposed as applications for MPC [26,27]. FCS-MPC is based on the principle of employing a discrete model of the power converter and its associated filter to anticipate future behavior for all potential control inputs and then applying the best one that minimizes a predetermined cost function (CF) at each sampling period. The main concept is to harness the microcontroller's raw processing capability to integrate all control loops in a single algorithm that takes into account the converter's model and accompanying filter. A three-phase voltage source inverter driven by the FCS-MPC is shown in Figure 1 as a general block diagram.

The method is conducted sequentially in its most basic form, and at the start of each sampling time (T_s), it applies new switching configurations generated based on the measurements from the previous step [7]. It then receives new and updated measurements in order to select new switching configurations. The three-phase 2L-VSI power circuit is considered, with the two switches in each leg operating in a complimentary mode [28,29]. The switching states can be represented by the switching signals S_{ka} , S_{kb} , and S_{kc} , which are defined as follows:

$$S_{ka} = \begin{cases} 1 & \text{if } S_1 \text{ on and } S_4 \text{ off} \\ 0 & \text{if } S_1 \text{ off and } S_4 \text{ on} \end{cases} \quad (15)$$

$$S_{kb} = \begin{cases} 1 & \text{if } S_2 \text{ on and } S_5 \text{ off} \\ 0 & \text{if } S_2 \text{ off and } S_5 \text{ on} \end{cases} \quad (16)$$

$$S_{kc} = \begin{cases} 1 & \text{if } S_3 \text{ on and } S_6 \text{ off} \\ 0 & \text{if } S_3 \text{ off and } S_6 \text{ on} \end{cases} \quad (17)$$

The filter inductance (L_{fa} , L_{fb} , L_{fc}) equation can be expressed in the vectorial form as

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = v_i - v_o \quad (18)$$

where L_f is the filter inductance and i_{L_f} and v_o are the filter current and voltage, respectively. Variable v_i is the inverter voltage of the system, and it has eight different voltage vectors, as shown in Figure 2.

The equation that describes the dynamic behavior of the output voltage can be expressed as

$$C_f \frac{dv_o}{dt} = i_{L_f} - i_o \quad (19)$$

where C_f is the filter capacitance (C_{fa} , C_{fb} , C_{fc}) and i_o is the load current, which can be estimated or measured. These equations can be rewritten in the state space model as [30,31]:

$$\frac{dX}{dt} = AX + B_1v_i + B_2i_o \quad (20)$$

where,

$$X = \begin{bmatrix} i_{L_f} \\ v_o \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$A = \begin{bmatrix} -R/L_f & -1/L_f \\ 1/C_f & 0 \end{bmatrix} \tag{22}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 1/L_f \\ 0 \end{bmatrix} \tag{23}$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -1/C_f \end{bmatrix} \tag{24}$$

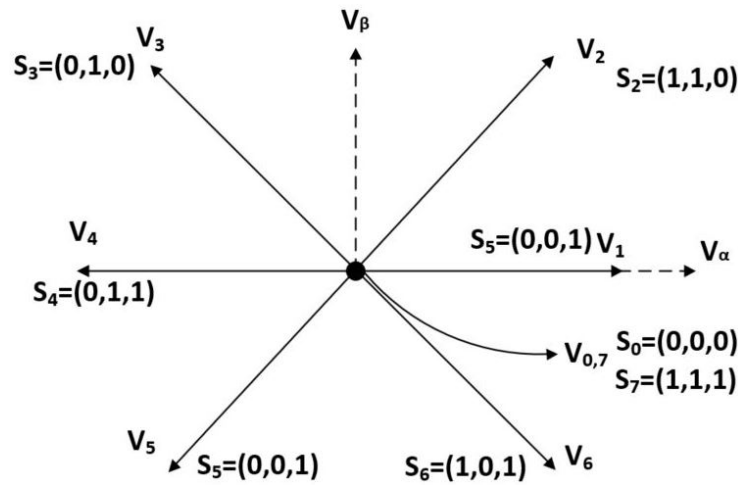


Figure 2. MPC controller vector states for 2L-VSI.

A discrete model is obtained from (20) and it can be expressed as follows:

$$x(k + 1) = A_q x(k) + B_q v_i(k) + B_{dq} i_o(k) \tag{25}$$

where

$$A_q = \exp^{AT_s} \tag{26}$$

$$B_q = \int_0^{T_s} \exp^{A\tau} B_1 d\tau \tag{27}$$

$$B_{dq} = \int_0^{T_s} \exp^{A\tau} B_2 d\tau. \tag{28}$$

This model is used to calculate the prediction of filter voltage and currents for every possible input voltage. The selection of the optimal output voltage vector depends on the evaluation of CF. The two different CFs for such system will be [30]:

$$J = (v_{o\alpha}^* - v_{o\alpha}^p(k + 1))^2 + (v_{o\beta}^* - v_{o\beta}^p(k + 1))^2 + (\lambda_d * gI) \tag{29}$$

$$gI = (i_{Lf\alpha} - i_{o\alpha} + C_f \omega_{ref}(v_{o\beta}^*))^2 + (i_{Lf\beta} - i_{o\beta} + C_f \omega_{ref}(v_{o\alpha}^*))^2 \tag{30}$$

where $\lambda_d = 0.6$.

5. Simulation Results

Figures 3–6 present the results for the Matlab simulation model output voltages for the nonlinear rectified RC load. The investigations were performed using the load capacitor— $C_L = 460 \mu\text{F}$ to show the controller behavior for the higher load conditions. The value of the output filter capacitor was intentionally increased based on many papers, especially concerning PBC controllers $C_f = 60 \mu\text{F}$ [21,22]. During simulations, the overall behavior of the system was examined, including time responses and delays. The figures show the third period due tuning both the controllers. In case of PBC, one period delay was observed in comparison to the MPC output voltage THD stabilization on some constant

level. The simulations parameters are based on [24]; however, the system presented in this paper was tuned to the balanced load with changeable filter parameters to maintain the good output voltage quality. The system must fulfill, in the same time, the necessary stabilization conditions for both the controllers. Almost all the results are oscillating about 1% of the output voltage THD_v ; the most harmful was decreasing the output filter coil.

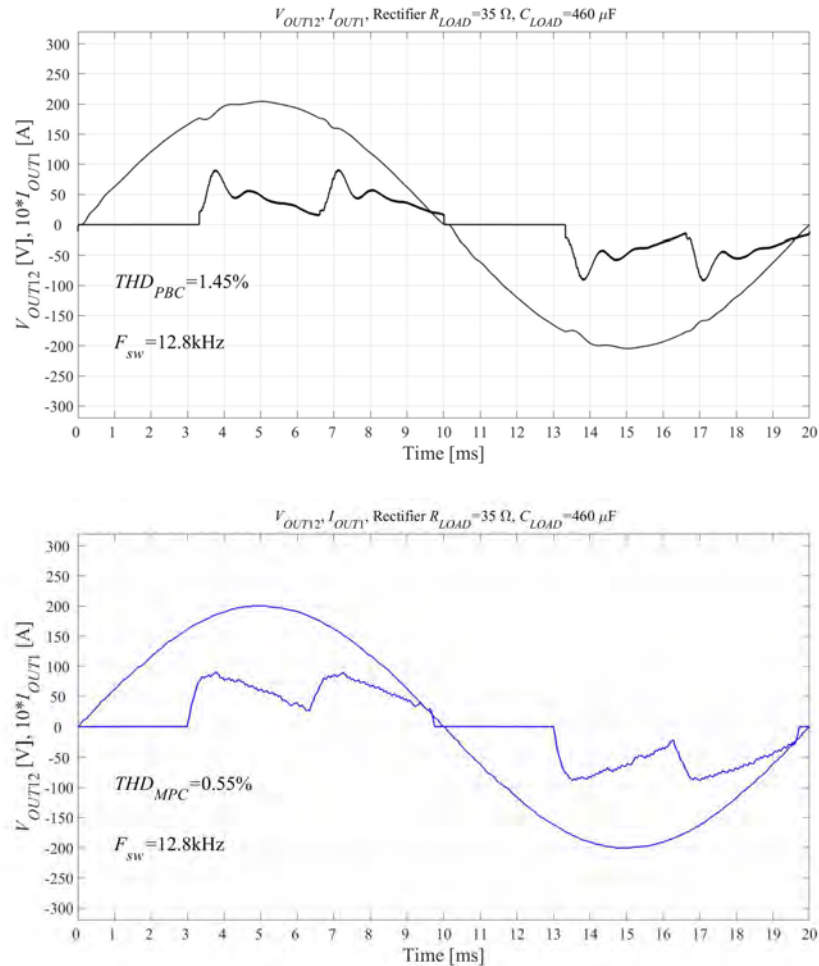


Figure 3. Mismatching the value of C_f —decreasing the initial value to $40 \mu F$.

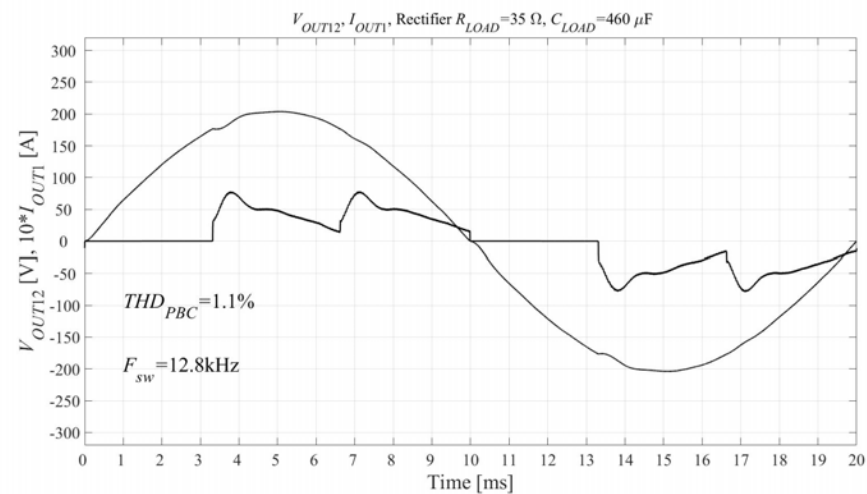


Figure 4. Cont.

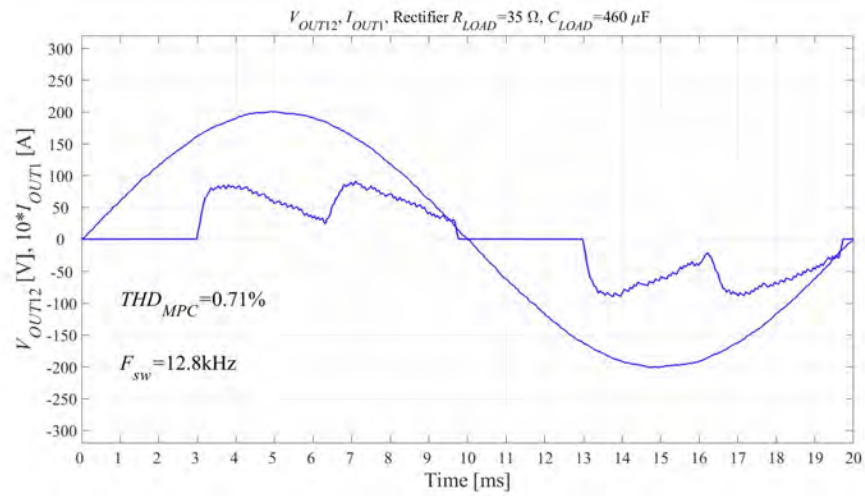


Figure 4. Mismatching the value of L_f —increasing the initial value to 4 mH.

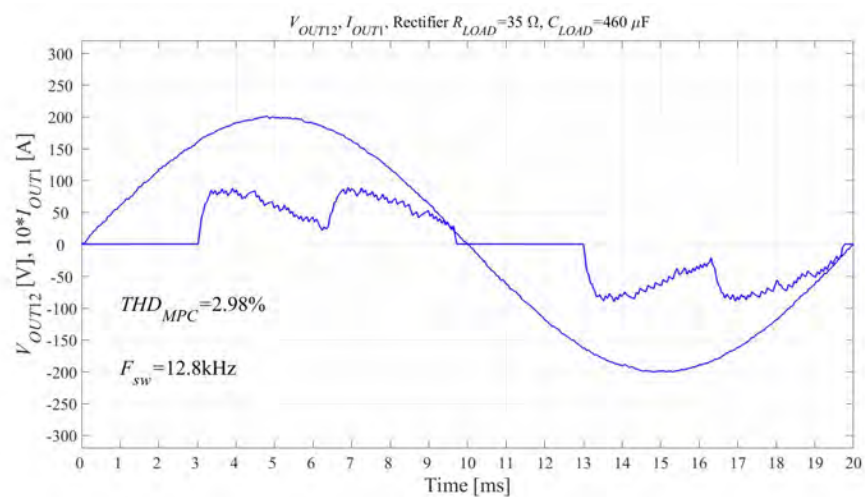
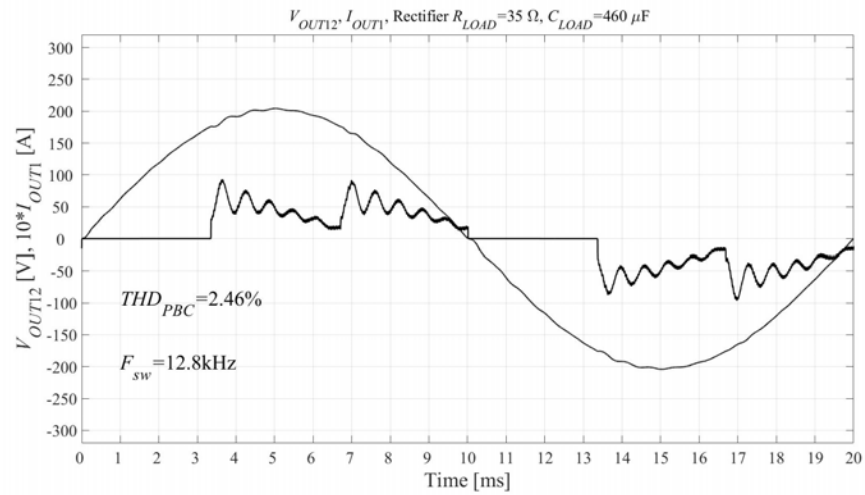


Figure 5. Mismatching the value of L_f —decreasing the initial value to 2 mH.

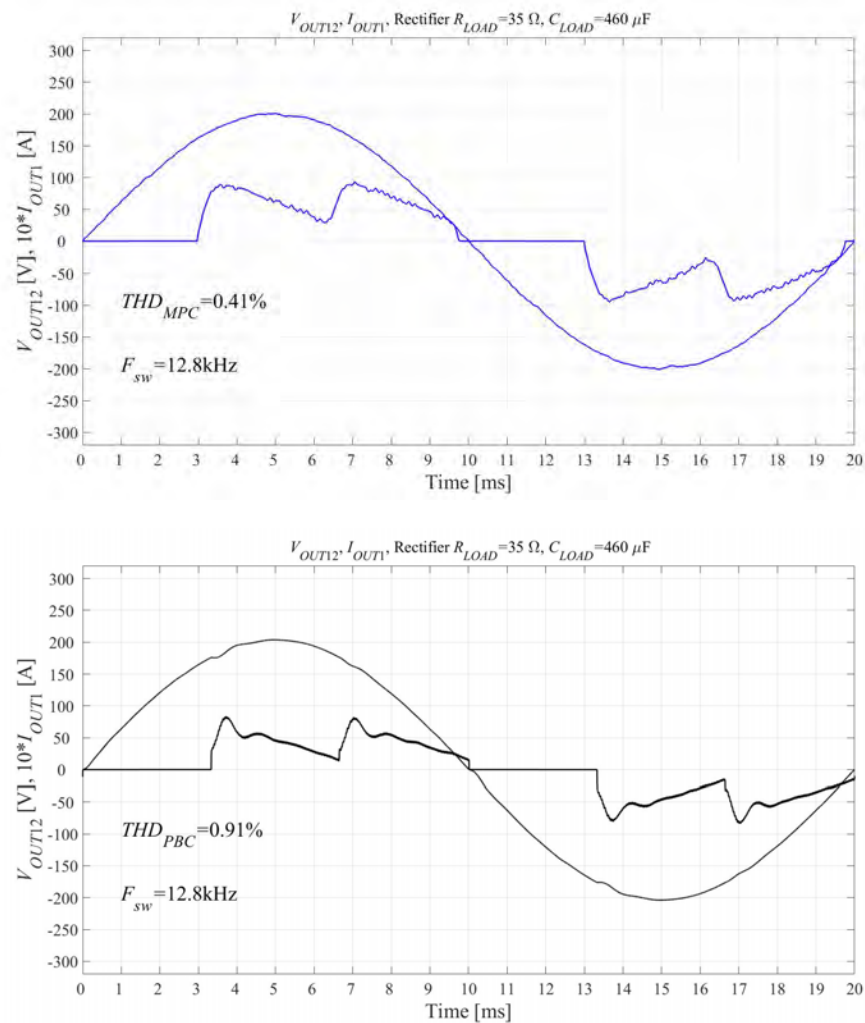


Figure 6. Output voltage for initial value of the output LC filter parameters $L_f = 3 \text{ mH}$, $C_f = 50 \mu F$ without mismatching.

6. Experimental Validation

The experimental verification assumed downgrading the value of C_f , moreover decreasing and increasing the value of the filter inductor. Values used in the presented experiment depended strictly on the manufacturer components. The values of L_f and C_f are presented in Table 3. Worse results were obtained for the output filter inductor decreasing. The MPC controller is oscillating on the border of the high-quality *S* classification according to the EN 62040-3 standard.

In addition, PBC output voltage THD rose to about 5%, the border of the IEEE 519-2014 standard. In Figures 7 and 8, the waveform is a good-quality sine wave, except for the low inductor mismatching case. PBC results in unbalancing between phases and MPC has the problem with the current prediction step to boost the current at the most skew segments of the output voltage. The following observations were made during the experiments (Figure 9). Decreasing values of the inductor filter seemed to considerably deteriorate system behavior. The advantages of increasing capacitor values incurred the risk of the output power factor (PF). Therefore, the capacitor value could not be increased infinitely, even though some power factor correction systems were additionally applied.

Table 3. THD_v % experimental results for different filter parameters for the nonlinear RC load: $C_L = 460 \mu\text{F}$, $R_L = 35 \Omega$.

Filter Parameters	MPC Improved %	PBC Improved %
$L_f = 3 \text{ mH}$, $C_f = 60 \mu\text{F}$ initial	0.97	0.56
$L_f = 2 \text{ mH}$, mismatch L_f	7.55	4.61
$L_f = 4 \text{ mH}$ mismatch L_f	0.67	1.06
$C_f = 40 \mu\text{F}$ mismatch C_f	1.09	0.45

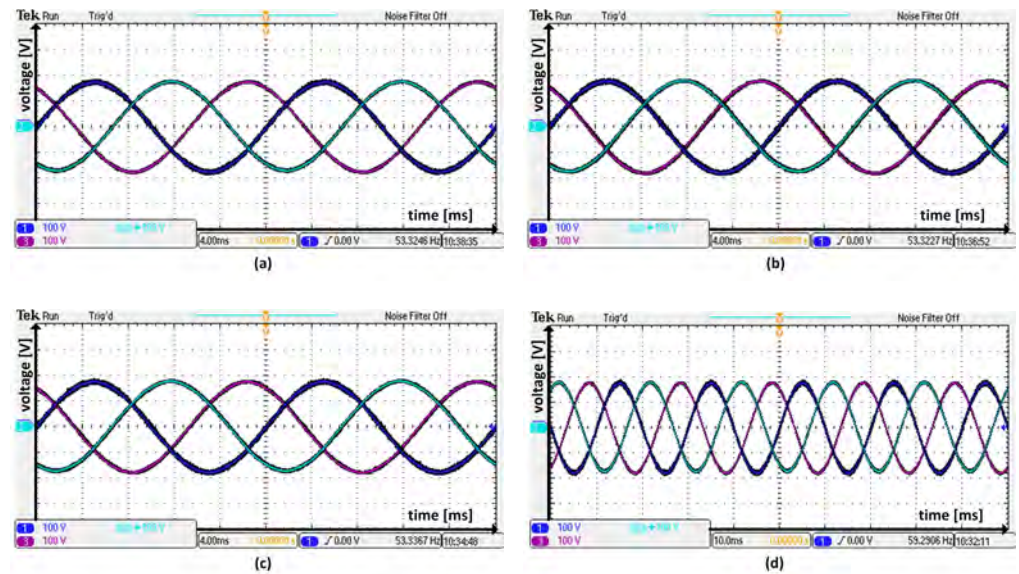


Figure 7. Output voltage IPBC2 for nonlinear RC load: (a) mismatching $C_f = 40 \mu\text{F}$, (b) mismatching $L_f = 2 \text{ mH}$, (c) mismatching $L_f = 4 \text{ mH}$, (d) normal work condition.

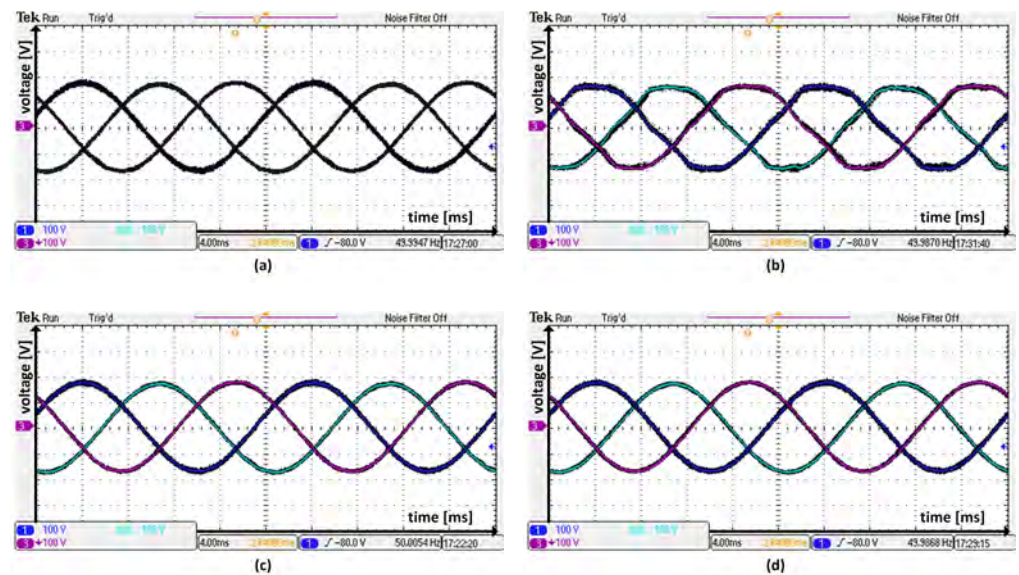


Figure 8. Output voltage MPC for nonlinear RC load: (a) mismatching $C_f = 40 \mu\text{F}$, (b) mismatching $L_f = 2 \text{ mH}$, (c) mismatching $L_f = 4 \text{ mH}$, (d) normal work condition.

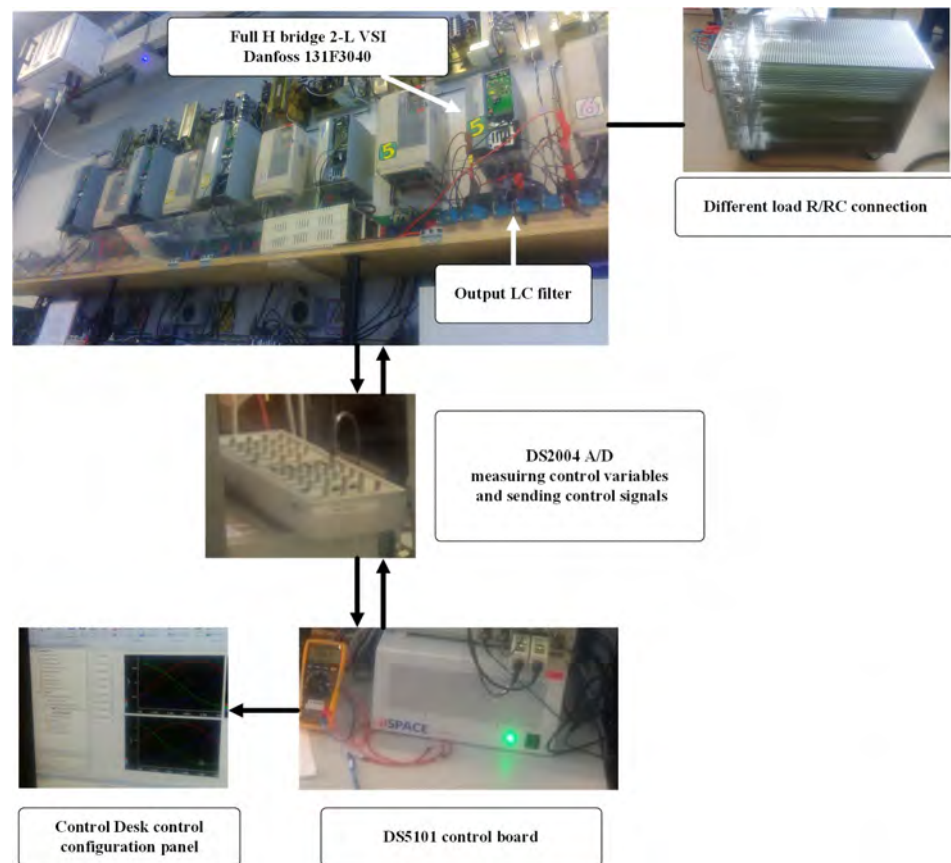


Figure 9. Laboratory experimental model stand.

7. Discussion

Both simulation and experimental validation of the presented algorithms were performed. Due to the applied algorithms, the total THD harmonic distortion was decreased to the values acceptable in standards, EN 62040-3 for both controllers. MPC- and PBC-improved controllers are good solutions for creating systems that are exposed to changing filter parameters without modifying the internal behavior of the controllers. The used configuration was 2L-VSI and full bridge at input. The main advantage of the used models configuration is the MISO solution. In many papers concerning control techniques for three-phase inverters, single- or double-loop feedback techniques were used but based only on output voltage measurements. The performed investigation proved that models composed of single-input variable are not robust enough; they work efficiently only for an exact model, e.g., deadbeat controller. That leads to a high distortion sensitivity and low-output THD reduction. Response for changes of current must be taken into account. The advantage of the solution is the faster output response. Although the used MPK-made capacitors have very small value of ESR, lack of measuring of the output current and filter current decreases the output voltage harmonic reduction. In this paper, the most efficient configuration was assumed based on [21]. Only two-level regulated VSI provides good output quality with no problem with zero crossing and less dependency on the modulation index. Apart from improved controllers, the THD_v fulfills the standards designated for UPS, even for a mismatched parameters case.

8. Conclusions

In the paper, it was proved that the enhanced MISO version of the classical PBC and MPC are the efficient control techniques for UPS standalone devices exposed for parameter changes. The examined system worked in a robust way in the range of the 12.8 kHz switching frequency. Even though each of the systems use similar input variables control, they are characterized by different abilities. It comes from the fact that MPC uses prediction

of the variables' states and signals, while PBC is based on energy shaping together with the reference measurements. What could be observed during simulations is that the MPC controller kept working with constantly low THD distortion, which was not the case for the PBC. On the other hand, the PBC controller seemed to work slightly quieter due to the constant frequency. Another conclusion is that MPC was characterized by faster time response for at least one period T_s , due to lack of the modulator on the input of the device. Additionally, it was shown that both the systems are sensible for downgrading the L_f and C_f filter parameters. Finally both controllers, due to their modification and number of the input tracking variables, are proper solutions when mismatching output LC parameters are provided. They maintain low output distortion THD_v , below 8% for all cases and 1% for normal condition. Despite increasing the value of THD_v in case of downgrading the inductor value, the system fulfills requirements for the UPS inverters. Control functions can be directly implemented on a digital microprocessor or using laboratory equipment similar to that presented in the paper. In the future, the investigations could be expanded for the inverters working with different filter types, e.g., LCL, and could focus on the manufacturer's materials' parameter values accuracy evaluation.

Author Contributions: Conceptualization, Ł.D. and M.A.; methodology, Ł.D., Z.R. and M.A.; software, Ł.D. and M.A.; validation, Ł.D., M.A. and Z.R.; formal analysis, Ł.D. and M.A.; investigation, Ł.D. and M.A.; resources, Ł.D. and M.A.; data curation, Ł.D. and M.A.; writing—original draft preparation, Ł.D. and M.A.; writing—review and editing, Ł.D., M.A. and P.D.; visualization, M.A. and P.D.; supervision, Z.R. and P.D.; project administration, Ł.D. and M.A.; funding acquisition, Ł.D. and Z.R. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

Funding: This work was partly supported by the Polish Ministry of Science and Higher Education funding for statutory activities.

Institutional Review Board Statement: Not applicable.

Informed Consent Statement: Not applicable.

Data Availability Statement: Not applicable.

Conflicts of Interest: The authors declare no conflict of interest. The funders had no role in the design of the study; in the collection, analyses, or interpretation of data; in the writing of the manuscript, or in the decision to publish the results.

References

- Ortega, R.; Loria Perez, J.A.; Nicklasson, P.J.; Sira-Ramirez, H. *Passivity-Based Control of Euler-Lagrange Systems: Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications*; Springer: London, UK, 2013.
- Blaabjerg, F. (Ed.) *Control of Power Electronic Converters and Systems*; Academic Press: London, UK, 2018.
- Rymarski, Z.; Bernacki, K. Different approaches to modelling single-phase voltage source inverters for uninterruptible power supply systems. *IET Power Electron.* **2016**, *9*, 1513–1520. [[CrossRef](#)]
- Padmanaban, S.; Sharmeela, C.; Holm-Nielsen, J.B.; Sivaraman, P. *Power Quality in Modern Power Systems*; Academic Press: Cambridge, MA, USA, 2021.
- Mattavelli, P. An Improved Deadbeat Control for UPS Using Disturbance Observers. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2005**, *52*, 206–212. [[CrossRef](#)]
- Monje, C.A. *Fractional-Order Systems and Control: Fundamentals and Applications*; Advances in Industrial Control; Springer: London, UK, 2010.
- Rodriguez, J.; Cortes, P. *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives: Rodriguez/Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*; John Wiley & Sons, Ltd.: Chichester, UK, 2012. [[CrossRef](#)]
- Rymarski, Z. Design method of a 3-phase VSI for UPS systems. In Proceedings of the 2008 International Conference on Signals and Electronic Systems, Krakow, Poland, 14–17 September 2008. [[CrossRef](#)]
- Rymarski, Z.; Bernacki, K.; Dyga, L. Measuring the power conversion losses in voltage source inverters. *AEU—Int. J. Electron. Commun.* **2020**, *124*, 153359. [[CrossRef](#)]
- Gholami-Khesht, H.; Davari, P.; Blaabjerg, F. An Adaptive Model Predictive Voltage Control for LC-Filtered Voltage Source Inverters. *Appl. Sci.* **2021**, *11*, 704. [[CrossRef](#)]
- IEC 62040-3:2021; Uninterruptible Power Systems (UPS)—Part 3: Method of Specifying the Performance and Test Requirements. IEC: Geneva, Switzerland, 2021.

12. IEC 61000-2-2:2003; Electromagnetic Compatibility (EMC)—Part 2-2: Environment—Compatibility Levels for Low-Frequency Conducted Disturbances and Signalling in Public Low-Voltage Power Supply Systems. IEC: Geneva, Switzerland 2003.
13. IEEE 519-2014; IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2014.
14. Alhasheem, M.; Dragicevic, T.; Rivera, M.; Blaabjerg, F. Losses evaluation for a two-level three-phase stand-alone voltage source converter using model predictive control. In Proceedings of the 2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC), Puerto Varas, Chile, 4–7 December 2017; pp. 1–6. [\[CrossRef\]](#)
15. Dragicevic, T.; Alhasheem, M.; Lu, M.; Blaabjerg, F. Improved model predictive control for high voltage quality in microgrid applications. In Proceedings of the 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Cincinnati, OH, USA, 1–5 October 2017; pp. 4475–4480. [\[CrossRef\]](#)
16. Rymarski, Z.; Bernacki, K.; Dyga, Ł.; Davari, P. Passivity-Based Control Design Methodology for UPS Systems. *Energies* **2019**, *12*, 4301. [\[CrossRef\]](#)
17. Kouro, S.; Cortes, P.; Vargas, R.; Ammann, U.; Rodriguez, J. Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2009**, *56*, 1826–1838. [\[CrossRef\]](#)
18. Ortega, R.; García-Canseco, E. Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control: A Survey. *Eur. J. Control* **2004**, *10*, 432–450. [\[CrossRef\]](#)
19. Ortega, R.; van der Schaft, A.; Maschke, B.; Escobar, G. Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled Hamiltonian systems. *Automatica* **2002**, *38*, 585–596. [\[CrossRef\]](#)
20. Zhang, M.; Borja, P.; Ortega, R.; Liu, Z.; Su, H. PID Passivity-Based Control of Port-Hamiltonian Systems. *IEEE Trans. Autom. Control* **2018**, *63*, 1032–1044. [\[CrossRef\]](#)
21. Rymarski, Z.; Bernacki, K. Technical Limits of Passivity-Based Control Gains for a Single-Phase Voltage Source Inverter. *Energies* **2021**, *14*, 4560. [\[CrossRef\]](#)
22. Serra, F.M.; De Angelo, C.H.; Forchetti, D.G. IDA-PBC control of a DC–AC converter for sinusoidal three-phase voltage generation. *Int. J. Electron.* **2017**, *104*, 93–110. [\[CrossRef\]](#)
23. Vu, N.T.; Lefèvre, L. A connection between optimal control and IDA-PBC design. *IFAC-PapersOnLine* **2018**, *51*, 205–210. [\[CrossRef\]](#)
24. Rymarski, Z.; Bernacki, K.; Dyga, L. A Control for an Unbalanced 3-Phase Load in UPS Systems. *Elektron. Ir Elektrotechnika* **2018**, *24*, 27–31. [\[CrossRef\]](#)
25. Komurcugil, H. Improved passivity-based control method and its robustness analysis for single-phase uninterruptible power supply inverters. *IET Power Electron.* **2015**, *8*, 1558–1570. [\[CrossRef\]](#)
26. Cortes, P.; Rodriguez, J.; Vazquez, S.; Franquelo, L.G. Predictive control of a three-phase UPS inverter using two steps prediction horizon. In Proceedings of the 2010 IEEE International Conference on Industrial Technology, Via del Mar, Chile, 14–17 March 2010; pp. 1283–1288. [\[CrossRef\]](#)
27. Loh, P.; Holmes, D. Analysis of Multiloop Control Strategies for LC/CL/LCL-Filtered Voltage-Source and Current-Source Inverters. *IEEE Trans. Ind. Appl.* **2005**, *41*, 644–654. [\[CrossRef\]](#)
28. Buso, S.; Fasolo, S.; Mattavelli, P. Uninterruptible power supply multiloop control employing digital predictive voltage and current regulators. *IEEE Trans. Ind. Appl.* **2001**, *37*, 1846–1854. [\[CrossRef\]](#)
29. Rodriguez, J.; Pontt, J.; Silva, C.A.; Correa, P.; Lezana, P.; Cortes, P.; Ammann, U. Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2007**, *54*, 495–503. [\[CrossRef\]](#)
30. Alhasheem, M.; Blaabjerg, F.; Davari, P. Performance Assessment of Grid Forming Converters Using Different Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC) Algorithms. *Appl. Sci.* **2019**, *9*, 3513. [\[CrossRef\]](#)
31. Vazquez, S.; Rodriguez, J.; Rivera, M.; Franquelo, L.G.; Norambuena, M. Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2017**, *64*, 935–947. [\[CrossRef\]](#)

The wavelet-aided methods for evaluating the output signal that is designated for uninterruptible power supply systems

Abstract. In the article an analysis of the quality of the output voltage for Uninterruptible Power Supply (UPS) was performed. The currently used and commonly known methods for calculating the different quality factors mainly focus on averaging the values of the waveform e.g. Total Harmonic Distortion (THD), Total Distortion Factor (TDF), Weighted Total Harmonic Distortion (WTHD). The main goal of the paper is to propose a complete and supplementary methodology for assessing the quality and parameters that are the complements of the algorithms that are currently used.

Streszczenie. W artykule przedstawiono analizę jakości napięcia wyjściowego falowników w systemach bezprzerwowego zasilania UPS. Obecnie znane i stosowane metody wyliczania różnych współczynników skupiają się głównie na wartościach uśrednionych przebiegu wyjściowego. Na przykład są to współczynnik zniekształceń harmoniczných THD, TDF oraz ważony WTHD. Głównym celem artykułu jest przedstawienie kompletnej i dodatkowej procedury pozwalającej na obiektywną ocenę sygnału wyjściowego będącą wsparciem dla stosowanych już metod. (Metody oparte na transformacji falkowej wspomagające ocenę sygnału wyjściowego przeznaczone do modułów bezprzerwowego zasilania UPS.)

Keywords: continuous wavelet transform, voltage source inverters, power electronics system, (uninterruptible power supply) UPS.

Słowa kluczowe: ciągła transformata falkowa, falowniki napięcia, układy elektroniki mocy, (systemy bezprzerwowego zasilania) UPS.

Introduction

Methods for evaluating of output voltage are used in many cases, for example in single-phase Voltage Source Inverters (VSI) [1], three-phase VSI [2] with unbalance load [3-4], VSI for motors [5-7] for VSI dedicated to renewable energy sources [8], with different algorithm control [9-12] for VSI with additional boost converters [13] and many more cases. The evaluation of the output voltage quality is related to many aspects, designing, software, and hardware. Analyzing the quality of the output voltage, we can identify the disadvantages of new solutions in power electronics like [14]. Quality of the output voltage is also dependent on the selecting of appropriate components [15-16], attention to the principles of PCB design [17-18], H-bridge control system [19], using multi-level VSI [20-22] and many more conditions.

VSI are the basic subassembly of Uninterruptible Power Supplies (UPS). Their design process is restricted by the standards related to the power supply systems for static, dynamic linear and nonlinear loads. One of the quality classifiers of the VSI should be an appointment of the deviation from the output AC sinusoidal wave in comparison to the ideal pure sine wave. The acceptable levels of the output voltage distortions are restricted by the standards:

- a) IEEE-519-1992 [23];
- b) EN-62040-3 [24] (together with the IEC-61000-2-2).

The standards also defines the coefficients that describe the quality of the output voltage, mainly Total Harmonic Distortion (THD) and Total Distortion Factor (TDF), acceptable time to steady-state and overshoot possible for different types of loads (static resistive, nonlinear rectified RC and dynamic).

In reference to the fact that a system should be tested under the three types of loads that are presented in Fig. 1, the followed method was used. Taking into account both the changes that are an effect of the changes in the step load and the distortions that are caused by a nonlinear rectified RC load, a reasonable solution seems to be to analyse the output signal by matching signal samples with different characteristics (scale, frequency, shape) to the ideal output the sine wave. The proposed solution uses a wavelet transformation. The main goal of this paper is to describe the methodology of evaluating the common quality coefficient, which permits for the objective evaluation of the VSI output voltage and the quantity of distortions.

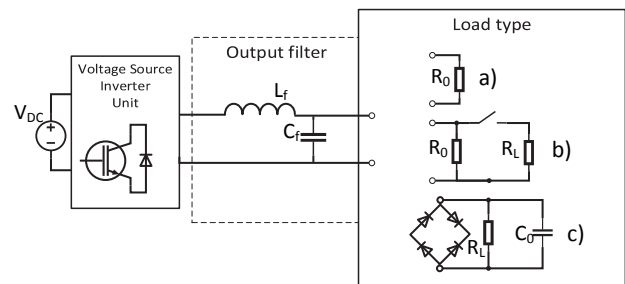


Fig. 1. Typical loads type for the exemplary UPS system.

(a) Static resistive load, (b) Dynamic load – changes between the high and low values of resistance and (c) Nonlinear resistive-capacitive load.

Wavelet background

A wavelet is a function that is described by the following dependency (1):

$$(1) \quad \Psi_{jk} = 2^{j/2} \Psi(2^j t - k)$$

Where j and k are integer numbers and the function Ψ_{jk} (mother wavelet) is an orthonormal base in the Hilbert space. The Hilbert space means the complete inner product. Complete in the significance that every Cauchy sequence of points in metric space M has a limit in that metric [25]. Based on the definition of a wavelet function, we can adopt a wavelet transform for a continuous signal (2):

$$(2) \quad s_{\Psi}(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \Psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt$$

The continuous wavelet is, therefore, a transform of the signal $s(t)$ is an element of collection L^2 of the projections onto the analysing function or wavelet [26], where: a – scale parameter shift in the frequency domain, b – shift parameter in the time domain t , $s(t)$ – the analyzed signal, $\Psi((t-b)/a)$ – the wavelet transformation kernel and $S_{\Psi}(a, b)$ – the wavelet transform. The parameters a and b are also commonly called the dilation and translation parameters. They change in a continuous manner. The main application of the wavelet transform is to analyse non-stationary signals, which have changeable means and variances. In these cases, an analysis in the time-frequency domain is required.

Its algorithm is very similar to the commonly used Fourier transform. The key difference depends on the fact that the Fourier transform for a kernel transformation uses sinusoidal functions, while the wavelet transform uses different wavelets kernel. We have the influence on the shape of the mother wavelet that we want to use. Moreover, it is possible to see how long the distortions are for specific frequencies. In order to meet the necessary conditions simultaneously [26-27], the wavelets should be orthogonal, the total mean of the wavelets should be zero and the wavelet functions should have a finite frequency response. The wavelet function $\Psi(t)$ is an acceptable fundamental wavelet if the admissibility condition is fulfilled (3):

$$(3) \quad C_{\Psi} = \int_0^{\infty} \frac{|\Psi(\omega)|^2}{\omega} d\omega < \infty$$

where $\Psi(\omega)$ – the Fourier transform of the function $\Psi(t)$ and ω – frequency. Additionally, it is described analytically if (4):

$$(4) \quad \Psi(\omega) = 0 \text{ for } \omega < 0$$

According to the definition, a fundamental wavelet behaves like a bandpass filter. In addition to the fundamental wavelet, we are able to generate a family of wavelets that have different scales and shifts in time. The result of such a wavelet transform are the output coefficients, which define the similarity between the signal and the selected wavelet [26-28]. The results are printed on a scalogram graph in order to present the data as a 3D graph.

Selecting the mother wavelet

During the investigations, different wavelet base functions were considered. For the different wavelets with an increasing carrier wave, more oscillations fit into the Gaussian window. A good choice for this application is the analytic wavelet, which is the Morse wavelet (a subsume of the Gaussian and Cauchy wavelets) [26]. The second reason for using this type of wavelet is that it has the flattest Continuous Wavelet Transform (CWT) surface for the ideal sine wave, which is the signal that is generated for the lowest scale. The simulations were performed using the MATLAB CWT function. The formulae for the Morse frequency-domain form (5):

$$(5) \quad \Psi_{\beta,\gamma}(\omega) = U(\omega) \alpha_{\beta,\gamma} \omega^{\beta} e^{-(\omega)^{\gamma}}$$

Where $U(\omega)$ is the Heaviside step function, $\alpha_{\beta,\gamma}$ is the normalising constant, β is the amplitude of the wavelet bandpass filter and γ is the symmetry parameter.

About the quality parameters

The most commonly used factor for checking the quality is the *THD* factor, which indicates how closely the pulse width modulated voltage follows its sinusoidal reference and it is independent of the frequency. The other commonly used factor is the Weighted Total Harmonic Distortion (*WTHD*), which is also based on the sum of all squared harmonics, but in addition, considers the order of the harmonics. The higher the order of the harmonics, the lower their influence on the *WTHD* factor is. The main purpose of the experiment was to derive calculations that were not based on the averaging methods – the Wavelet Factor (*WF*). Although changes in a signal have different causes, it is very important that the overshooting amplitude, which occurs in an enormous way in step load changes, is very dangerous for the endurance of a system.

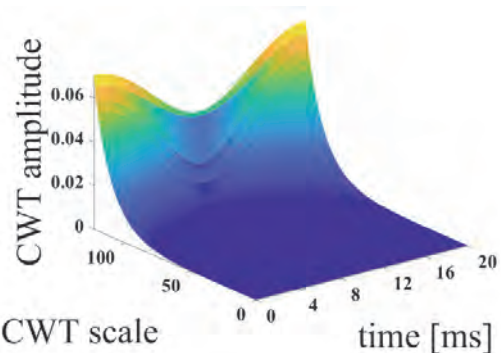
The proposed parameter is based on the area under the curves with reference to the undistorted signal calculation after the CWT transformation. In the calculations, we took into account the first harmonic h_1 . The proposed parameter is very sensitive to all of the changes in the signal curve. In opposite to the different averaging based methods, we were also to find in an easy way the discontinuities as far as the changes connected with the nonlinear rectified RC load.

Calculating the wavelet parameters

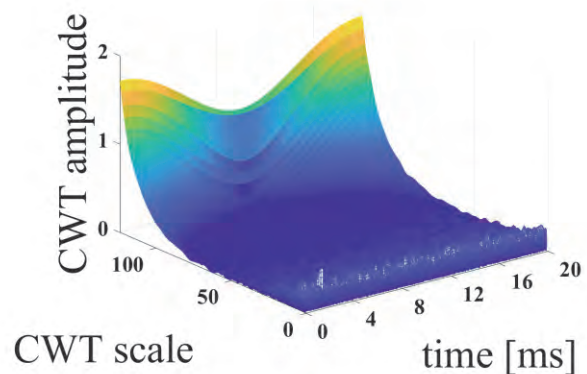
The method that was used in the experiment should start by collecting the waveform points for a specific frequency. During the investigation, the switching frequency in the circuit was $f_c = 25600$ Hz. The data origin from the experimental single-phase VSI with the STM32 F407VG discovery board included with the different load types. Next, the continuous wavelet transformations for the waveforms for different load types were performed. A matrix of the size $a \times b$ was the result of each CWT transformation, where a is the number that indicated the wavelet scale (the higher the scale, the higher the frequency that it refers to). On the other hand, b is the number of the collected waveform points. The components of the matrix are the complex coefficient values, which was the consequence of using the Morse wavelet. For each scale in each row of the matrix, the absolute value was calculated, during which the volume under the curve of the time-frequency domain output waveform was obtained. Afterward, the ratio of the volume, the maximal scale and number of points were determined. Thus, the proposed WF parameter is (6):

$$(6) \quad WF = \frac{V_1}{V_2}$$

where, V_1 – the volume under the whole curve and V_2 – the volume under the curve in reference to the first harmonic h_1 . The proposed WF factor is dimensionless, which means that it is based on the scale coefficients, which have no units. The value that is calculated is required for the further calculations.



a)



b)

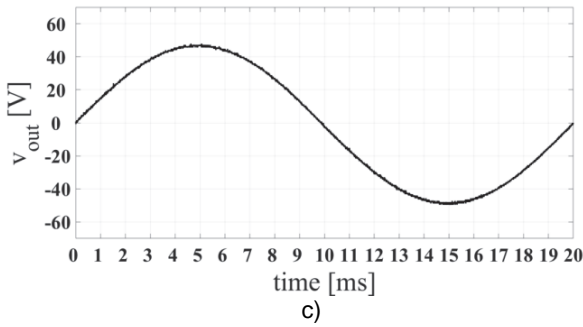


Fig.. 2 Results for the $R=2000 \Omega$ load. (a) CWT transformation of the signal in reference to the $h1$, (b) CWT transformation of the whole measured signal, (c) R load waveform.

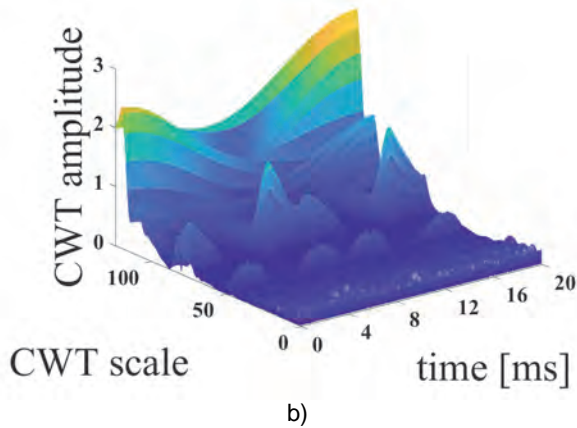
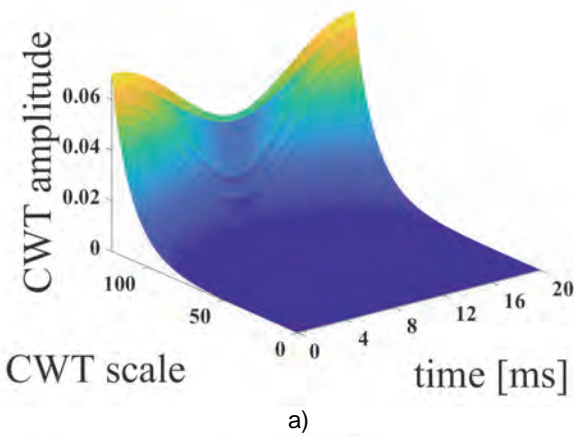
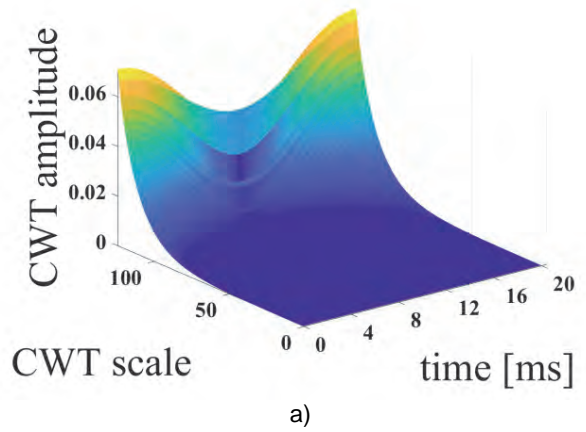


Fig.. 3 Results for the RC load, $R=100 \Omega$, $C=430 \mu F$. (a) CWT transformation of the signal in reference to the $h1$, (b) CWT transformation of the whole measured signal, (c) RC load waveform.

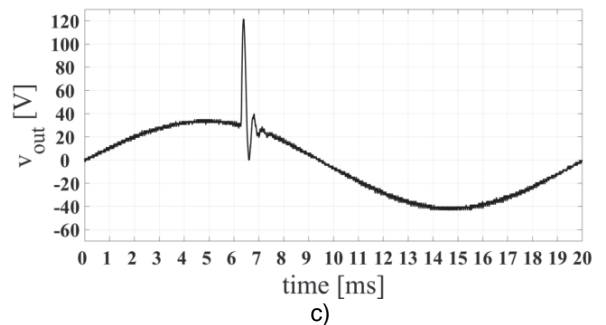
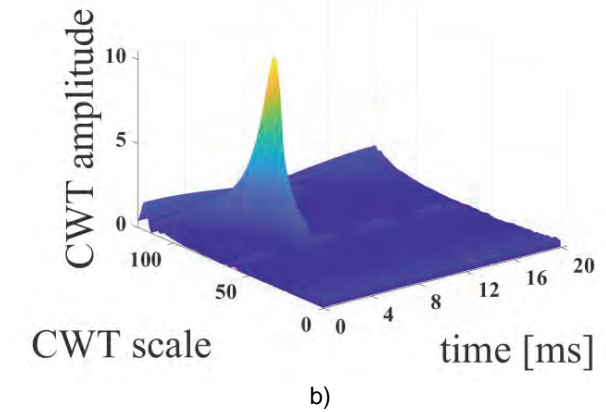


Fig.. 4 Results for the step load change, $R=45\Omega/R=500\Omega$. (a) CWT transformation of the signal in reference to the $h1$, (b) CWT transformation of the whole measured signal, (c) step load waveform.

Experimental results

For all of the wavelets that were used in the CWT in MATLAB, the amplitude of the wavelet bandpass filter at the peak frequency for each scale was set to two. Moreover, the default γ symmetry parameter was set to three – the default MATLAB parameter. In order to emphasize the number and types of different distortions, there was no special feedback in the circuit, which is visible in Figs. (2-4). CWT amplitude is the absolute value of CWT coefficient on a specific scale in the time.

Detecting the high-peak value oscillations

For UPS systems, the short time peak changes during the step load changes are the most dangerous. They are clearly visible when the load that is being used is relieved in VSI. The standard EN 62040:3 [24] covers two parameters for step load changes: the overshoot and the settling time.

As can be observed from Fig. 2 and Fig. 4, the amount of the proposed WF factor is relatively high compared to Fig. 3. In order to distinguish the short peaks that are caused by a step load change, the difference between the highest peak and the highest peak in the last wavelet scale was calculated. The Quality Wavelet Factor (QWF) should be calculated using the formulae (7):

$$(7) \quad QWF = \left(1 + \frac{P_a - P_s}{P_s} \right) * WF$$

where: P_a – the amplitude of the highest peak value in the CWT,
 P_s – the highest amplitude value in the last scale row in the CWT for the specific load type,
 QWF – the proposed quality wavelet factor.

Table 1. Comparison of the output voltage quality factors.

Coefficient	QWF	THD	$WTHD$
R load	31.97	1.42%	0.35%
RC load	59.47	5.79%	26.51%
Step load-relief	719.53	26.51%	6.17%

As can be observed in Table 1, the QWF perfectly maps the quantity of the different distortions that occur in a system. The double-digit representation of the proposed factor indicates a high peak or a significant oscillation in the long-term duration.

Discussion

The results of the investigations imply that the Continuous Wavelet Transformation together with the proper selection of mother wavelets is one of the solutions of indicating the quality of the output voltage. That simplifies the rating procedure of the output signal. The proposed method could be also checked with different types of converters topologies and shapes of output distortion signal (using, for example, different mother wavelet function). In further research, the Hilbert-Huang and Wigner-Ville transformation could be also compared in the meaning of speed and accuracy in the disturbance location both in time and frequency domain. The properties of signals such as frequency, noisiness, periodicity and predictability of distortion should be taken into account.

Conclusions

The obtained results qualify the signal regardless of the load type that is selected. The method does not average the signal values. It is also not such sensitive to the number of the probes in comparison to the other well-known FFT-based methods. It can indicate the distortions that are connected with the control with either the load type or the noises that are during the measurements. With the graphical interpretations of the CWT, the QWF factor enlarges the presentation of the peaks.

Funding: This research was funded by the Polish Ministry of Science and Higher Education partially by Statutory Research and partially by Young Researchers funds of Department of Electronics, Electrical Engineering and Microelectronics, Faculty of Automatic Control, Electronics and Computer Science, Silesian University of Technology, Gliwice, Poland. Authors were partially supported by the Polish National Centre for Research and Development, grant no. TANGO3/427467/NCBR/2019.

Acknowledgments: The calculations were carried out using the IT infrastructure that was funded by the GeCONII project (POIG.02.03.01-24-099/13).

Authors: mgr inż. Łukasz Dyga, E-mail: lukasz.dyga@polsl.pl; dr hab. inż. Zbigniew Rymarski, prof. Pol. Śl., E-mail: zbigniew.rymarski@polsl.pl; dr inż. Krzysztof Bernacki, E-mail: krzysztof.bernacki@polsl.pl Katedra Elektroniki, Elektrotechniki i Mikroelektroniki, Wydział Automatyki, Elektroniki i Informatyki, ul. Akademicka 16, 44-100 Gliwice.

REFERENCES

- [1] Rymarski, Z., Bernacki, K., Dyga, Ł. Some Aspects of Voltage Source Inverter Control. *Elektronika ir Elektrotechnika*, 2017, 23, 26-30. DOI: 10.5755/j01.eie.23.2.17995
- [2] Jun, E., Park, S., Kwak, S. A Comprehensive Double-Vector Approach to Alleviate Common-Mode Voltage in Three-Phase Voltage-Source Inverters with a Predictive Control Algorithm. *Electronics*, 2019, 8, 872. DOI: 10.3390/electronics8080872
- [3] Rymarski, Z., Bernacki, K., Dyga, Ł. A control for an unbalanced 3-phase load in UPS systems. *Elektronika ir Elektrotechnika*, 2018, 24, 27-31. DOI: 10.5755/j01.eie.24.4.21474
- [4] Hintz, A., Prasanna, U., Rajashekara K. Comparative Study of the Three-Phase Grid-Connected Inverter Sharing Unbalanced Three-Phase and/or Single-Phase systems. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 2016, 52, 5156-5164. DOI: 10.1109/TIA.2016.2593680
- [5] Srndovic, M., Fiser, R., Grandi G. Analysis of Equivalent Inductance of Three-Phase Induction Motors in the Switching Frequency Range. *Electronics*, 2019, 8, 120. DOI: 10.3390/electronics8020120.
- [6] Rudnicki, T., Sikora, A., Czerwinski, R., Polok, D. Impact of PWM control frequency on efficiency of drive with 1 kW permanent magnet synchronous motor. *Elektronika ir Elektrotechnika*, 2016, 22, 10-16. DOI: 10.5755/j01.eie.22.6.17216.
- [7] Kumar, R., Singh, B. Grid Interactive Solar PV-Based Water Pumping Using BLDC Motor Drive. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 2019, 55, 5153-5165. DOI: 10.1109/TIA.2019.2928286
- [8] Khawia, E., Chariag, D., Sbita, L. A Control Strategy for a Three-Phase Grid Connected PV System under Grid Faults. *Electronics*, 2019, 8, 906. DOI: 10.3390/electronics8080906
- [9] Jun, E., Park, S., Kwak, S. Model Predictive Current Control Method with Improved Performances for Three-Phase Voltage Source Inverters. *Electronics*, 2019, 8, 625. DOI: 10.3390/electronics8060625
- [10] Rasool, M., Khan, M., Ahmed, Z., Saeed, M. Analysis of an H[∞] Robust Control for a Three-Phase Voltage Source Inverter. *Inventions*, 2019, 4, 18. DOI: 10.3390/inventions4010018
- [11] Arab, N., Vahedi, H., Al-Haddad K. LQR Control of Single-Phase Grid-Tied PUC5 Inverter With LCL Filter. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 2019, 67, 297-307. DOI: 10.1109/TIE.2019.2897544
- [12] Rymarski, Z., Bernacki, K., Dyga, Ł., Davari P. Passivity-Based Control Design Methodology for UPS Systems. *Energies*, 2019, 12, 4301, DOI: 10.3390/en1222430
- [13] Rymarski, Z., Bernacki, K., Dyga, Ł. Decreasing the single phase inverter output voltage distortions caused by impedance networks. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 2019, 55, pp.7586-7594, DOI:10.1109/TIA.2019.2935418
- [14] Rymarski, Z., Bernacki, K. Drawbacks of impedance networks. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2018, 46, 612-628. DOI: 10.1002/ccta.2395
- [15] Bernacki, K., Rymarski, Z., Dyga, Ł. Selecting the coil core powder material for the output filter of a voltage source inverter. *Electronics Letters*, 2017, 53, 1068-1069. DOI: 10.1049/el.2017.1534
- [16] Matsumori, H., Shimizu, T., Wang, X., Blaabjerg, F. A Practical Core Loss Model for Filter Inductors of Power Electronic Converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2018, 6, 29-39. DOI: 10.1109/JESTPE.2017.2761127
- [17] Shen, Y., Wang, H., Blaabjerg, F., Zhao H., Long, T. Thermal Modeling and Design Optimization of PCB Vias and Pads.

- IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, (Early Access). DOI: 10.1109/TPEL.2019.2915029
- [18] Shringarpure, K., Pan, S., Kim, J., Fan, J., Achkir, B., Archambeault, B., Drewniak, J. Sensitivity Analysis of a Circuit Model for Power Distribution Network in a Multilayered Printed Circuit Board. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2017, 59, 1993-2001. DOI: 10.1109/TEMC.2017.2673851
- [19] Bernacki, K., Rymarski, Z. Electromagnetic compatibility of voltage source inverters for uninterruptible power supply system depending on the pulse-width modulation scheme. IET Power Electronics, 2015, 8, 1026-1034. DOI: 10.1049/iet-pel.2014.0637
- [20] Sharifzadeh, M., Vahedi, H., Portillo, R., Franquelo, L., Al-Haddad, K. Selective Harmonic Mitigation Based Self-Elimination of Triplen Harmonics for Single-Phase Five-Level Inverters. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34, 86-96. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2812186
- [21] Saeedian, M., Adabi, M., Hosseini, S., Adabi, J., Pouresmae, E. A Novel Step-Up Single Source Multilevel Inverter: Topology, Operating Principle, and Modulation. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34, 3269-3282. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2848359
- [22] Vahedi, H., Sharifzadeh, M., Al-Haddad, K. Modified Seven-Level Pack U-Cell Inverter for Photovoltaic Applications. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6, 1508-1516. DOI: 10.1109/JESTPE.2018.2821663
- [23] IEEE Std 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, Second Printing 15 June 2004 DOI: 10.1109/IEEESTD.1993.114370
- [24] IEC 62040-3: 2011, Uninterruptible power systems (UPS) – Part 3: Method of specifying the performance and test requirements
- [25] Olhede, S., Walden, A. Generalized Morse wavelets. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50, 2661-2670. DOI: 10.1109/TSP.2002.804066
- [26] Lilly, J., Olhede, S. Higher-order properties of analytic wavelets. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57, 146-160. DOI: 10.1109/TSP.2008.2007607
- [27] Chikhalsouk, M., Zhou, K., El Okda, Y., Shinneeb, M. The applicability of the adaptive wavelet analysis in flutter identification in aerospace structures. In Proceedings of the 2018 Advances in Science and Engineering Technology International Conferences (ASET), Abu Dhabi, United Arab Emirates, 6 Feb – 5 April 2018, pp. 1-4. DOI: 10.1109/ICASET.2018.8376806
- [28] Mallat, S., Wavelet Tour of Signal Processing, 3rd ed.; Academic Press is an imprint of Elsevier 30 Corporate Drive, Suite 400 Burlington, MA, USA, 2009, DOI: 10.1016/B978-0-12-374370-1.X0001-8

Article

Passivity-Based Control Design Methodology for UPS Systems

Zbigniew Rymarski ^{1,*} , Krzysztof Bernacki ¹ , Łukasz Dyga ¹  and Pooya Davari ² 

¹ Institute of Electronics, Faculty of Automatic Control, Electronics and Computer Science, Silesian University of Technology, Akademicka 16, 44-100 Gliwice, Poland; krzysztof.bernacki@polsl.pl (K.B.); lukasz.dyga@polsl.pl (Ł.D.)

² Department of Energy Technology, Aalborg University, DK-9220 Aalborg, Denmark; pda@et.aau.dk

* Correspondence: zbigniew.rymarski@polsl.pl

Received: 11 October 2019; Accepted: 9 November 2019; Published: 11 November 2019



Abstract: This paper presents a passivity-based control (PBC) design methodology for three-phase voltage source inverters (VSI) for uninterruptable power supply (UPS) systems where reduced harmonic distortions for the nonlinear load, reduced output voltage overshoot, and a restricted settling time are required. The output filter design and modification for efficient control and existing challenges with the assignment of scaling coefficients of the output voltage, load, and inductor currents are addressed and analyzed. Notably, special attention is given to the modulator saturation issue through implementing an accurate converter model. Applications of the two versions of PBC in three-phase voltage source inverters using stationary $\alpha\beta$ and rotating dq frames for a constant frequency of the output voltage are presented. Furthermore, the influence of the PBC parameters on the power converter performance is investigated. A comparative simulation and the experimental results validate the effectiveness of the presented passivity-based control design methodology.

Keywords: control systems; state space models; voltage source inverters; power conversion systems; PBC control

1. Introduction

The control design of single-phase and three-phase voltage source inverters (VSI) for uninterruptable power supply (UPS) systems has been extensively discussed for the last four decades [1–6]. The PBC control strategies are implemented in renewable energy sources and energy storage systems [7]. Typically, two control types for the UPS systems are implemented in order to meet the standard requirements that are defined by IEC 62040-3 [8] for nonlinear rectifier resistive-capacitive (RC) load types. The first one is based on the single input single output (SISO) approach where only the output voltage is measured and controlled, while in the second approach, a multi input single output (MISO) controller is employed to regulate the output voltage based on the output current, inductor current, and the output voltage measurements. A proportional–integral–derivative controller (PID) is a standard SISO control (e.g., designed based on the quasi-continuous transfer function [9]). The other PID-like controller is based on the coefficient diagram method (CDM) [10]. The results of such a control can be satisfactory but treating the current as an unmeasured disturbance can lead to higher distortions of the output voltage than in the case of a MISO controller. Very good results can be obtained with a SISO controller using a plug-in repetitive controller (RPC) in the outer negative feedback loop, which works as a harmonics generator [3]. We designed an RPC using the zero phase error tracking compensation (ZPETC) technique [11]. The plug-in zero phase repetitive controller can be designed quite simply for a CDM controller in the inner control loop of an inverter [12]. However, an RPC has one serious disadvantage—it remembers the whole previous fundamental period (in some solutions

only half of it [3]). Therefore, when the harmonic disturbances vanish, the RPC has a fault response on the non-existent disturbance [12]. The MISO approach generally results in lower distortions of the output voltage for all types of disturbances as well as a higher robustness. Commonly, the load current is treated as an independent current source disturbance, thus making the inverter model independent of the load. However, since this method ignores the interaction of the inverter output voltage and the load current, it may not guarantee the required performance of a UPS system over a wide range of operating conditions that can change the location of the roots of the characteristic polynomial of a closed loop system [12]. In the recent years, the passivity-based control (PBC) approach that was introduced by Ortega [13] in 1989 and further extended in [14–18] has been employed for VSI. PBC is based on a MISO control and it is a suitable candidate for power conversion systems control (e.g., VSI) and has been widely used in induction motor drive systems [19,20]. When using PBC, a converter is treated as an “energy transformation multiport device” [21]. The idea of this controller is based on keeping the system behavior passive (i.e., the stored energy is always less than the supplied energy), which also requires “the injection” of proper damping [22]. The advantage of the PBC is the global stability of the controlled system. The choice of the acceptable gains of the controller is flexible and the control system is robust for the inverter parameter changes (parametric uncertainty) [22–24]. This paper proposes a PBC-based design methodology for three-phase inverters and presents a comparison of their control [25] using stationary $\alpha\beta$ and rotating dq frames. In order to further improve the conventional PBC performance, proper output filter design as well as advanced PBC techniques that follow the IEC 62040-3 [8] and IEEE-519 [26] standard requirements will be considered. Notably, special attention is given to the modulator and controller saturation issues during dynamic loading. Thereby, the main aim of this paper is to provide guidelines and a design methodology on how to apply the simplest PBC approach for a three-phase VSI (simpler than e.g., the Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control (IDA–PBC) idea presented in [27]) while maintaining a reasonable compromise between the ideal theory and the customer demands (with the more enhanced direct control of the output voltage than presented in [22]). The results of the modulator saturation effect, the problem of the restriction of the modulation index, the problem of the influence of the scaling factors in the measuring tracks on the PBC controller gains, and the final adjustment of the controller gains to reach the lowest distortions of the output voltage for the standard loads were not discussed yet [27–29]. The aim of the paper is to present a PBC version that can be easily implemented in a standard modern microcontroller delivering the pulse width modulation (PWM) signal with the acceptable high switching frequency. The presented difference control laws of PBC are devoted to this.

This paper is structured as follows. Section 2 describes the output filter sizing and selection. The state space modeling of an inverter in the stationary and rotating frames is presented in Section 3. Section 4 is dedicated to the design of different PBC. In Section 5, simulation and experimental results are provided to substantiate the effectiveness of the proposed design methodology for two versions of PBC. Finally, after the results and discussion, conclusions are drawn in Section 8.

2. The Output Filter Parameters

The basic approach to VSI design begins with the $L_f C_f$ output filter design. The design should ensure a sufficiently low ripple voltage amplitude (IEC 62040-3 [8], IEEE519 [26]) and the total harmonic distortion of the output voltage (THD_V) level for static linear and nonlinear rectifier RC (R_{load} , C_{load}) loads. These calculations should permit the $L_f C_f$ product value to be assigned. A cost function that is the sum of the absolute values of the reactive power in the filter inductor and the capacitor can then be created. The coefficients of both reactive powers that are assigned are equal [30,31]. For a three-wire star balanced load (Figure 1), a two-level PWM (six transistor h-bridge) [31] (n —phase line number, R_{load} —nominal load resistance, f_s —switching frequency, M —modulation index in actual inverters, M is set close to unity):

$$L_f = \sqrt{\frac{1}{M}} \frac{1}{f_s} R_{load}, \quad C_f > \frac{1}{f_s} \frac{1}{R_{load}}, \quad (1)$$

or a three-wire delta balanced load (Figure 1), 2-level PWM:

$$L_f = \frac{1}{3} \frac{1}{f_s} R_{load}, \quad C_f > \frac{1}{f_s} \frac{1}{R_{load}} \quad (2)$$

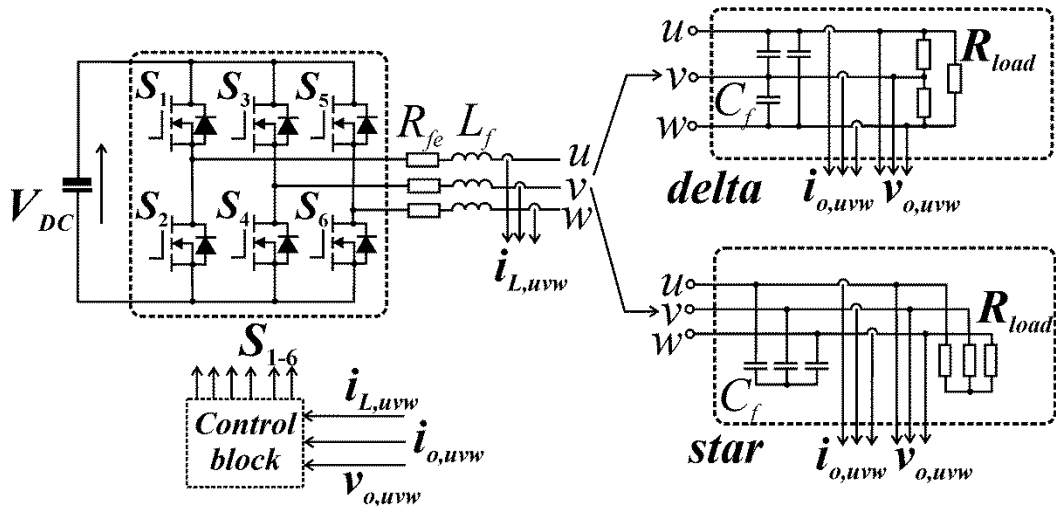


Figure 1. Block diagram of a three-phase voltage source converter with delta and star three-wire load connection.

For example, we assume $R_{load} = 43 \Omega$, $f_s = 12,800 \text{ Hz}$, $L_f = 1.1 \text{ mH}$, and $C_f > 1.8 \mu\text{F}$ for the delta load. These values are sufficient for reducing the maximum amplitude of the ripple harmonics to 3%. However, for 30 years, researchers of inverter controls have used approximately $50 \mu\text{F}$ [2,17,24]. The delay of every digital PWM control is at least one switching period. We store the calculated value in the PWM register and in the next switching period the width of the pulses is changed. Let us assume a step load decrease. The inductor works as the current source and most of the excessive inductor current flows through the filter capacitor C_f , thereby increasing the output voltage (e.g., for a one phase for $\Delta I_{load} = 5 \text{ A}$, switching period $T_s = 78 \mu\text{s}$ for switching frequency $f_s = 12,800 \text{ Hz}$, for $C_f = 2 \mu\text{F}$, we will receive the unacceptable voltage pike $\Delta V_{out} = 195 \text{ V}$, while for $C_f = 50 \mu\text{F}$ —only $\Delta V_{out} = 7.8 \text{ V}$). Figure 2a shows the problem in an actual three-phase circuit. The delays in the inverter control loop will be longer than one switching period (the delay of the PWM modulator) while the overshoot will be the same as for the open loop circuit. However, the oversized filter capacitor has disadvantages—there is a much higher reactive power in this capacitor and much larger capacitor currents, which increase the power losses in the parasitic serial resistances and the output voltage has a much longer settling time (Figure 2b). The quality of the output voltage control is better for the low modulation index M because of the higher possible increase $(1 - M)V_{DC}$ of the first harmonic of the inverter bridge output voltage. Output voltage control quality is more efficient for lower output filter inductance values [32]. For a nonlinear rectifier RC load, the value of the voltage over the filter inductor should be steeply increased when the rectifier begins to conduct and a pulse current flows to the load capacitor. Hence, the maximum value of M [32] should be limited to approximately Equation (3):

$$M_{\max} < \frac{\sqrt{3}}{2} / \left(\frac{\omega_m L_f}{R_{\text{serial}}} + \sqrt{3}/2 \right) \quad (3)$$

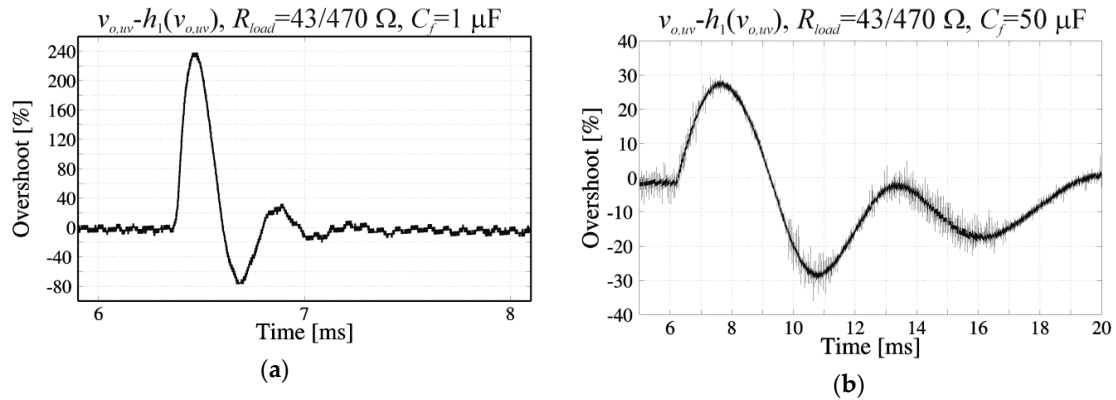


Figure 2. Overshoot and settling time of the output line-to-line voltage $v_{o,uv}$ in the open-loop inverter with (a) $C_f = 1 \mu\text{F}$, (b) $C_f = 50 \mu\text{F}$, ($f_s = 12,800 \text{ Hz}$, $T_s = 78 \mu\text{s}$).

$M_{max} < 0.65$ (too low in practice) for $f_m = 50 \text{ Hz}$, $L_f = 3 \text{ mH}$, and $R_{serial} = 2 \Omega$ is equal to the sum of all of the serial resistances in the load current path when the rectifier conducts including the equivalent series resistance (ESR) of the load capacitor. We used a lower value $M = 0.3$ in the simulation models and in the breadboard inverter to fully show the advantages of a PBC control. However, this value is too low for market solutions. Sometimes, it is better to permit higher distortions of the output voltage and use a modulation index M close to unity in order to better utilize the input DC voltage (modulation index close to unity leads to higher efficiency of a DC/AC inverter).

3. Initial State Space Models of Three-Phase Inverters in the Stationary $\alpha\beta$ and Rotating dq Frames

The system with delta Δ or star Y loads presented in Figure 1 can be described by the initial (they will be modified further) space equations for small signal space variables in the abc frame. The input and output voltages for the star load Y are related to the zero-sequence vector (Equation (4)). In balanced systems, the neutral voltage $v_0 = v_\gamma = 0$.

$$v_0 = v_\gamma = (v_{o,u} + v_{o,v} + v_{o,w})/3 \quad (4)$$

The sinusoidal PWM modulation is preferred for UPS systems (there is a third harmonic of the line to neutral voltages in the space vector modulation (SVM)). The modulated space vector can be presented in the $\alpha\beta\gamma$ coordinates of the stationary frame after using the Clarke [5,33] transformation. For three-wire delta or star loads and for four-wire balanced systems, there is not a zero-sequence vector (γ coordinate) of the used voltage or current variables [34] and the $\alpha\beta$ frame is used. The three-phase voltage or current components are defined as Equation (5).

$$\begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} X_{1m} \cos(\omega t) & X_{2m} \cos(\omega t - 2\pi/3) & X_{3m} \cos(\omega t - 4\pi/3) \end{bmatrix}^T \quad (5)$$

The state space model in the stationary $\alpha\beta$ frame has the advantage of decoupling the models for both axes. Control in the stationary frame has two shifted $\pi/2$ sinusoidal waveforms of the reference voltages. This can be a disadvantage when the reference waveform has a variable frequency. We can use a Park transformation of the stationary $\alpha\beta$ frame and present the space vector in the dq frame rotating with ω_m (angular fundamental frequency of the output voltages). The models for the rotating dq frame are not decoupled (the state variables from one axis influence the other axis variables), which is a disadvantage of this transformation. The problem of decoupling can be solved in the control design [27]. The dq frame is used in the digital motor control of the induction machines. This paper will present the use of both stationary $\alpha\beta$ and rotating dq frames in three-wire, three-phase VSI control

systems. For a delta load (Figure 1), the Clarke transformation and reverse Clarke transformation are Equation (6) [5].

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 0 & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{12} \\ x_{23} \\ x_{31} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} x_{12} \\ x_{23} \\ x_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \sqrt{3} \\ -\frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (6)$$

For a star load (Figure 1), the Clarke transformation and reverse Clarke transformation are Equation (7).

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (7)$$

The vector $\mathbf{d}_{\alpha\beta}$ (Equation (8)) of the output line currents is treated as a disturbance vector [27]. The index α, β or d, q means that the description is separate for the α or d and β or q orthogonal axes; the index $\alpha\beta$ or dq means that the description concerns both axes simultaneously, e.g., the vector of disturbance variables $\mathbf{d}_{\alpha\beta}$ and variables $d_{\alpha,\beta}$ are Equation (8).

$$\mathbf{d}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_{o,\alpha} & i_{o,\beta} \end{bmatrix}^T, d_{\alpha,\beta} = i_{o,\alpha,\beta} \quad (8)$$

The initial type of x_i state vector, and control and output vectors for the delta and star load (m_α, m_β are the control coefficients of α, β voltages) are Equation (9).

$$\mathbf{x}_{i,\alpha,\beta} = \begin{bmatrix} i_{L_f,\alpha,\beta} & v_{o,\alpha,\beta} \end{bmatrix}^T, u_{\alpha,\beta} = m_{\alpha,\beta} V_{DC}, \mathbf{y}_{\alpha,\beta} = v_{OUT\alpha,\beta} \quad (9)$$

The initial state space model of the three-phase inverter (Figure 1) in the stationary $\alpha\beta$ frame is Equation (10). The only difference between the matrices for the delta and star loads is the value of the equivalent filter capacitor C_{fe} : for the delta load $C_{fe} = 3C_f$ and the star load $C_{fe} = C_f$.

$$\dot{\mathbf{x}}_{i,\alpha,\beta} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{fe}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_{fe}} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}_{i,\alpha,\beta} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_{fe}} \end{bmatrix} \mathbf{d}_{\alpha,\beta} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix} u_{\alpha,\beta} \quad (10)$$

The Park transformation and the reverse Park transformation for the balanced load are Equations (11) and (12).

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_m t & \sin \omega_m t \\ -\sin \omega_m t & \cos \omega_m t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_m t & -\sin \omega_m t \\ \sin \omega_m t & \cos \omega_m t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (12)$$

A balanced system ($X_{1m} = X_{2m} = X_{3m} = X_m$) in the steady state is described by Equation (5) after a Clarke transformation (Equation (6)), $x_\alpha = X_m \cos \omega_m t$, $x_\beta = X_m \sin \omega_m t$, and after a Park transformation (Equation (11)), $x_d = X_m$, $x_q = 0$ —two constant values. This is the main advantage of using the dq frame in a power supply system [34]. The other definition of three-phase components in Equation (5) leads to different results. We use the description that concerns both axes simultaneously because the α or d and β or q variables should be included together in Hamiltonian (Equation (16))—they both participate in storing energy in the system. The final definition of the state variables $x_{\alpha\beta,dq}$ (Equations (13)–(15)) is defined in [27]. For all types of PBC control [21], we use the function $H(x)$ (Hamiltonian) of the total energy stored in the system. For the $\alpha\beta$ or dq frames, $H(x)$ is equal to Equation (16).

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta,dq} = \begin{bmatrix} L_f i_{L_f,\alpha,d} & L_f i_{L_f,\beta,q} & C_{fe} v_{o,\alpha,d} & C_{fe} v_{o,\beta,q} \end{bmatrix}^T = \mathbf{P} \begin{bmatrix} i_{L_f,\alpha,d} & i_{L_f,\beta,q} & v_{o,\alpha,d} & v_{o,\beta,q} \end{bmatrix}^T \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} i_{L_f,\alpha,d} & i_{L_f,\beta,q} & v_{o,\alpha,d} & v_{o,\beta,q} \end{bmatrix}^T = \mathbf{P}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta,dq} \quad (14)$$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{fe} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{fe} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{P}^{-1} = \begin{bmatrix} 1/L_f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_{fe} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/C_{fe} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$H(\mathbf{x}_{\alpha\beta,dq}) = \frac{1}{2}(L_f i_{L_f,\alpha,d}^2 + L_f i_{L_f,\beta,q}^2 + C_{fe} v_{o,\alpha,d}^2 + C_{fe} v_{o,\beta,q}^2) = \frac{1}{2} \mathbf{x}_{\alpha\beta,dq}^T \mathbf{P}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta,dq} \quad (16)$$

We can notice that for the $\alpha\beta$ or dq frames:

$$\mathbf{P}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta,dq} = \partial H(\mathbf{x}_{\alpha\beta,dq}) / \partial (\mathbf{x}_{\alpha\beta,dq}) = \begin{bmatrix} i_{L_f,\alpha,d} & i_{L_f,\beta,q} & v_{o,\alpha,d} & v_{o,\beta,q} \end{bmatrix}^T \quad (17)$$

The space Equations (18) are called the “perturbed Port–Hamiltonian model” of a physical system [13–16,21,29,35] for the $\alpha\beta$ or dq frames because we can substitute (17) in (18). The vector of the input variables $\mathbf{m}_{\alpha\beta,dq}$ and the vector of disturbance variables $\mathbf{d}_{\alpha\beta,dq}$ is Equation (19).

$$\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta,dq} = [\mathbf{J}_{\alpha\beta,dq} - \mathbf{R}_{\alpha\beta,dq}] \mathbf{P}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta,dq} + \mathbf{G}_{\alpha\beta,dq} \mathbf{m}_{\alpha\beta,dq} + \mathbf{D}_{\alpha\beta,dq} \mathbf{d}_{\alpha\beta,dq} \quad (18)$$

$$\mathbf{m}_{\alpha\beta,dq} = \begin{bmatrix} m_{\alpha,d} & m_{\beta,q} \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{d}_{\alpha\beta,dq} = \begin{bmatrix} i_{o,\alpha,d} & i_{o,\beta,q} \end{bmatrix}^T \quad (19)$$

The input matrix $\mathbf{G}_{\alpha\beta,dq}$, disturbance matrix $\mathbf{D}_{\alpha\beta,dq}$, interconnection matrix $\mathbf{J}_{\alpha\beta,dq}$ ($\mathbf{J}_{\alpha\beta}$ is different from \mathbf{J}_{dq}), and damping matrix $\mathbf{R}_{\alpha\beta,dq}$ are Equation (20).

$$\mathbf{G}_{\alpha\beta,dq} = \begin{bmatrix} V_{DC} & 0 \\ 0 & V_{DC} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_{\alpha\beta,dq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_{\alpha\beta,dq} = \begin{bmatrix} R_{fe} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{fe} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (20)$$

$$\mathbf{J}_{dq} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_m & -1 & 0 \\ -\omega_m & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & \omega_m \\ 0 & 1 & -\omega_m & 0 \end{bmatrix}$$

4. Three-Phase Voltage Source Inverter Controller Design

A passivity-based controller [13–18] was developed using an interconnection and damping assignment (IDA–PBC), which enables the control of a three-phase inverter to be decoupled in the dq frame [27–29]. For the presented inverter model cases, we assume that the coefficients of the matrixes $\mathbf{J}_{\alpha\beta,dq}$, $\mathbf{R}_{\alpha\beta,dq}$, $\mathbf{G}_{\alpha\beta,dq}$, and $\mathbf{D}_{\alpha\beta,dq}$ do not depend on the state variables. In an actual inverter, the inductance of L_f can be dependent on the inductor current and switching frequency [36–38].

The controller is designed to follow the reference state variables of the error vector (Equation (21)) in a closed loop system [27].

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta,dq} = \mathbf{x}_{\alpha\beta,dq} - \mathbf{x}_{\alpha\beta,dq,ref} \quad (21)$$

The closed loop dynamic (Equation (22)) of the tracking error is described in [27].

$$\dot{\mathbf{e}}_{\alpha\beta,dq} = [(\mathbf{J}_{\alpha\beta,dq} + \mathbf{J}_{\alpha\beta,dq,a}) - (\mathbf{R}_{\alpha\beta,dq} + \mathbf{R}_{\alpha\beta,dq,a})] \mathbf{P}^{-1} \mathbf{e}_{\alpha\beta,dq} \quad (22)$$

where:

$$\mathbf{P}^{-1} \mathbf{e}_{\alpha\beta,dq} = \partial H(\mathbf{e}_{\alpha\beta,dq}) / \partial \mathbf{e}_{\alpha\beta,dq} = \begin{bmatrix} i_{L_f,\alpha,d} - i_{L_f,\alpha,d,ref} \\ i_{L_f,\beta,q} - i_{L_f,\beta,q,ref} \\ v_{OUT\alpha,d} - v_{OUT\alpha,d,ref} \\ v_{OUT\beta,q} - v_{OUT\beta,q,ref} \end{bmatrix} \quad (23)$$

The $J_{\alpha\beta,dq,a}$ and $R_{\alpha\beta,dq,a}$ matrices are used to control a closed loop system. The closed loop energy function $H(e_{\alpha\beta,dq})$ (Equation (24)) is defined to ensure that the equilibrium is asymptotically stable [36] and will be achieved if $H(e_{\alpha\beta,dq})$ has the minimum in $x_{\alpha\beta,dq,ref}$ (Equation (25)).

$$H(e_{\alpha\beta,dq}) = \frac{1}{2} e_{\alpha\beta,dq}^T P_{\alpha\beta,dq}^{-1} e_{\alpha\beta,dq} \tag{24}$$

$$\left. \frac{\partial H(e_{\alpha\beta,dq})}{\partial x_{\alpha\beta,dq}} \right|_{x_{\alpha\beta,dq,ref}} = 0, \quad \left. \frac{\partial^2 H(e_{\alpha\beta,dq})}{\partial x_{\alpha\beta,dq}^2} \right|_{x_{\alpha\beta,dq,ref}} > 0 \tag{25}$$

The system is passive if the time derivative $H(e_{\alpha\beta,dq})$ is negative (Equation (26)).

$$\frac{dH(e_{\alpha\beta,dq})}{dt} < 0 \tag{26}$$

The requirement (Equation (26)) is met [28] for a positively defined matrix $(R_{\alpha\beta,dq} + R_{\alpha\beta,dq,a})$. The matrix $R_{\alpha\beta,dq,a}$ of injected damping R_i (gain of the current error) and conductance K_v (gain of the voltage error) is defined as Equation (27) and should enable requirement—Equation (26) to be met. As the values of resistance R_i and conductance K_v increase, the speed of tracking error convergence increases but the oscillations of the output voltage can arise (Figure 3).

$$R_{\alpha\beta,dq,a} = \begin{bmatrix} R_i & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_v & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_v \end{bmatrix} \tag{27}$$

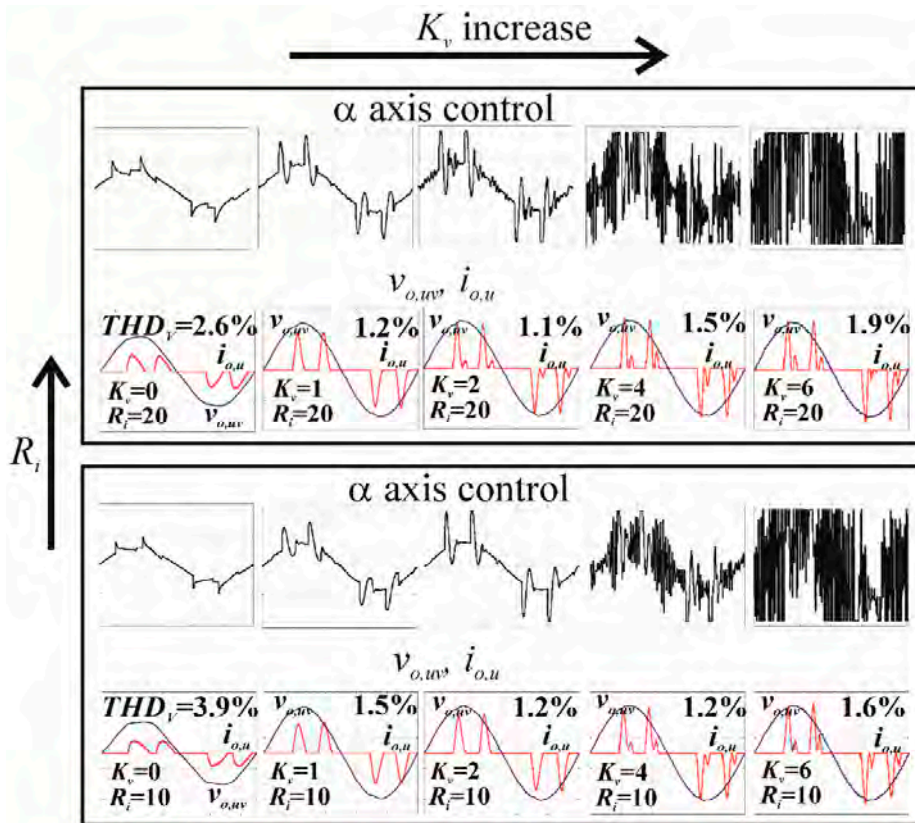


Figure 3. The simulation of the α axis control waveforms, output line-to-line voltages (black), and line currents (red) for the R_i and K_v values ($M = 0.3, R_{fe} = 1 \Omega, C_f = 50 \mu F, L_f = 3 \text{ mH}$) for the RC_2 load.

From Equation (26), it is possible to initially define the range of the implemented gains (Equation (28)).

$$R_{fe} + R_i > 0 \text{ and } K_v > 0 \quad (28)$$

In the dq frame, $J_{dq,a}$ should decouple the voltage and current equations from the dq axes (Equations (29) and (30)).

$$J_{dq,a} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_m L_f & 0 & 0 \\ \omega_m L_f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_m C_{fe} \\ 0 & 0 & \omega_m C_{fe} & 0 \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$J_{dq} - J_{dq,a} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} = J_{\alpha\beta} \quad (30)$$

In the $\alpha\beta$ frame, $J_{\alpha\beta,a} = 0$ because it is not necessary to decouple the α, β variables.

The roots $\lambda_{1,2}$ (Equation (32)) of the characteristic polynomial (Equation (31)) of a closed loop system (Equation (22)) should be located in the left-half of the s -plane. Theoretically, this will always be fulfilled for the requirement of Equation (28).

$$\det\{[(J_{\alpha\beta,dq} + J_{\alpha\beta,dq,a}) - (R_{\alpha\beta,dq} + R_{\alpha\beta,dq,a})] - \lambda I\} = 0 \quad (31)$$

$$\lambda_{1,2} = \frac{\left\{ -[(R_{fe} + R_i)C_{fe} + L_f K_v] \pm \sqrt{[(R_{fe} + R_i)C_{fe} + L_f K_v]^2 - 4L_f C_{fe}[1 + (R_{fe} + R_i)K_v]} \right\}}{2L_f C_{fe}} \quad (32)$$

The location of roots $\lambda_{1,2}$ on the complex plane theoretically ensures the stability of the PBC system. However, Figure 3 presents the simulations of the $v_{o,uv}$ line-to-line voltage, the $i_{o,u}$ line current and the α axis control waveform for $R_{fe} = 1 \Omega$, $C_f = 50 \mu\text{F}$, $L_f = 3 \text{ mH}$ and the inverter nonlinear rectifier RC_2 load ($R_{load} = 47 \Omega$, $C_{load} = 470 \mu\text{F}$) for PBC in the stationary $\alpha\beta$ frame. The modulation index was set at $M = 0.3$. The lower value of M would give better results of control [32] but would be completely unrealistic. Figure 3 shows that for $K_v = 0$ (the basic PBC), the output voltage error amplification is too low for $R_i = 10 \Omega$ or 20Ω and the THD_v coefficient is high and for the $K_v > 2 \Omega^{-1}$ for $R_i = 10 \Omega$ or $R_i = 20 \Omega$, there are oscillations of the α axis control waveform, which results in the oscillations of the output voltage. The saturation of the α axis control waveform for $K_v R_i > 40$ inhibits the further reduction of output voltage distortions. For further simulations for both controllers, Improved PBC v.2 (IPBC2) and IDA-PBC, $M = 0.3$, $R_i = 10 \Omega$ and $K_v = 2 \Omega^{-1}$ were selected because of the relatively low THD_v , the lack of control oscillations, and the lack of any α axis control waveform saturation. The control law (Equation (33)) was determined in the $\alpha\beta$ frame (Equations (34) and (35)) and the dq frame (Equations (36)–(39)) by subtracting both sides of the Equations (16) for the $\alpha\beta$ frame or Equation (23) for the dq frame from both sides of Equation (28).

$$\begin{aligned} G_{\alpha\beta,dq} m_{\alpha\beta,dq} = & -[J_{\alpha\beta,dq} - R_{\alpha\beta,dq}] P_{\alpha\beta,dq}^{-1} x_{\alpha\beta,dq,ref} + [J_{\alpha\beta,dq,a} - R_{\alpha\beta,dq,a}] P_{\alpha\beta,dq}^{-1} (x_{\alpha\beta,dq} - x_{\alpha\beta,dq,ref}) - \\ & - D_{\alpha\beta,dq} \dot{d}_{\alpha\beta,dq} + \dot{x}_{\alpha\beta,dq,ref} \end{aligned} \quad (33)$$

The difference control law for the stationary $\alpha\beta$ frame (Equations (34) and (35)) for $K_v = 0$ is the same as the control law for the conventional PBC [22]. Introducing K_v (control of the output voltage error) makes the control law similar to the IPBC from [22]. However, the addition of the derivative

of the output voltage error in the final control law should enable the dynamic changes in the output voltage to be reduced faster. This type of PBC will further be called IPBC2.

$$V_{CTRL,\alpha,\beta}(k) = L_f[i_{L_f,\alpha,\beta,ref}(k) - i_{L_f,\alpha,\beta,ref}(k-1)]f_s + R_{fe}i_{L_f,\alpha,\beta,ref}(k) - R_i[i_{L_f,\alpha,\beta}(k) - i_{L_f,\alpha,\beta,ref}(k)] + v_{o,\alpha,\beta,ref}(k) \quad (34)$$

here the reference inductor current $i_{L_f,\alpha,\beta,ref}$ is (35).

$$i_{L_f,\alpha,\beta,ref}(k) = C_{fe}[v_{o,\alpha,\beta,ref}(k) - v_{o,\alpha,\beta,ref}(k-1)]f_s - K_v[v_{o,\alpha,\beta}(k) - v_{o,\alpha,\beta,ref}(k)] + i_{o,\alpha,\beta}(k) \quad (35)$$

The difference control law of IDA–PBC [27] for the rotating dq frame is Equations (36)–(39).

$$V_{CTRL,d}(k) = L_f[i_{L_f,d,ref}(k) - i_{L_f,d,ref}(k-1)]f_s + R_{fe}i_{L_f,d,ref}(k) - \omega_{dq}L_f i_{L_f,q} - R_i[i_{L_f,d}(k) - i_{L_f,d,ref}(k)] + v_{o,d,ref}(k) \quad (36)$$

$$i_{L_f,d,ref}(k) = C_{fe}[v_{o,d,ref}(k) - v_{o,d,ref}(k-1)]f_s - \omega_{dq}C_{fe}v_{o,q} - K_v[v_{o,d}(k) - v_{o,d,ref}(k)] + i_{o,d}(k) \quad (37)$$

$$V_{CTRL,q}(k) = L_f[i_{L_f,q,ref}(k) - i_{L_f,q,ref}(k-1)]f_s + R_{fe}i_{L_f,q,ref}(k) + \omega_{dq}L_f i_{L_f,d} - R_i[i_{L_f,q}(k) - i_{L_f,q,ref}(k)] + v_{o,q,ref}(k) \quad (38)$$

$$i_{L_f,q,ref}(k) = C_{fe}[v_{o,q,ref}(k) - v_{o,q,ref}(k-1)]f_s + \omega_{dq}C_{fe}v_{o,d} - K_v[v_{o,q}(k) - v_{o,q,ref}(k)] + i_{o,q}(k) \quad (39)$$

For a three-phase AC power supply in the $\alpha\beta$ frame, the difference of reference voltage $v_{o,\alpha,\beta,ref}(k) - v_{o,\alpha,\beta,ref}(k-1) \neq 0$ because $v_{o,\alpha,\beta,ref}$ are two shifted values with $\pi/2$ sinusoidal waveforms. For the dq frame, $v_{o,d,q,ref}(k) - v_{o,d,q,ref}(k-1) = 0$ because $v_{o,d,q,ref}$ are two constant values.

5. Modeling and Measurement of a Three-Phase Inverter with IPBC2 and IDA–PBC Control for Standard Loads

The calculations of IPBC2 in the stationary $\alpha\beta$ frame using only the Clarke transformation without any interactions and without the angular speed ω_m as additional input are faster than the calculations of IDA–PBC [27] in the rotating dq frame. Both control systems were initially tested using the simulation models in MATLAB–Simulink and are implemented in the experimental model that was controlled with an STM32F407VG microprocessor. The switching frequency was $f_s = 12,800$ Hz (256 switching periods in one fundamental period). For $f_s = 12,800$ Hz, we have less than $78 \mu\text{s}$ for measuring three output voltages, three output currents, and three inductor currents (there are three independent Analog-to-Digital Converters (ADC)) in a three-phase inverter, calculating three Clarke transformations and executing the control laws for PBC in the stationary frame and the reverse Clarke transformations. In IDA–PBC we should additionally calculate three Park transformations and three reverse Park transformations. The whole microprocessor program is based on PWM interrupts that call ADC conversions. The first and the second ADC interrupts after a conversion is finished call the next ADC conversion, the third ADC interrupt calls the subroutines with the Clark and Park transformations (only for IDA–PBC), calculates the control laws, reverses Clark and Park transformations, and finally the results of the calculations are stored in the three registers of PWM comparators, which will change the output pulse width in the next switching period. We can easily check that all of these activities do not exceed $78 \mu\text{s}$ —the lower priority interrupts and the main loop procedures should be available and executed.

The dynamic delta load that was tested was $\Delta 470 \Omega$ switched to $\Delta 470||47 \Omega$ and vice versa. The nonlinear rectifier RC_1 load ($C_{load} = 100 \mu\text{F}$, $R_{load} = 47 \Omega$) or RC_2 load ($C_{load} = 470 \mu\text{F}$, $R_{load} = 47 \Omega$) was used. The measured value [37] of the coil inductance with a Material Mix -26 iron-powder core [37] in the operating point was approximately $L_f = 3 \text{ mH}$ and $R_{fe} = 1 \Omega$ due to the power losses in the core [36,38]. For the delta load, $C_{fe} = 3C_f = 150 \mu\text{F}$. Modeling in MATLAB–Simulink does not solve some of the serious problems with separate scaling voltages and currents. In an actual inverter, the nominal values of the voltage and current have to be amplified to achieve approximately 2/3 of the maximum

value of the analogue to digital converter (ADC) range (for 12-bit ADC the range is 0–4095) because we have to predict the instantaneous increase in the nominal value (e.g., for a step decrease of the load). The other problem is how to limit the maximum value of the control voltage in the input of the PWM modulator (the output value of the control law). In the presented actual inverter, the limit was ± 3280 (for an input PWM modulator frequency of 84 MHz and a switching frequency $f_s = 12,800$ Hz). In the MATLAB–Simulink model, it was ± 1 (Figure 3). The actual delays and phase shifts of the filters that were used can only be measured in the device. During switching instants, there are spikes in the measured voltage waveforms and a voltage amplifier with the galvanic isolation can introduce a noise. The additional low pass filter (an anti-aliasing filter can be insufficient) can be an effective solution. These problems are absent in the MATLAB–Simulink model. The control signal should suppress the distortions of the output voltage. A similar analysis as for the simulation in Figure 3 was performed for the experimental model with IPBC2 and is partly presented in Figure 4a–d. Figure 4a–d presents the visualization—digital to analogue conversion of the digital PWM α axis control signal for the IPBC2 control in the experimental model for the control parameters that were finally selected: $R_i = 15 \Omega$, $K_v = 0.8 \Omega^{-1}$ for $M = 0.3$ (Table 1). Figure 4d shows the control signal saturation that resulted in a decreased control quality when compared with Figure 4c. The different values of parameters R_i and K_v for the experimental model and the simulation were caused by the current and voltage scaling factors in the experimental model. The three-phase inverter MATLAB–Simulink simulation results were compared with the experimental model measurements for the open loop, IPBC2, and IDA–PBC controllers. The actual measured [36] values of the filter parameters were used. In the experimental model for IPBC2: $R_i = 15 \Omega$, $K_v = 0.8 \Omega^{-1}$, $M = 0.3$, for IDA–PBC: $R_i = 18 \Omega$, $K_v = 0.5 \Omega^{-1}$, $M = 0.3$ (Table 1). Further increasing R_i and K_v caused some oscillations in the output voltages.

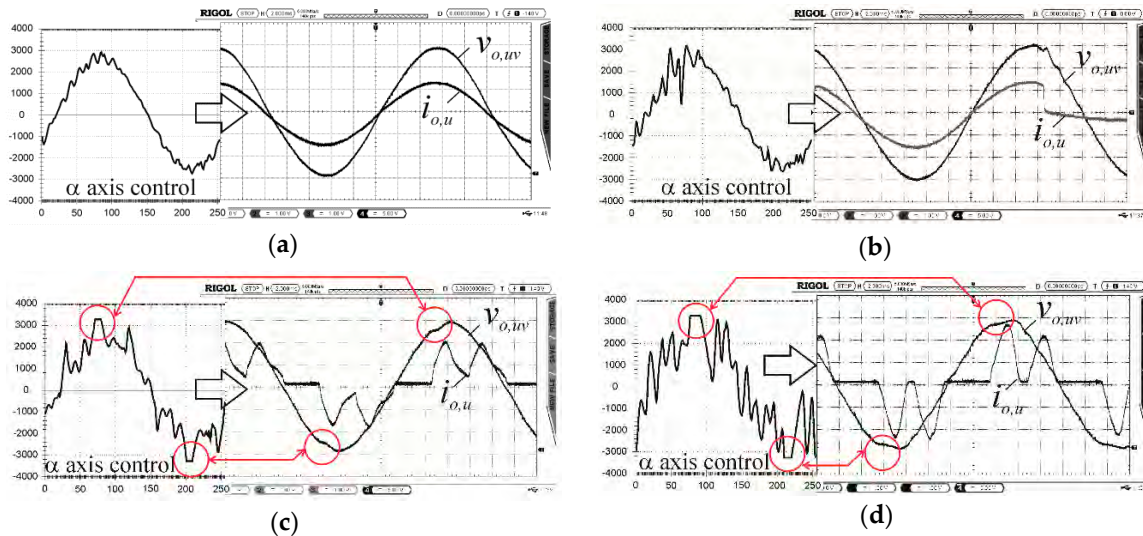


Figure 4. Control waveforms in the α axis for IPBC2 ($M = 0.3$, $R_i = 15$, $K_v = 0.8$, $L_f = 3$ mH, $C_f = 50 \mu\text{F}$) of the experimental inverter and output line-to-line voltage $v_{o,uv}$ vs. line current $i_{o,u}$ for: (a) static linear load $\Delta 47 \Omega$, (b) dynamic load, (c) rectifier RC_1 load, (d) rectifier RC_2 load.

Table 1. Parameters of the simulation model and the inverter experimental models.

Type of the Model	L_f (mH)	R_{fe} (Ω)	C_f (μF)	M	$V_{o,uv max}$ (V)	R_i (Ω)	K_v (Ω^{-1})
MATLAB Simulation	3	1	50	0.3	150	10	2
Experimental IPBC2	3	1	50	0.3	70	15	0.8
Experimental IDA–PBC	3	1	50	0.3	70	18	0.5

Figure 5a–c, Figure 6a–c, Figure 7a–c, Figure 8a–c, Figure 9a–c, and Figure 10a–c are the simulations and measurements of the three-phase VSI with the open feedback loop, with the IPBC2 ($\alpha\beta$ frame),

with the IDA–IPBC (dq frame), for the dynamic three-wire delta load, and the nonlinear rectifier RC_1 and RC_2 loads, respectively. The simulations and measurements gave very similar results for the open feedback loop, which verified the simulation model.

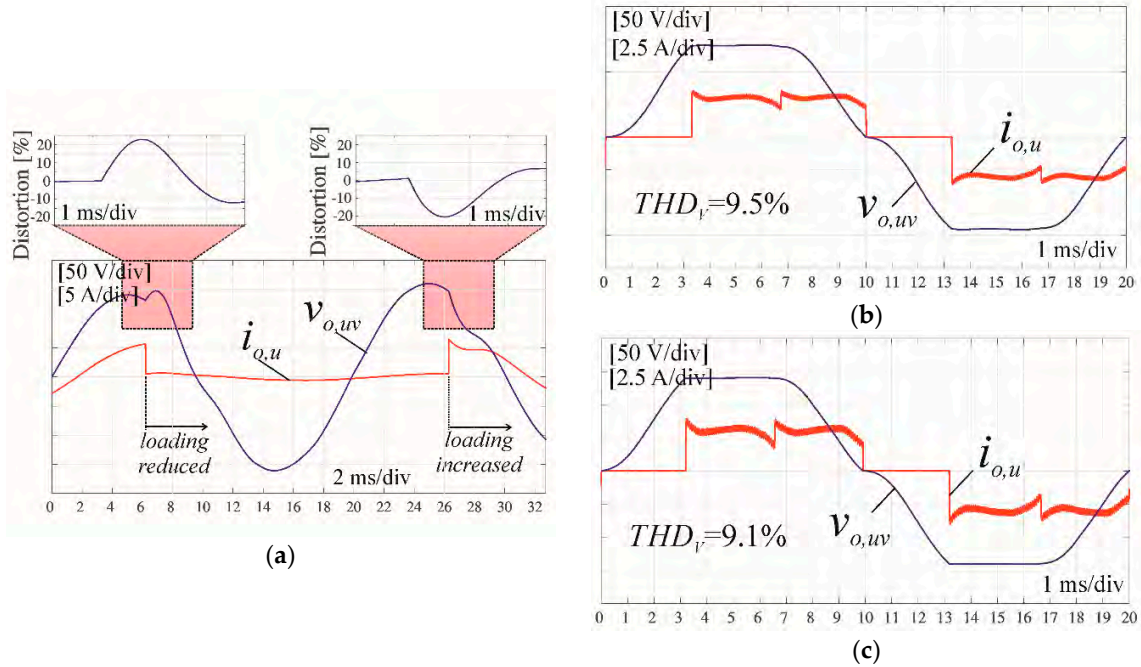


Figure 5. Simulations of the open loop three-phase inverter for a three-wire load: (a) dynamic resistive load, (b) rectifier RC_1 load, (c) rectifier RC_2 load.

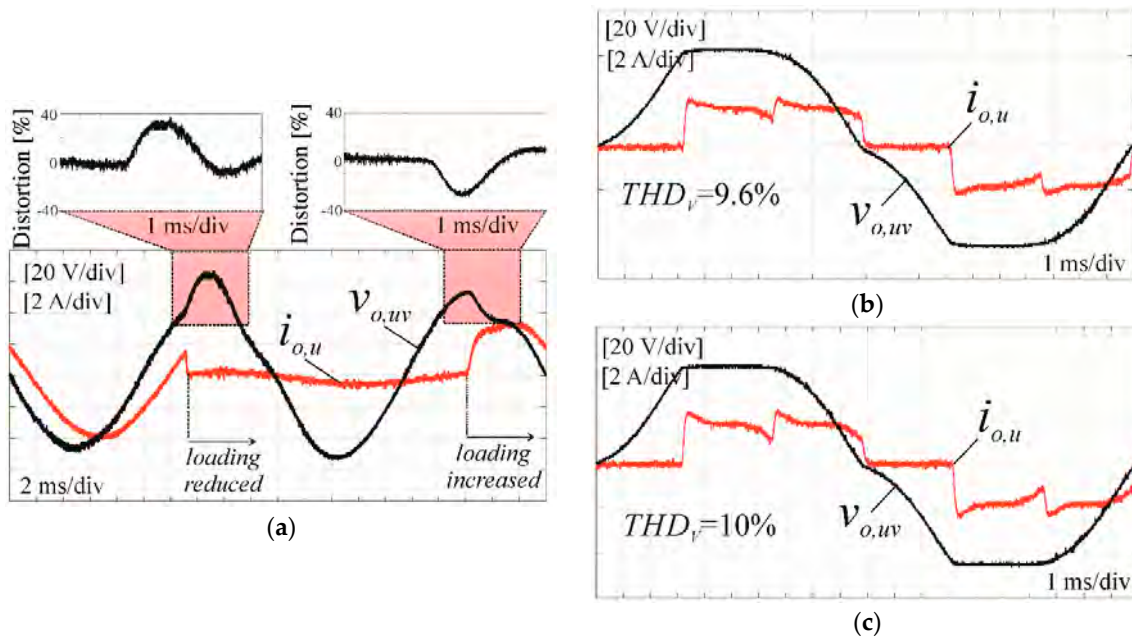


Figure 6. Measurements of the open loop three-phase inverter for a three-wire load: (a) dynamic resistive load, (b) rectifier RC_1 load, (c) rectifier RC_2 load.

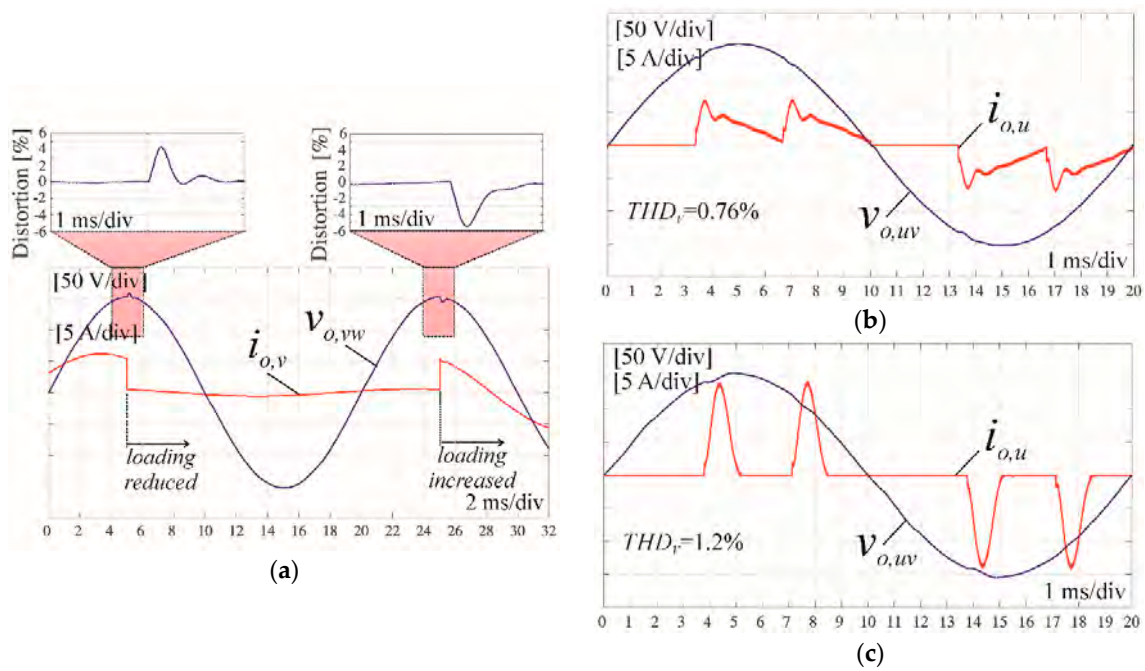


Figure 7. Simulations of the open loop three-phase inverter with IPBC2 (using the stationary $\alpha\beta$ frame, $M = 0.3$, $R_i = 10 \Omega$, $K_v = 2 \Omega^{-1}$): (a) dynamic resistive load, (b) rectifier RC_1 load, (c) rectifier RC_2 load.

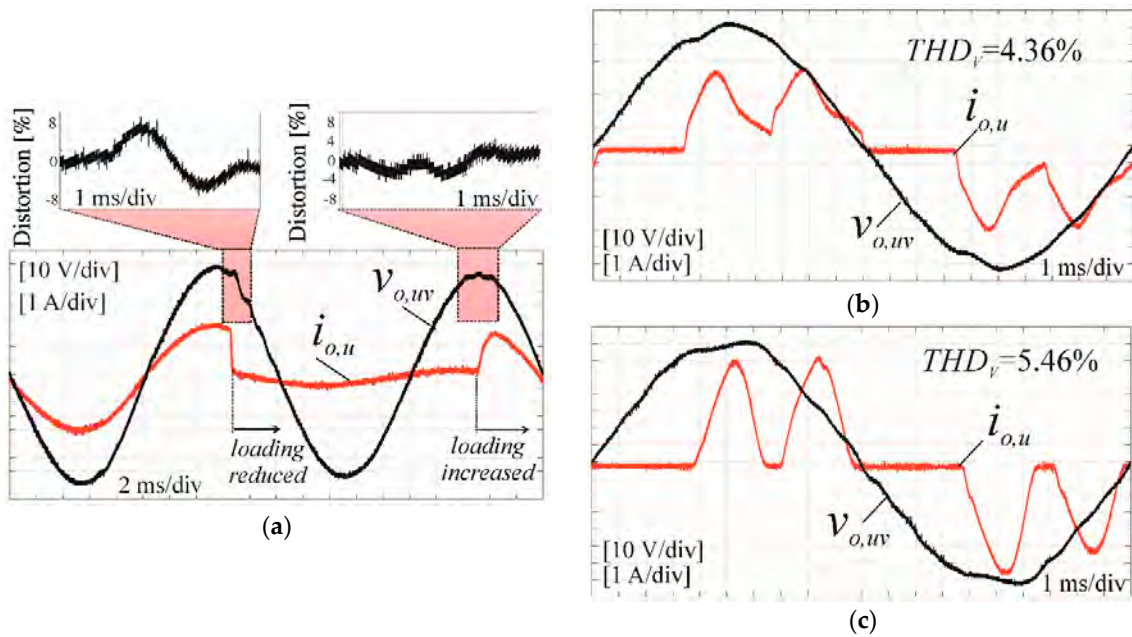


Figure 8. Measurements of the three-phase experimental inverter with IPBC2 for a three-wire load (using the stationary $\alpha\beta$ frame, $M = 0.3$, $R_i = 15 \Omega$, $K_v = 0.8 \Omega^{-1}$): (a) dynamic resistive load, (b) rectifier RC_1 load, (c) rectifier RC_2 load.

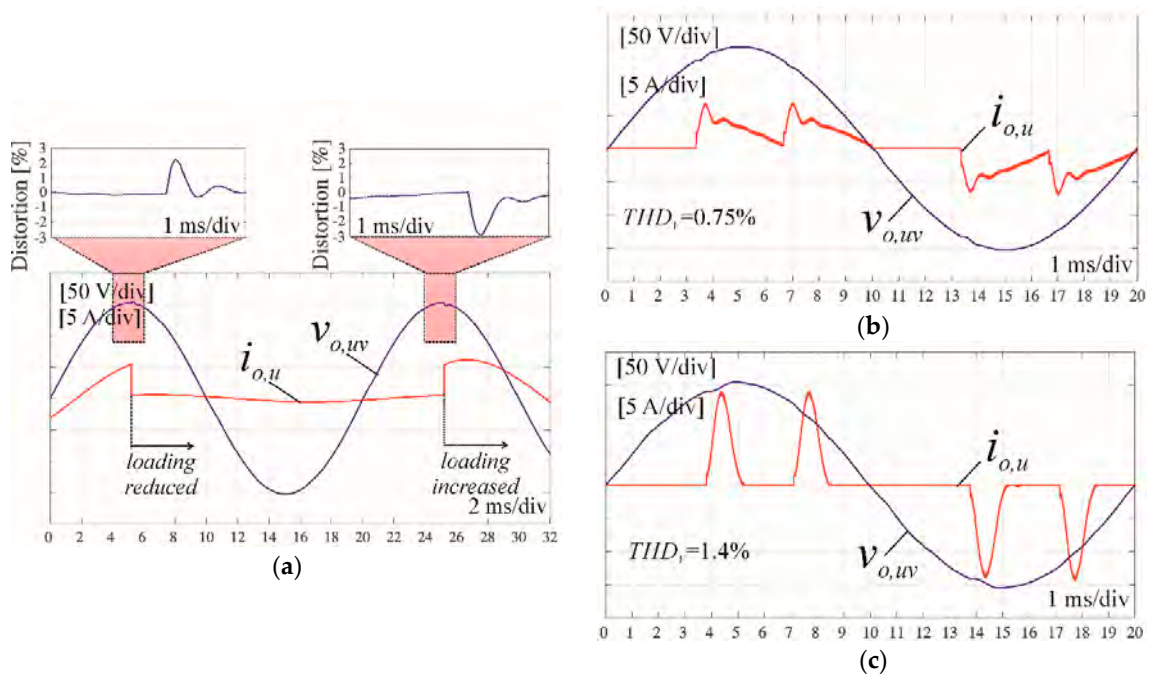


Figure 9. Simulations of the three-phase inverter with IDA-PBC (using the rotating dq frame, $M = 0.3$, $R_i = 10 \Omega$, $K_v = 2 \Omega^{-1}$): (a) dynamic resistive load, (b) rectifier RC_1 load, (c) rectifier RC_2 load.

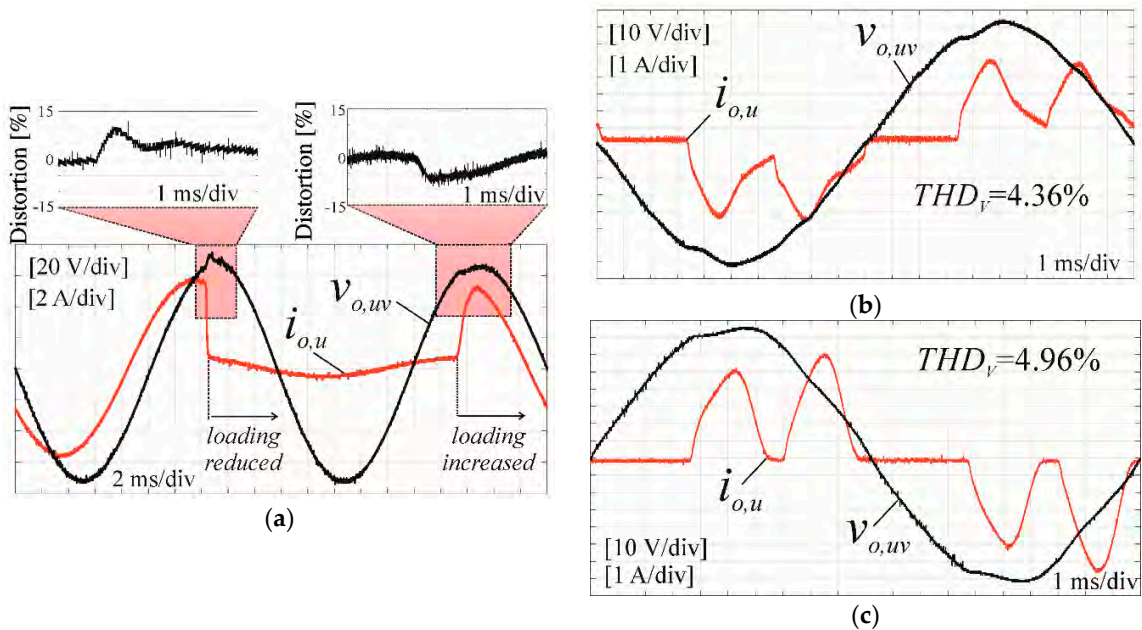


Figure 10. Measurements of the three-phase experimental inverter with IDA-PBC for a three-wire load (using the rotating dq frame, $M = 0.3$, $R_i = 18$, $K_v = 0.5$): (a) dynamic resistive load, (b) rectifier RC_1 load, (c) rectifier RC_2 load.

The presented simulations and measurements (Table 2) show that using different versions of PBC, the overshoot or undershoot for the step load was reduced in the experimental model from $\pm 30\%$ to $\pm 5\text{--}\pm 10\%$ and the THD_V was decreased from 10% to about 4–5% (in the simulations to 1%). The reasons for the different results of the simulations and measurements are discussed in the results. Both control systems, IPBC2 and IDA-PBC, gave similar results.

Table 2. Results of the simulations and the measurements of the inverter experimental model.

	R_i (Ω)	K_v (Ω^{-1})	$THD_V RC_1$	$THD_V RC_2$	Overshoot Load Decrease	Undershoot Load Increase
No feedback simulation	—	—	9.5%	9.1%	+23%	−20%
No feedback inverter	—	—	9.6%	10%	+32%	−28%
IPBC2 simulation	10	2	0.76%	1.2%	+4.5%	−5.5%
IPBC2 inverter	15	0.8	4.36%	5.46%	+7%	−4%
IDA-PBC simulation	10	2	0.75%	1.4%	+2.2%	−3%
IDA-PBC inverter	18	0.5	3.93%	4.96%	+10%	−7%

6. Results

6.1. Modulation Index Choice

The most important problem is the limitation of the input/output range of the modulator signals (Figures 3 and 4c,d). This is one reason for the greater distortions of the output voltage in the experimental inverter than in the simulations. An excessive increase of the controller gains causes the saturation of the control signal and oscillations of the output voltage (the imaginary part of the roots of the characteristic equation of the closed loop system increases with the gain, Figure 3). Therefore, one of the most important problems in inverter control is maintaining a sufficient range for the possible changes in the input voltage of a PWM modulator. For a lower M modulation index, this range increases. However, using a very low value, e.g., $M = 0.3$, is not permissible for actual inverters. The compromise between the high (close to the unity) modulation index M that is used in actual inverters and the low M that enables a sufficient control dynamic depending on the value of the inductors in the output filter is required.

6.2. Controller Gains Adjustment

To design the control (IPBC2) of an inverter (Figure 11), we should test the output voltage for the selected nonlinear rectifier RC load for the assigned M modulation index and for the wide spectrum of gains $R_i > 0$ and $K_v \geq 0$ and measure the THD_V coefficient. For low values of these parameters, we will receive high values of THD_V . We should increase R_i and K_v (the exemplary values are in Table 2). For $K_v > 0$, at first the THD_V coefficient decreases, it reaches the minimum, and then it increases. After crossing the minimum of THD_V , the oscillations will appear in the output voltage and the control signal can become saturated. Close to the minimum of the THD_V coefficient, we can designate the values of the parameters R_i and K_v (separately for the simulation and the experimental model) to avoid output voltage oscillations and the control signal waveform saturation (Figure 3, Figure 4, and Figure 11). A lower value of the gain K_v in the experimental inverter was selected (Figure 4) than in the simulation (Figure 11) because there are output voltage and current scaling factors in the experimental inverter that can change the effective gain.

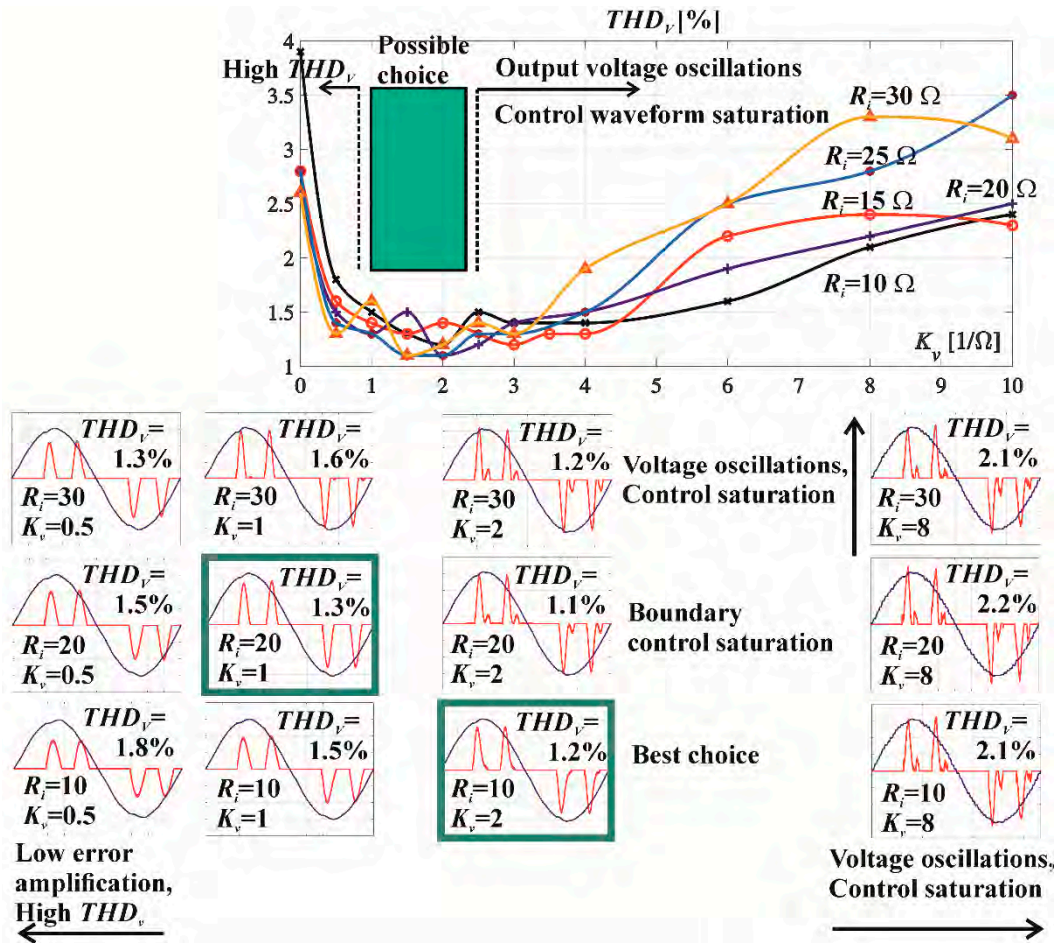


Figure 11. The selection of the acceptable parameters R_i and K_v (IPBC2) based on the analysis of the THD_v of the output inverter line-to-line voltage $v_{o,uv}$ (blue) and the line current $i_{o,u}$ (red) for the nonlinear rectifier RC_2 load—the simulation.

6.3. Differences Between Results of the Simulation and the Experimental Inverter Measurements

The simulation results were better than the experimental inverter (Figure 12) measurements (lower overshoot and undershoot, lower THD_v of the output voltage for the rectifier RC load in IPBC2 and IDA-PBC controls), possibly because the selected scaling factors of the voltages and currents were imperfect. The saturation of the control signal had different levels in the simulations and in the experimental model; we always had a problem with the value of the modulation index versus the inductance of the filter coil (Equation (3)), which can inhibit the effective reduction of the output voltage distortions. The simulated voltages had higher amplitude than those in the experimental model and the ripple voltage in the simulations can cause a lower effect of THD_v (THD_v was lower for the simulations). The actual parameters of components of an inverter output filter in the operation point can be different from the nominal values [36,38], which can increase the differences between the simulations and theory.

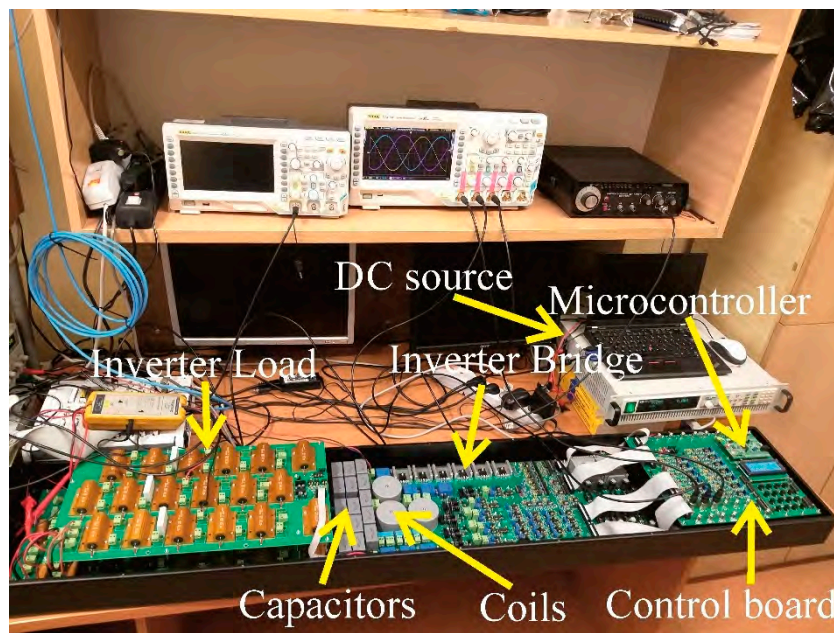


Figure 12. Experimental model.

6.4. Advantages of the Control in the Stationary Frame

Both IPBC2 and IDA-PBC that are described are based on the same state equations of the inverter. IPBC2 is described in the stationary $\alpha\beta$ frame and the control laws in α and β axes are fully decoupled. This idea can easily be implemented in single-phase inverters, e.g., for efficiently decreasing the output voltage distortions of the Z-Source inverter [39]. The stationary $\alpha\beta$ frame can be transformed to the rotating dq frame that implements the interconnections from one axis to the other. The idea of IDA-PBC control is simply to remove them. IDA-PBC requires many more calculations for the Park transformation but its constant reference values are its advantage. The results of using both control systems in a VSI are the same. Therefore, it is better to use the easier calculations in IPBC2 without the Park transformation.

6.5. The Steady-State Error Reduction

It seems that the control laws of IDA-PBC and IPBC2 do not include any direct integration of the output voltage error, which is a rather PD-like control of the output voltage. However, the control law considers the filter inductor current, which depends on integrating the voltage on the inductor, and thus indirectly on the inverter output voltage. In the classic PBC control versions that are presented in [22], there is no direct control of the output voltage at all. The output impedance of the inverter with the open control loop (without the transformer increasing voltage) is rather low. It can be calculated from the measurements that are presented in Figure 6a. In Figure 10a, the steady-state error in the inverter with IDA-PBC is close to zero.

7. Discussion

The presented PBC control has been widely presented in the literature [13–18,22,24,35]. The paper shows that simple calculations without decoupling in the three-phase control in the $\alpha\beta$ frame result in similar distortions of the inverter output voltage as the control in the dq frame that requires more calculations and additional decoupling [27]. The paper focuses on the fact that quality of the inverter output voltage for the standard loads depends on parameters such as the modulation index [32], the saturation of the control signal, and taking in account the delay of the control system, the values of the output filter parameters, and their variability [36,38]. The paper presents the idea of initially adjusting the parameters (using simulations) of the improved PBC controller. Further research should

enable the analytic calculations of the parameters of the PBC controller. This is important because the improved (with the direct control of the inverter output voltage) PBC seems to be perfect for systems that convert energy such as e.g., inverters.

8. Conclusions

The output filter parameters can be initially calculated to achieve a low output voltage ripple in a steady state operation. However, the capacitance should be increased due to the output voltage increase during a switching period in cases where the load current decreases steeply and all of the inductor current flows through the filter capacitor. It was shown that both control systems, IPBC2 (using the stationary $\alpha\beta$ frame) and IDA–PBC (using the rotating dq frame), resulted in a similar decrease in the distortions in the three-phase inverter output voltage. Therefore, for a constant frequency of the reference waveform, it is better to use IPBC2 without the Park and reverse Park transformations. The demands concerning the microprocessor that controls the system are lower when we use a stationary frame. The real quality of the output voltage depends on the maximum range of the PWM driver control signals. Lower M modulation indices result in better control results because it is possible to omit the controller saturation for the less restricted range of controller gains. However, this approach cannot be used in commercial designs where the modulation index is close to unity to fully utilize the input DC power source. The other restriction of the control results is that too large a value of the inductance in the output filter makes the current changes slower than required. It is clear that the product $M_{max}L_{fe}$ should be limited. The simulations that were necessary before experimental tests have a significant disadvantage—they do not solve the problem of voltage and current measurement scaling. Moreover, the scaling coefficients are as important as the gains in the control law. The paper shows an easy way to adjust the controller gains (Figures 3 and 11). These gains in IPBC2 had a wide margin of tolerance.

Author Contributions: Conceptualization, Z.R. and K.B.; methodology, Z.R. and K.B.; software, Z.R.; validation, Z.R., K.B. and Ł.D.; formal analysis, Z.R., K.B., Ł.D. and P.D.; investigation, Z.R. and K.B.; resources, Z.R. and K.B.; Writing—Original draft preparation, Z.R.; Writing—Review and editing, Z.R., K.B., Ł.D. and P.D.; visualization, Z.R. and P.D.; supervision, Z.R.; project administration, Z.R. and K.B.; funding acquisition, Z.R., K.B. and Ł.D.

Funding: This research was partially supported by the Polish Ministry of Science and Higher Education funding for statutory activities. Authors were supported by the Polish National Centre for Research and Development, grant no. TANGO3/427467/NCBR/2019.

Acknowledgments: The calculations were performed using the IT infrastructure that was funded by the GeCONil project (POIG.02.03.01-24-099/13).

Conflicts of Interest: The authors declare no conflict of interest.

References

1. Ben-Brahim, L.; Yokoyama, T.; Kawamura, A. Digital control for UPS inverters. In Proceedings of the Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Singapore, 17–20 November 2003; pp. 1252–1257.
2. Kawamura, A.; Yokoyama, T. Comparison of five different approaches for real time digital feedback control of PWM inverters. In Proceedings of the IEEE Industry Applied Society Annual Meeting, Seattle, WA, USA, 7–12 October 1990; pp. 1005–1011.
3. Luo, F.L.; Ye, H.; Rashid, M. *Digital Power Electronics and Applications*; Elsevier Academic Press: San Diego, CA, USA, 2010.
4. Rech, C.; Pinheiro, H.; Grudling, H.A.; Hey, H.L.; Pinheiro, J.R. Comparison of Digital Control Techniques with Repetitive Integral Action for Low Cost PWM Inverters. *IEEE Trans. Power Electron.* **2003**, *18*, 401–410. [[CrossRef](#)]
5. Sangwongwanich, A.; Abdelhakim, A.; Yangand, Y.; Zhou, K. Control of Single-Phase and Three-Phase DC/AC Converters. In *Control of Power Electronic Converters and Systems*; Blaabjerg, F., Ed.; Elsevier Academic Press: London, UK, 2018; Volume 6, pp. 153–172.

6. Zou, Z.X.; Wang, Z.; Cheng, M. Design and analysis of operating strategies for a generalised voltage-source power supply based on internal model principle. *IET Power Electron.* **2014**, *7*, 330–339. [[CrossRef](#)]
7. Gui, Y.; Wei, B.; Li, M.; Guerrero, J.M.; Vasquez, J.C. Passivity-based coordinated control for islanded AC microgrid. *Appl. Energy* **2018**, *229*, 551–561. [[CrossRef](#)]
8. Uninterruptible Power Systems (UPS)—Part 3: Method of Specifying the Performance and Test Requirements. Available online: <https://webstore.iec.ch/publication/6344> (accessed on 10 October 2019).
9. Blachuta, M.; Rymarski, Z.; Bieda, R.; Bernacki, K.; Grygiel, R. Design, Modeling and Simulation of PID Control for DC/AC Inverters. In Proceedings of the 24th International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics, Międzyzdroje, Poland, 26–29 August 2019; pp. 428–433.
10. Manabe, S. Importance of coefficient diagram in polynomial method. In Proceedings of the 42nd IEEE Conference on Decision and Control, Maui, HI, USA, 9–12 December 2003; pp. 3489–3494.
11. Zhao, G.; Miao, G.; Yong, W. Application of Repetitive Control for Aeronautical Static Inverter. In Proceedings of the 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Harbin, China, 23–25 May 2007; pp. 121–125.
12. Rymarski, Z. Design method of single-phase inverters for UPS systems. *Int. J. Electron.* **2009**, *96*, 521–535. [[CrossRef](#)]
13. Ortega, R.; Spong, M.W. Adaptive motion control of rigid robots: A tutorial. *Automatica* **1989**, *25*, 877–888. [[CrossRef](#)]
14. Ortega, R.; Perez, J.A.L.; Nicklasson, P.J.; Sira-Ramirez, H.J.; Sira-Ramirez, H. *Passivity-Based Control of Euler-Lagrange Systems: Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications (Communications and Control Engineering)*; Springer: London, UK, 1998.
15. Ortega, R.; Garcia-Canseco, E. Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control: A Survey. *Eur. J. Control* **2004**, *5*, 432–450. [[CrossRef](#)]
16. Ortega, R.; Garcia-Canseco, E. Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control: Towards a Constructive Procedure—Part I. In Proceedings of the 43rd IEEE Conference on Decision and Control, Nassau, Bahamas, 14–17 December 2004; pp. 3412–3417.
17. Ortega, R.; Espinosa-Perez, G. Passivity-based control with simultaneous energy-shaping and damping injection: The induction motor case study. *IFAC Proc. Vol.* **2005**, *38*, 477–482. [[CrossRef](#)]
18. Torres, M.; Ortega, R. Feedback Linearization, Integrator Backstepping and Passivity-Based Controller Designs: A Comparison Example. In *Perspectives in Control. Theory and Applications*; Normand-Cyrot, D., Ed.; Springer: London, UK, 1998.
19. Wang, W.J.; Chen, J.Y. Compositive adaptive position control of induction motors based on passivity theory. *IEEE Trans. Energy Convers.* **2001**, *16*, 180–185. [[CrossRef](#)]
20. Wang, W.J.; Chen, J.Y. Passivity-based sliding mode position control for induction motor drives. *IEEE Trans. Energy Convers.* **2005**, *20*, 316–321. [[CrossRef](#)]
21. Hill, D.; Zhao, J.; Gregg, R.; Ortega, R. 20 Years of Passivity-Based Control (PBC): Theory and Applications. In Proceedings of the CDC Workshop, Shanghai, China, 15 December 2009; pp. 1–85.
22. Komurcugil, H. Improved passivity-based control method and its robustness analysis for single-phase uninterruptible power supply inverters. *IET Power Electron.* **2015**, *8*, 1558–1570. [[CrossRef](#)]
23. Jie, B.; Lee, P.L. Passivity-based Robust Control. In *Advances in Industrial Control*; Springer: London, UK, 2007; pp. 43–88.
24. Bu, N.; Deng, M.C. Passivity-based robust control for uncertain nonlinear feedback systems. *J. Robot. Mechatron.* **2016**, *28*, 837–841. [[CrossRef](#)]
25. Rymarski, Z.; Bernacki, K.; Dyga, Ł. A control for an unbalanced 3-phase load in UPS systems. *Elektronika Ir Elektrotechnika* **2018**, *24*, 27–31. [[CrossRef](#)]
26. Available online: <https://iris.unicampania.it/handle/11591/178750#XcZk89URXIV> (accessed on 10 October 2019).
27. Serra, F.M.; De Angelo, C.H.; Forchetti, D.G. IDA-PBC control of a DC-AC converter for sinusoidal three-phase voltage generation. *Int. J. Electron.* **2017**, *104*, 93–110. [[CrossRef](#)]
28. Khefifi, N.; Houari, A.; Ait-Ahmed, M.; Machmoum, M.; Ghanes, M. Robust IDA-PBC based Load Voltage Controller for Power Quality Enhancement of Standalone Microgrids. In Proceedings of the IEEE IECON 2018—44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Washington, DC, USA, 21–23 October 2018; pp. 249–254.

29. Meshram, R.V.; Bhagwat, M.; Khade, S.; Wagh, S.R.; Aleksandar, M.; Stankovic, A.M.; Singh, N.M. Port-Controlled Phasor Hamiltonian Modeling and IDA-PBC Control of Solid-State Transformer. *IEEE Trans. Control Syst. Technol.* **2019**, *27*, 161–174. [[CrossRef](#)]
30. Dahono, P.A.; Purwadi, A.; Qamaruzzaman. An LC filter design method for single-phase PWM inverters. In Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive System, Singapore, 21–24 February 1995; pp. 571–576.
31. Rymarski, Z. The discrete model of power stage of the voltage source inverter for UPS. *Int. J. Electron.* **2001**, *98*, 1291–1304. [[CrossRef](#)]
32. Rymarski, Z. The analysis of output voltage distortion minimization in the 3-phase VSI for the nonlinear rectifier $R_O C_O$ load. *Przełąd Elektrotechniczny (Electr. Rev.)* **2009**, *85*, 127–132.
33. Chattopadhyay, S.; Mitra, M.; Sengupta, S. *Electric Power Quality*; Springer: Dordrecht, The Netherlands, 2013.
34. Akagi, H.; Watanabe, E.H.; Aredes, M. *Instantaneous Power Theory and Application to Power Conditioning*, In *IEEE Press Series on Power Engineering*; Willey-Interscience, Willey and Sons, Inc.: Hoboken, NJ, USA, 2007.
35. Wang, Z.; Goldsmith, P. Modified energy-balancing-based control for the tracking problem. *IET Control Theory Appl.* **2008**, *2*, 310–312. [[CrossRef](#)]
36. Rymarski, Z. Measuring the real parameters of single-phase voltage source inverters for UPS systems. *Int. J. Electron.* **2017**, *104*, 1020–1033. [[CrossRef](#)]
37. 2019 Iron Powder Products Catalog. Available online: <https://micrometals.com> (accessed on 24 September 2019).
38. Bernacki, K.; Rymarski, Z.; Dyga, Ł. Selecting the coil core powder material for the output filter of a voltage source inverter. *IET Electron.* **2017**, *53*, 1068–1069. [[CrossRef](#)]
39. Rymarski, Z.; Bernacki, K.; Dyga, Ł. Decreasing the single phase inverter output voltage distortions caused by impedance networks. *IEEE Trans. Ind. Appl.* **2019**. [[CrossRef](#)]



© 2019 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

Article

Controlled Energy Flow in Z-Source Inverters

Zbigniew Rymarski , Krzysztof Bernacki *  and Łukasz Dyga 

Department of Electronics, Electrical Engineering and Microelectronics, Faculty of Automatic Control, Electronics and Computer Science, Silesian University of Technology, Akademicka 16, 44-100 Gliwice, Poland; zbigniew.rymarski@polsl.pl (Z.R.); lukasz.dyga@polsl.pl (Ł.D.)

* Correspondence: krzysztof.bernacki@polsl.pl

Abstract: This paper proposes a method to reduce the output voltage distortions in voltage source inverters (VSI) working with impedance networks. The three main reasons for the voltage distortions include a discontinuous current in the coils of the impedance network, the double output frequency harmonics in the VSI's voltage output caused by insufficient capacitance in the impedance network, and voltage drops on the bridge switches during the shoot-through time. The first of these distortions can be reduced by increasing the current of the impedance network when the output VSI current is low. This method requires storing energy in the battery connected to the DC link of the VSI during the “non-shoot through” time. Furthermore, this solution can also be used when the Z-source inverter works with a photovoltaic cell to help it attain a maximum power point. The Z-source inverter is essentially a voltage source inverter with the Z-source in the input. In this paper, the theory behind basic impedance networks of Z-source and quasi-Z-source (qZ-source) is investigated where simulations of the presented solutions and experimental verification of the results are also presented.

Keywords: impedance network; Z-source; quasi-Z-source; voltage source inverter; voltage distortions

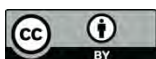


Citation: Rymarski, Z.; Bernacki, K.; Dyga, Ł. Controlled Energy Flow in Z-Source Inverters. *Energies* **2021**, *14*, 7272. <https://doi.org/10.3390/en14217272>

Academic Editors: Sheldon Williamson and Andrei Blinov

Received: 6 October 2021
Accepted: 1 November 2021
Published: 3 November 2021

Publisher's Note: MDPI stays neutral with regard to jurisdictional claims in published maps and institutional affiliations.



Copyright: © 2021 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

1. Introduction

The Z-source impedance network was proposed initially by Peng [1]. This type of DC/DC converter was increasing the input DC voltage that is connected to a single-phase or three-phase bridge voltage source inverter (VSI) which switches were used to store energy in the coils of a Z-source. During shoot-through time, energy is stored when both switches in one of the inverter bridge legs are activated. This is only possible only in zero states of the inverter. The modulation index M is restricted to the equation $M = 1 - d_Z$ where $d_Z = T_{ST}/T_s$. The parameters T_{ST} , T_s , and d_Z represent the shoot-through time, switching period of the inverter, and shoot-through time coefficient, respectively.

For a Z-source, it is essential that the shoot-through time, d_Z is less than 0.5. A voltage source inverter with a Z-source is known as the Z-source inverter (ZSI). An impedance network can function simply as a DC/DC converter with one additional switch in its output realizing shoot-through time but without an inverter. The input current of the Z-source is discontinuous (discontinuous input current—DIC) so Peng showed the changed structure of the impedance network [2,3]. When a diode usually connected in series with the input is replaced, this structure is called a qZ-source. As a result of this modification, the new quasi-Z-source inverter (qZSI) structure is characterized by a continuous input current (CIC) which has improved the use of an impedance network in photovoltaic (PV) systems [4]. Various methods of improving impedance networks structures have been developed [5] and a suitable example is the switched inductor Z-source inverter (SLZSI) [6]. The benefit of using these improved converters is a higher boost factor of the input DC voltage than in the qZSI. Other existing impedance network structures include the embedded SLZSI [7], an inductor-capacitor-capacitor-transformer Z-source (LCCTZSI) [8,9], and a cascaded quasi-Z-source (CqZSI) [10]. The two-winding magnetically coupled impedance source (MCIS) impedance network with a continuous input current [11] has a

high boost factor. The impedance network circuit based on three coupled inductors with a delta (Δ) connection is presented in [12] and further developed in [13]. The networks found in references [11] and [12] respectively were functional where an additional switch was used without an inverter. A broad review of the impedance network topologies is presented in [14,15], amongst other newly developed solutions based on impedance networks [16–20]. Additionally, several methods of controlling impedance networks have been considered which can be reviewed in [21,22]. However, the symmetric structure of a Z-source with discontinuous input current due to a diode connected in series (Figure 1), and an asymmetric quasi-Z-source (Figure 2) with maximum boost control is sufficient to show the influence of an impedance network on VSI output voltage distortions and proposed ways of reducing these distortions.

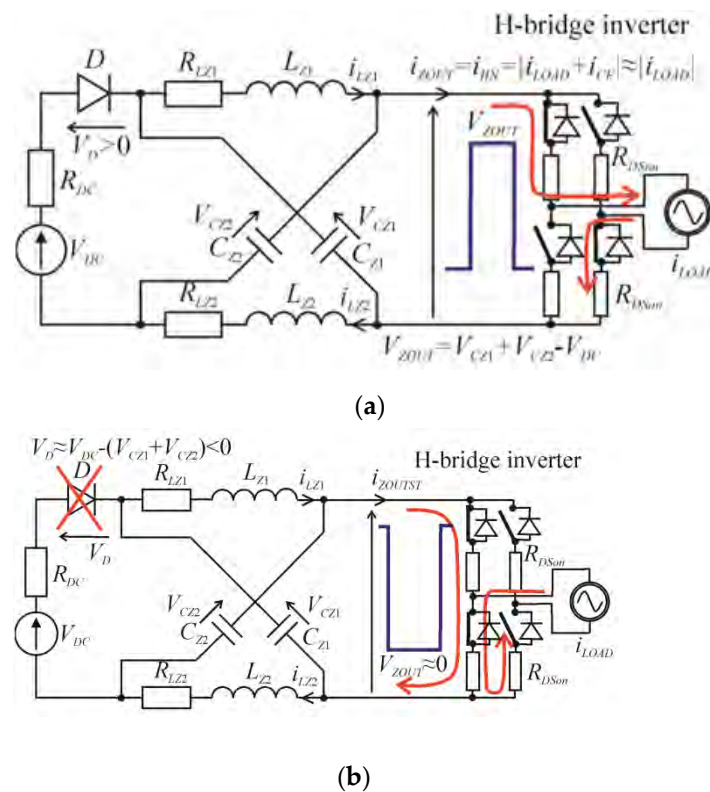


Figure 1. (a) Non-shoot-through state and (b) shoot-through state of the Z-source impedance network with the VSI.

Further investigation of these improved network structures has shown that the power efficiency of these systems including the decreased efficiency of the inverter is lower than the efficiency of basic structures. Owing to this decreased efficiency the real boost factor is also much lower than expected [23]. It is worth mentioning that significant differences in recorded levels of radiated disturbances can be expected depending on the type of impedance network structure used [24]. Unfortunately, additional losses in the switches of the VSI during the shoot-through time are observed when switches are absent in the impedance networks. Comparing the performance of a boost converter [23,25], it can be shown that the VSI with an input synchronous boost converter can have a higher efficiency than the same inverter with an impedance network.

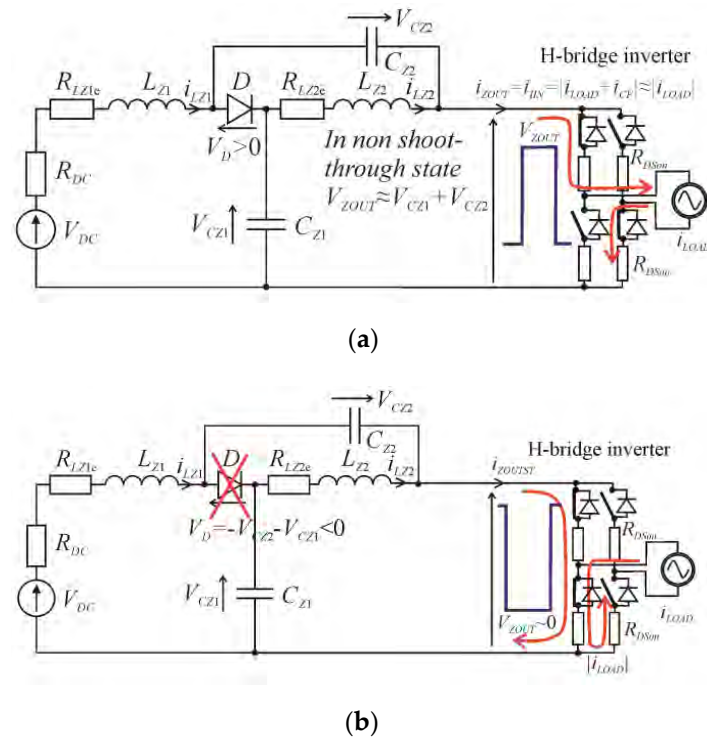


Figure 2. (a) Non-shoot-through state and (b) shoot-through state of the qZ-source impedance network with the VSI.

The basic structures of Z-source and qZ-source impedance networks are utilized today in photovoltaic systems [26]. The main disadvantage of these impedance networks lies in the discontinuous current mode (DCM) where the current in the inductors is equal to zero for a time period during T_s where there is a low load of the VSI and a low d_Z coefficient. This is the main reason for the VSI output voltage distortions as shown in Figure 3a,b. By calculating a sufficiently large inductance of the coils [23,27,28] and selecting an appropriate magnetic material [29] for the lowest load while assuming the value of d_Z , the current in the coils should not decrease to zero. During operation, it cannot be guaranteed that the load current will be nominal. Thus, the additional current taken from the impedance network is a solution of DCM omitting for a low load current.

Another reason for output distortions is the insufficient capacity of Z-source capacitors. Input current from a VSI bridge is like a “rectified” waveform that is filtered by the LC input network and is approximately the first harmonic of the “rectified” current at 100 Hz. This means that 100 Hz distortion is present in the 50 Hz output waveform as shown in Figure 3c. For the insufficient capacity, the output sinusoidal waveform is left-skewed [23,27]. The third type of VSI output distortions are observed after crossing zero output voltage caused by the additional voltage drops on the switched-on transistors during the shoot-through time (see Figure 3a–c), thus causing oscillations after a change of polarization in the PWM voltage. The impedance network influences the dynamic properties of an entire ZSI [23,27,28] which introduces additional resonant frequencies and the additional damping to the Bode plots of the ZSI. The main objective of this paper is to demonstrate how charging the battery from a DC-link after the impedance network during the non-shoot through times can reduce output distortions caused by the DCM of the impedance network. However, charging a battery with too high a current can lead to distortions of the output voltage after the voltage current is zero crossing and oscillations as the result of the higher voltage drops on the switches during the shoot-through time. Experimental results presented will show how charging the battery for a Z-source decreases the output of total harmonic distortions (THD) even in the case when a sophisticated feedback loop, for example, a passivity-based control (PBC), is used.

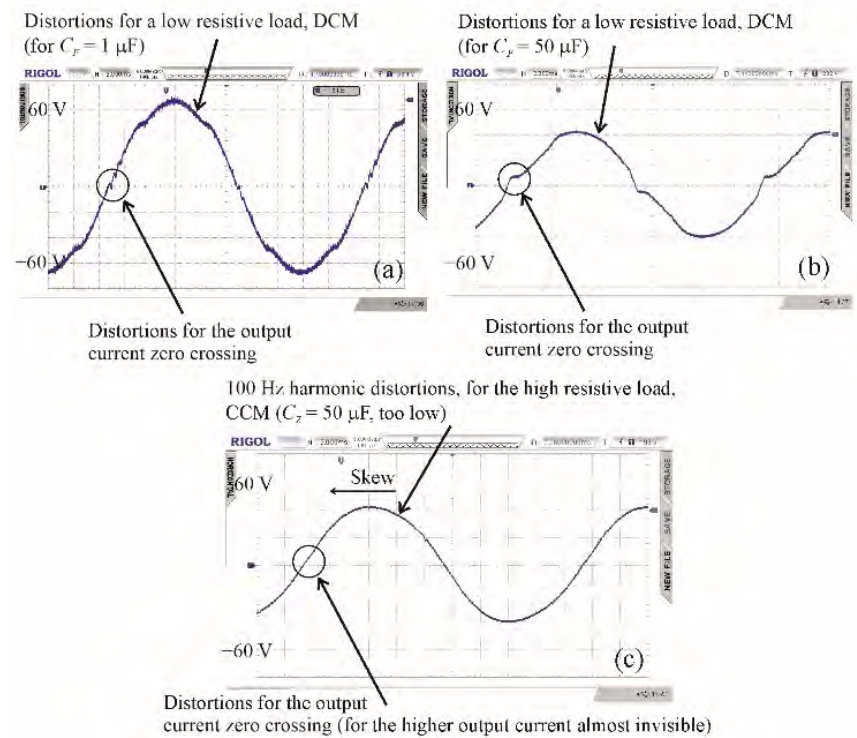


Figure 3. Inverter output voltage distortions, (a) Z-source in DCM using a VSI output filter capacitor $C_F = 1 \mu\text{F}$, (b) Z-source in DCM using a VSI output filter capacitor $C_F = 50 \mu\text{F}$, (c) 100 Hz harmonic distortions with a Z-source capacitor $C_Z = 100 \mu\text{F}$.

Figure 3 presents the different types of output voltage distortions of the ZSI. In Figure 3a,b, the DCM of the Z-source uses a low load current and ZSI output filter capacitors of $C_F = 1 \mu\text{F}$ and $50 \mu\text{F}$ respectively. Figure 3c shows the distortions caused by a 100 Hz current harmonic using a high load current and a Z-source capacitor of $C_Z = 100 \mu\text{F}$.

Section 2 presents the basic structures of impedance networks and calculations of the minimum ZSI output current $I_{OUT_{rmsmin}}$ that ensure their continuous current mode (CCM). In Section 3 the idea of the inverter with the impedance network charging the battery from the DC link (during non-shoot-through time) to keep the impedance network in CCM is presented. The simulations and results of the experimental verification are presented. Section 4 contains the discussion of what kind of previously presented types of ZSI output voltage distortions can be canceled by the controlled charging of the battery. Section 5 presents the final conclusions.

2. Basic Impedance Networks: Z-Source and qZ-Source

The Z-source and qZ-source impedance networks shown in Figures 1 and 2, respectively, can operate in different states. Two basic states were taken into account during analysis and these include the shoot-through and the non-shoot-through states. The non-shoot-through state is depicted in Figures 1a and 2a, while the shoot-through state [23,27,28] is shown in Figures 1b and 2b.

The Z-source has a symmetrical structure where the values of the inductors are equal i.e., $L_{Z1} = L_{Z2}$. Similarly, the values of capacitors are the same, i.e., $C_{Z1} = C_{Z2}$, and the currents in both inductors are the same, i.e., $i_{LZ1} = i_{LZ2}$. In the qZ-source, the currents in both coils are the same and are identical to the Z-source coils currents (neglecting the influence of the different parasitic resistances) if coils have equal inductances.

The amplitude of the VSI output voltage $V_{OUT_{max}}$ for the ZSI and qZSI is defined in Equation (1) as

$$V_{OUT_{max}} = \eta k'_V M V_{DC} = \eta \frac{M}{1 - 2d_Z} V_{DC} \quad (1)$$

where η is the efficiency, V_{DC} is the input voltage, M is the VSI modulation coefficient, and k_V' is the DC voltage boost factor of the impedance network without power losses [23,27,28].

It is assumed that the capacitance C_Z in the Z-source and qZ-source networks are sufficiently high. The average voltage on the capacitors of the Z-source and the C_{Z2} capacitor of the qZ-source are identical to the average voltage V_{LZav} on the inductors [23,27,28] given in Equation (2) as follows:

$$V_{LZ1av} = V_{LZ2av} = V_{LZ} = \frac{1 - d_Z}{1 - 2d_Z} V_{DC} \quad (2)$$

The input power P_{IN} and output power P_{OUT} of the VSI connected to the impedance networks for a Z-source or qZ-source can be calculated using Equations (3)–(5):

$$P_{IN} = V_{DC} I_{DCav} = V_{DC} I_{LZav} \quad (3)$$

$$P_{OUT} = V_{OUTrms} I_{OUTrms} = \eta P_{IN} \quad (4)$$

$$P_{OUT} = \frac{1}{\sqrt{2}} \eta \frac{M}{1 - 2d_Z} V_{DC} I_{OUTrms} = \eta V_{DC} I_{LZav} \quad (5)$$

where I_{LZav} is a single inductor current averaged over the fundamental period T_m .

For the simplest case of the resistive ZSI load, R_{LOAD} the output power can be defined Equation (6) as

$$P_{OUT} = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \eta \frac{M}{1 - 2d_Z} V_{DC} \right)^2 \frac{1}{R_{LOAD}} = \eta V_{DC} I_{LZav} \quad (6)$$

And the average inductor current I_{LZav} for the root mean square (rms) value of the inverter output current I_{OUTrms} is given Equation (7) as

$$I_{LZav} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{M}{1 - 2d_Z} I_{OUTrms} \quad (7)$$

The i_{LZ} inductor current illustrated in Figure 4a comprises three components. These components are the average current I_{LZav} , the current i_{LZ2fm} which is averaged in the T_s switching period, and the triangle component $i_{LZ\Delta}$ of the inductor current. The current i_{LZ2fm} has the double fundamental frequency caused by the envelope of the input current of the VSI bridge in the non-shoot-through time while the triangle component inductor current $i_{LZ\Delta}$ is caused by storing energy in the coil during the shoot-through time and recovering energy in the rest of the switching period (in CCM). A plot of the VSI input current is displayed in Figure 4b.

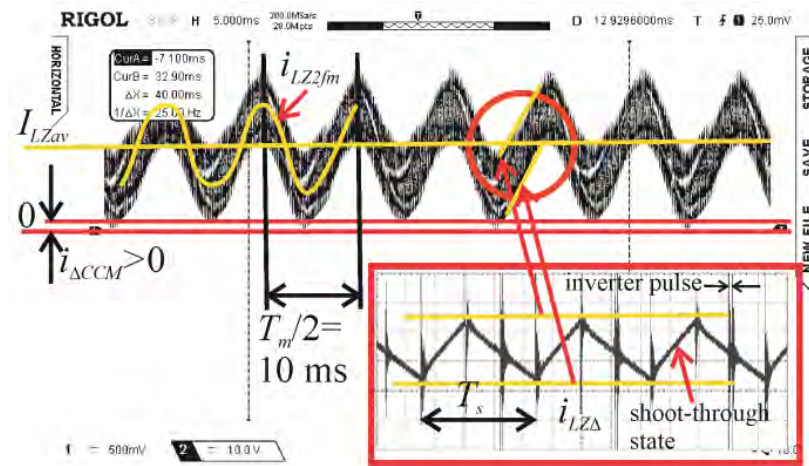
The inductor current i_{LZ} is defined in Equation (8) as

$$i_{LZ}(t) = I_{LZav} + i_{LZ2fm}(t) + i_{LZ\Delta}(t) \quad (8)$$

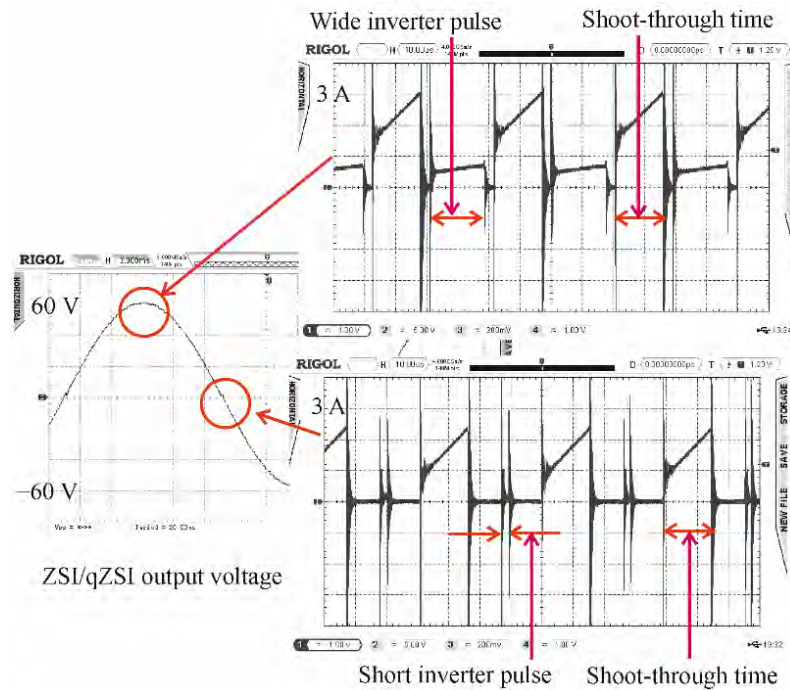
Figure 4 shows plots of a Z-source or qZ-source impedance network coil current and an inverter input current including shoot-through current pulses for cases of maximum and close to zero crossing of the inverter output voltage (in CCM).

This most important harmonic component $2f_m$ of the VSI bridge input current flows through the $L_Z C_Z$ circuit of the impedance network as shown in Equation (9). It is assumed that all power losses are within the impedance network including the power losses on the VSI switches during the shoot-through time.

$$i_{LZ2fm}(abs(i_{LOAD}(t))) = \frac{4}{3\pi} \sqrt{2} I_{OUTrms} \cos(4\pi f_m t) \left| \frac{1}{1 - (4\pi f_m)^2 L_Z C_Z} \right| \quad (9)$$



(a)



(b)

Figure 4. A Z-source or qZ-source impedance network (a) coil current and (b) the VSI input current including shoot-through current pulses (that do not supply inverter) in the case of wide (for the maximum of the output inverter voltage) and short (close to zero crossing of the output inverter voltage) inverter PWM pulses in the CCM.

The triangle component $i_{LZ\Delta}$ of the inductor current i_{LZ} in the CCM is calculated approximately with the assumption that a sufficiently low capacitor voltage ripple ΔV_{CZ} is approximately equal to 0 and V_{CZmax} is nearly equal to V_{CZav} for the shoot-through time. The triangle component $i_{LZ\Delta}$ can thus be expressed in Equation (10) as

$$i_{LZ\Delta}(t) \approx \frac{V_{CZav}}{L_Z} t, i_{LZ\Delta max} = \frac{V_{CZav}}{L_Z} T_{st} = \frac{1}{L_Z} \frac{1-d_Z}{1-2d_Z} V_{DC} d_Z T_s, i_{LZ\Delta max} = \sqrt{2} \frac{1}{L_Z} \frac{1-d_Z}{\eta M} V_{OUTrms} d_Z T_s \quad (10)$$

Consequently, the inductor current can be defined Equation (11) as

$$i_{LZ}(t) = \left[\frac{1}{2} \frac{M}{1-2d_Z} + \frac{4}{3\pi} \sqrt{2} \cos(4\pi f_m t) \right] \frac{1}{1 - (4\pi f_m)^2 L_Z C_Z} I_{OUTrms} + i_{LZ\Delta}(t) \quad (11)$$

The lowest value of the inductor current is calculated Equation (12) as

$$i_{LZmin}(t) = \left[\frac{1}{2} \frac{M}{1-2d_z} - \frac{4\sqrt{2}}{3\pi} \left| \frac{1}{1-(4\pi f_m)^2 L_z C_z} \right| \right] I_{OUTrms} - \frac{1}{2} i_{LZ\Delta max} \quad (12)$$

As shown in Figure 4a, the requirement for CCM is that i_{LZmin} must be greater than 0. This phenomenon is expressed in Equation (13) as

$$\left[\frac{1}{2} \frac{M}{1-2d_z} - \frac{4\sqrt{2}}{3\pi} \left| \frac{1}{1-(4\pi f_m)^2 L_z C_z} \right| \right] I_{OUTrms} - \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{L_z} \frac{1-d_z}{\eta M} V_{OUTrms} d_z T_s > 0 \quad (13)$$

From Figure 5a, the absolute value of load impedance expressed in Equation (14) should be lower in value (but always positive) than the value calculated in Equation (14) for CCM for the assigned parameters: d_z , L_z , and C_z , $M = 1 - d_z$.

$$|Z_{LOAD}| < \frac{\eta M L_z}{(1-d_z) d_z T_s} \left(\frac{M}{\sqrt{2}} \frac{1}{1-2d_z} - \frac{8}{3\pi} \left| \frac{1}{1-(4\pi f_m)^2 L_z C_z} \right| \right) \quad (14)$$

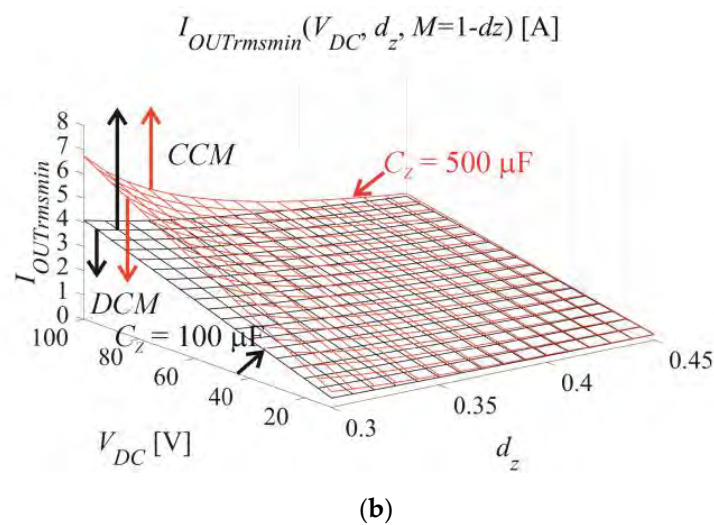
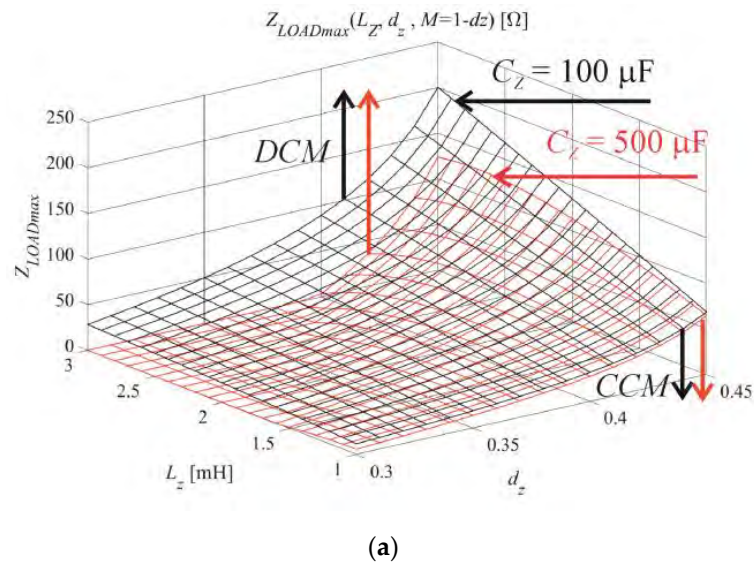


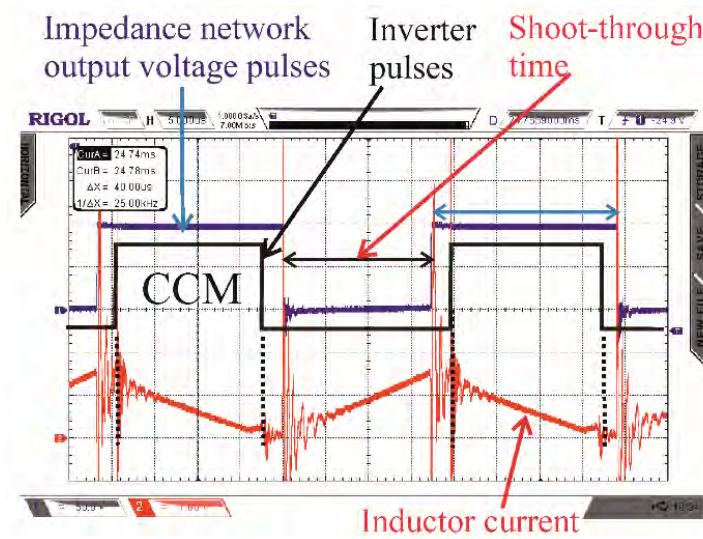
Figure 5. (a) Maximum load impedance, and (b) minimum output current, that keeps the impedance network in the continuous current mode.

As shown in Figure 5b, the minimum output current for CCM is given Equation (15) as

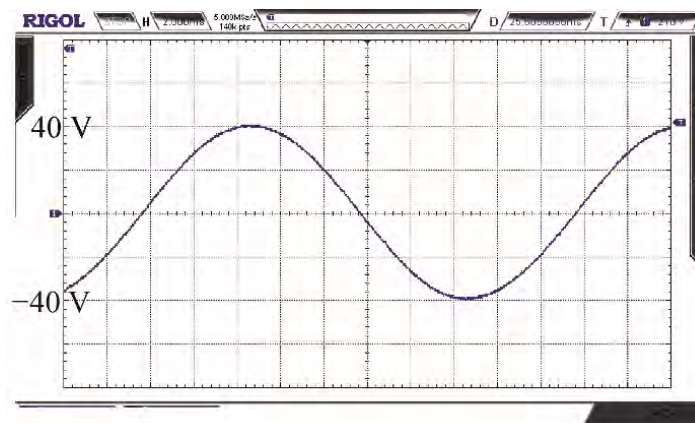
$$I_{OUTrms} > \frac{\frac{1}{ML_Z} \frac{1-d_Z}{1-2d_Z} V_{DC} d_Z T_s}{\frac{1}{1-2d_Z} - \frac{8\sqrt{2}}{M3\pi} \left| \frac{1}{1-(4\pi f_m)^2 L_Z C_Z} \right|} \quad (15)$$

The impedance network (Figure 5b) operates in the CCM for the ZSI load current I_{OUTrms} higher than the value calculated from Equation (15) for assigned $L_Z = 1$ mH and three parameters: V_{DC} , d_Z , and C_Z . The modulation index M has the assigned maximum possible value $M = 1 - d_Z$.

In Figure 6, the continuous current mode is illustrated where the output voltage of the ZSI is undistorted.



(a)



(b)

Figure 6. CCM waveforms of (a) the I_{LZ} coil current, ZSI output voltage, and inverter PWM pulses, and (b) the undistorted inverter output voltage.

Figure 7 presents the DCM where two cases can be distinguished. From this figure, the distortions of the output voltage are small when the output voltage is below the maximum. When the output voltage is closer to the maximum, the distortions are higher, and the output voltage maximum is lower than expected. For the large VSI output capacitor the VSI output and PWM envelope voltages are shifted when the large VSI output capacitor e.g., $C_F = 50$ μ F is used. As shown in Figure 7, the short PWM pulses are undistorted in DCM

while the wide pulses are distorted, and the output voltage is lower. The simulation of a DCM operation using the Z-source is presented in Figure 8 for the third PWM modulation schema [30]. The variables used to obtain the measured plots in Figure 8 are given as: $C_F = 1 \mu\text{F}$, $d_Z = 0.3$, $M = 0.65$, $R_{LOAD} = 1000 \Omega$, 3rd modulation schema.

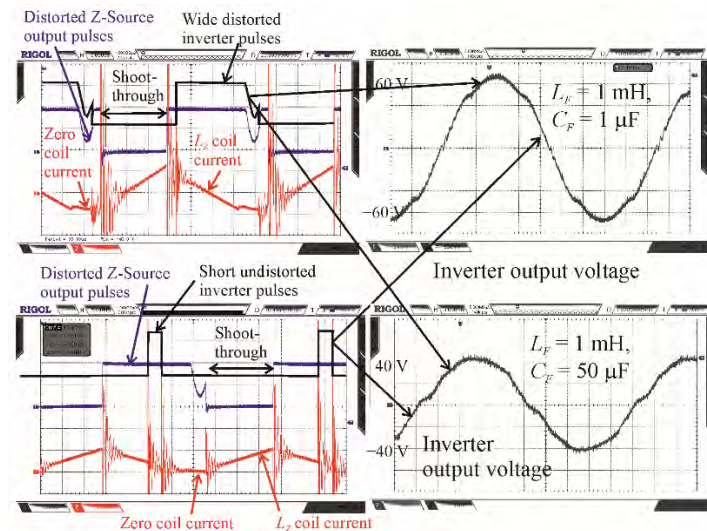


Figure 7. Measured DCM waveforms of the L_Z coil current, ZSI output voltage, and the inverter’s PWM wide and short pulses for $C_F = 1 \mu\text{F}$ and $50 \mu\text{F}$ inverters capacitors.

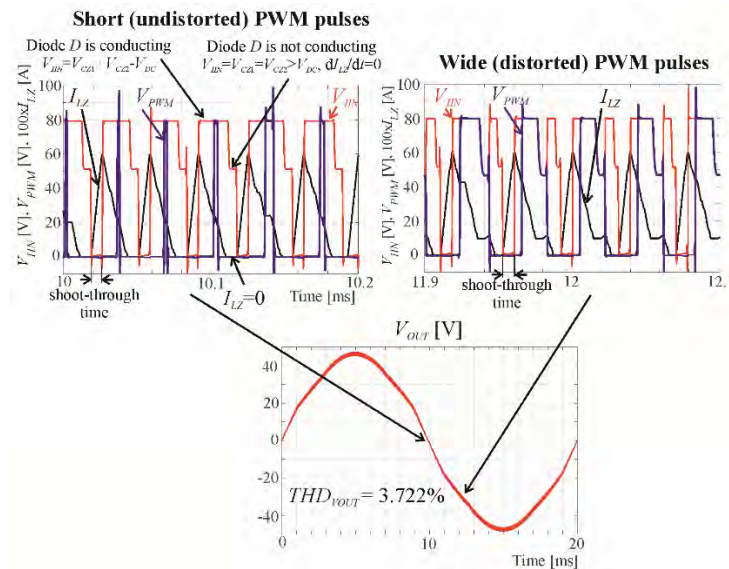


Figure 8. Simulated DCM waveforms for inverter $C_F = 1 \mu\text{F}$, $d_Z = 0.3$, $M = 0.65$, $R_{LOAD} = 1000 \Omega$, 3rd modulation schema.

3. Controlled Energy Flow—Charging the Battery

Similar results of measurement shown in Figure 7 and simulations in Figure 8 demonstrate that further simulations of the controlled energy flow i.e., charging the battery is useful. The basic solution is an efficient multi-input-single-output (MISO) [31] feedback that can decrease total harmonic distortions (THD) [23,27]. In addition, MISO feedback can decrease two other types of output voltage distortions [27]. However, for systems supplied by varying the DC supply voltage, for example, photovoltaic cells, the controlled energy flow to the batteries, which keeps the CCM, can be used. It is recommended that the battery is charged with a current that is a function of the difference between the calculated value of $I_{OUTrmsmin}$ and averaged (10 Hz low pass filter) VSI output current I_{OUTrms} as shown in

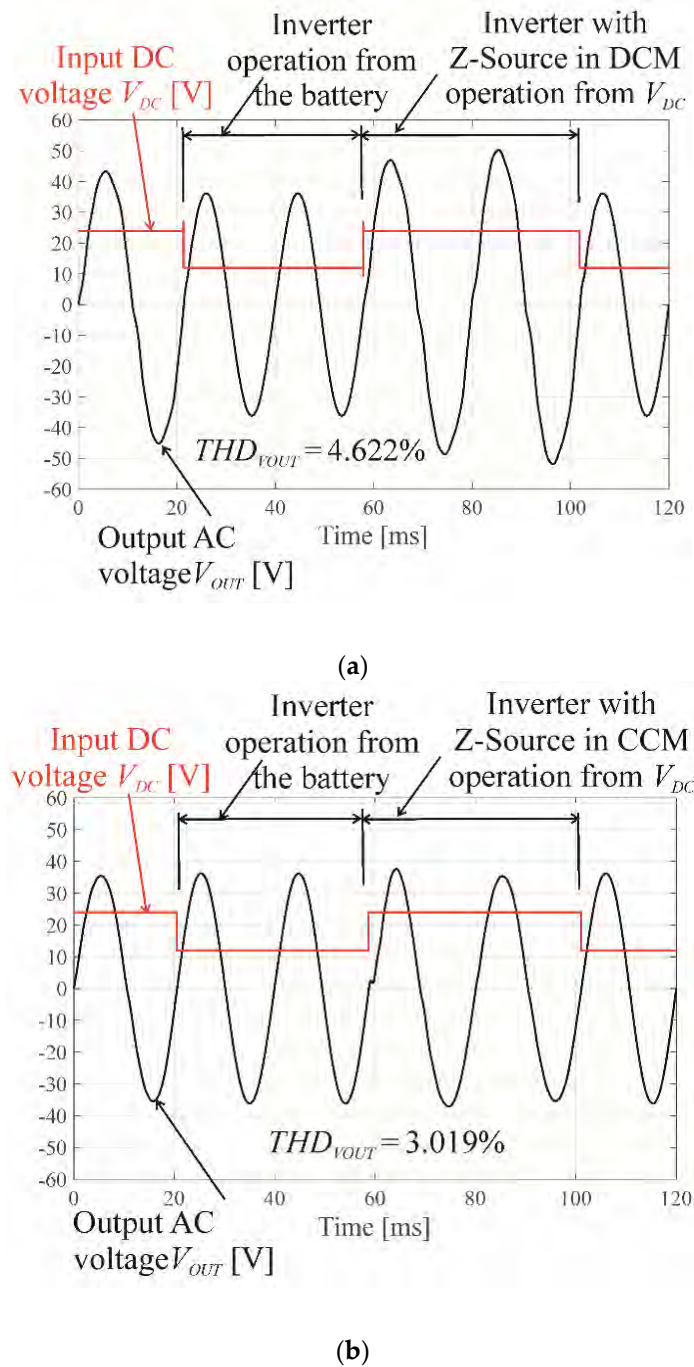


Figure 10. The waveforms of the DC input and AC output voltages of the ZSI switched from a mode of supplying the VSI from Z-source to the mode of supplying VSI from the battery in case of the low input DC voltage, (a) without controlled charging battery for Z-source in the DCM for the low load, and (b) with controlled charging battery for Z-source in CCM.

The presented simulations were verified in an experimental model using a 12 V battery (without discharging the battery) charged from the DC during $d_B T_s$ pulses where ($d_B = 1 - d_Z$) (Figure 12). The feedback loop was the IPBC2 type presented in [27]. For the DCM mode of the Z-source, the output voltage distortions can be reduced by additional loading the impedance network by means of charging the battery from the DC link in the non-shoot through times.

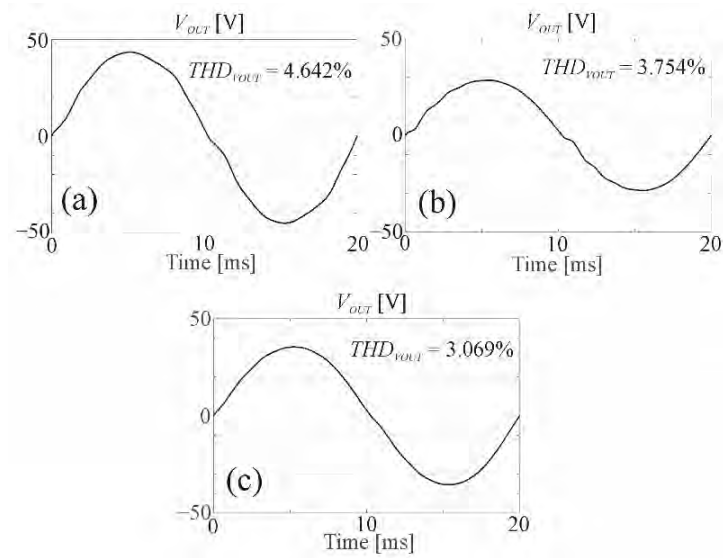
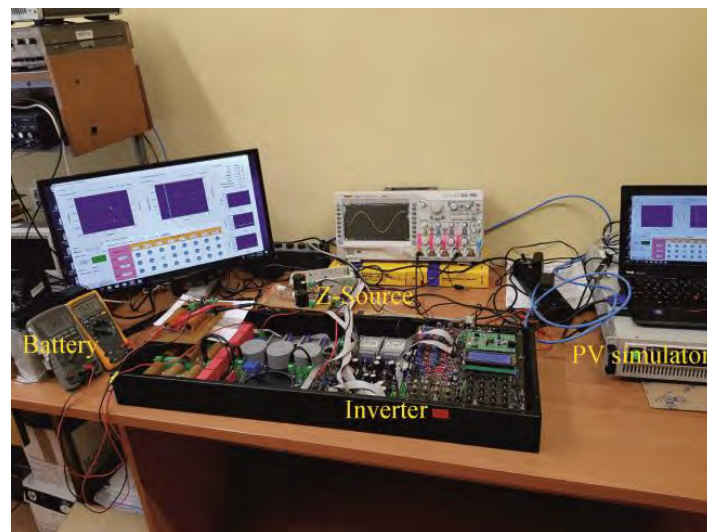
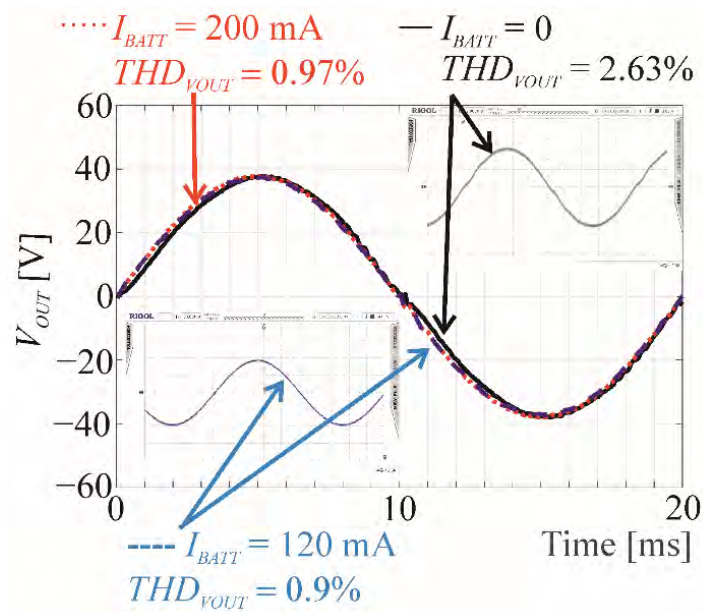


Figure 11. Inverter output voltage (a) without charging battery, (b) the battery charging current directly equal to $f(I_{OUTrmsmin} - I_{OUTrms})$, where f is a Equation (7), and (c) the battery charging with the reduced value of current.



(a)

Figure 12. Cont.



(b)

Figure 12. (a) The inverter experimental set up and (b) inverter output voltage distortions comparison for an IPBC controller where $R_{LOAD} = 2000 \Omega$, RMS battery charging currents: $I_{BATT} = 0$ (DCM of the Z-source), $I_{BATT} = 120 \text{ mA}$ and $I_{BATT} = 200 \text{ mA}$ (CCM of the Z-source), $d_Z = 0.3$, and $d_B = 1 - d_Z$ —battery charging pulses coefficient.

The current source from Figure 9 was simply substituted with resistors. Charging the battery allowed for a substantial reduction of output voltage THD from 2.63% to 0.9% for $I_{BATT} = 120 \text{ mA}$, but THD increased to 0.97% for $I_{BATT} = 200 \text{ mA}$. Further research will be on the use of battery charging current not only to reduce the distortions of the output voltage but also looking for a maximum power point (MPP) when the impedance network is supplied from the photovoltaic cell. The battery charging current can be controlled by the coefficient d_B for the input current of the impedance network would be closer to MPP.

4. Discussion

The presented results of the simulation and measurements of the experimental ZSI proved that charging the battery from the DC link between impedance network and VSI in the non-shoot-through time can seriously decrease the ZSI output voltage distortions keeping the impedance network in the CCM. The controlled energy flow solution is particularly predicted for the case of wide variations of the input DC voltage and variations of the load current. The output voltage distortions are decreased even when a strong feedback loop of the VSI is present. The controlled charging of the battery can help in the maximum power point tracking when the ZSI is supplied from the photovoltaic cell and this is the perspective of the further studies. In [23], three types of VSI output voltage distortions were distinguished. The controlled charging of the battery can cancel one of them but setting too high a value of this current increases the other reason for distortions. Charging the battery from the DC link of the ZSI during the non-shoot-through time was not presented yet, however, another approach to the controlled power flow for qZSI with charging the battery connected parallel to the C_{Z2} capacitor (Figure 2) was presented in [32].

5. Conclusions

In this paper, a technique has been proposed to reduce output voltage distortions in voltage source inverters connected to impedance networks. The proposed method has been validated using simulations and experimentally under different operating conditions. It was discovered that by connecting a rechargeable battery to a DC link placed between

an impedance network and a VSI and employing proper control of the battery charging current during the non-shoot through time, the output voltage distortions in a system with or without feedback can be reduced when a continuous current mode of the impedance network is forced. However, too high a current charging the battery may increase other types of VSI output voltage distortions presented in Figure 11b caused by high voltage drops on the VSI switches during the shoot-through time. Furthermore, the battery charging current can be controlled to increase the impedance network input current to enable the system to reach the maximum power point when the DC source is a photovoltaic cell. The results presented in this paper thus demonstrate that the proposed method is suitable and can be applied in practice to real-time supply systems.

Author Contributions: Conceptualization, Z.R.; methodology, Z.R. and K.B.; software, Z.R.; validation, Z.R., K.B. and Ł.D.; formal analysis, Z.R. and K.B.; investigation, Z.R. and K.B.; resources, Z.R. and K.B.; data curation, Z.R. and K.B.; writing—original draft preparation, Z.R.; writing—review and editing, Z.R. and K.B.; visualization, Z.R.; supervision, Z.R.; project administration, Z.R. and K.B.; funding acquisition, Z.R. and K.B. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

Funding: This work was partly supported by the Polish Ministry of Science and Higher Education funding for statutory activities.

Conflicts of Interest: The authors declare no conflict of interest. The funders had no role in the design of the study; in the collection, analyses, or interpretation of data; in the writing of the manuscript, or in the decision to publish the results.

References

- Peng, F.Z. Z-Source Inverter. *IEEE Trans. Ind. Appl.* **2003**, *39*, 504–510. [[CrossRef](#)]
- Anderson, J.; Peng, F. Four quasi-Z-Source inverters. *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.* **2008**, 2743–2749. [[CrossRef](#)]
- Li, Y.; Peng, F.Z. AC Small Signal Modeling, Analysis and Control of Quasi-Z-Source Converter. In Proceedings of the 2012 IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference—ECCE Asia, Harbin, China, 2–5 June 2012; pp. 1848–1854. [[CrossRef](#)]
- Liu, W.; Yang, Y.; Kerekes, T.; Liivik, E.; Blaabjerg, F. Impedance Network Impact on the Controller Design of the QZSI for PV Applications. In Proceedings of the 2020 IEEE 21st Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Aalborg, Denmark, 9–12 November 2020. [[CrossRef](#)]
- Subhani, N.; Kannan, R.; Mahmud, A.; Blaabjerg, F. Z-source inverter topologies with switched Z-impedance networks: A review. *IET Power Electron.* **2021**, *14*, 727–750. [[CrossRef](#)]
- Zhu, M.; Yu, K.; Luo, F.L. Switched Inductor Z-Source Inverter. *IEEE Trans. Power Electron.* **2010**, *25*, 2150–2158. [[CrossRef](#)]
- Itozakura, H.; Koizumi, H. Embedded Z-Source Inverter with Switched Inductor. In Proceedings of the IECON 2011—37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, VIC, Australia, 7–10 November 2011; pp. 1342–1347. [[CrossRef](#)]
- Adamowicz, M.; Guzinski, J.; Strzelecki, R.; Peng, F.Z.; Abu-Rub, H. High Step-Up Continuous Input Current LCCT-Z-Source Inverters for Fuel Cells. In Proceedings of the Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Phoenix, AZ, USA, 17–22 September 2011; pp. 2276–2282. [[CrossRef](#)]
- Adamowicz, M. LCCT-Z-Source Inverters. In Proceedings of the 10th International Conference on Environment and Electrical Engineering, Rome, Italy, 8–11 May 2011; pp. 1–6. [[CrossRef](#)]
- Vinnikov, D.; Roasto, I.; Strzelecki, R.; Adamowicz, M. Step-Up DC/DC Converters With Cascaded Quasi-Z-Source Network. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2012**, *59*, 3727–3736. [[CrossRef](#)]
- Siwakoti, Y.P.; Blaabjerg, F.; Galigekere, V.P.; Ayachit, A.; Kazimierzczuk, M.K. A-Source Impedance Network. *IEEE Trans. Power Electron.* **2016**, *31*, 8081–8087. [[CrossRef](#)]
- Hakemi, A.; Sanatkar-Chayjani, M.; Monfared, M. Δ -Source Impedance Network. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2017**, *64*, 1–10. [[CrossRef](#)]
- Rezazadeh, H.; Monfared, M.; Nikbahar, A.; Sharifi, S. A family of high voltage gain quasi- Δ -source impedance networks. *IET Power Electron.* **2021**, *14*, 807–820. [[CrossRef](#)]
- Siwakoti, Y.P.; Peng, F.Z.; Blaabjerg, F.; Loh, P.C.; Town, G.E. Impedance-Source Networks for Electric Power Conversion Part I: A Topological Review. *IEEE Trans. Power Electron.* **2015**, *30*, 699–716. [[CrossRef](#)]
- Reddivari, R.; Jena, D. A Correlative Investigation of Impedance Source Networks: A Comprehensive Review. *IETE Tech. Rev.* **2021**, *38*, 1–34. [[CrossRef](#)]
- Ghasimi, S.; Eshkevari, A.L.; Mosallanejad, A. A high-gain Π -source hybrid single-phase multilevel inverter for photovoltaic application. *IET Power Electron.* **2021**, *14*, 106–119. [[CrossRef](#)]

17. Kumar, A.; Bao, D.; Beig, A.R. Comparative Analysis of Extended SC-qSBI with EB-QZSI and EB/ASN-QZSI. *IEEE Access* **2021**, *9*, 61539–61547. [[CrossRef](#)]
18. Zhao, P.; Wang, J.; Hao, H.; Wang, U. Y-Source Two-Stage Matrix Converter and Its Modulation Strategy. *IEEE Access* **2020**, *8*, 214282–214292. [[CrossRef](#)]
19. Yuan, J.; Mostaan, A.; Yang, Y.; Siwakoti, Y.P.; Blaabjerg, F. A Modified Y-Source DC–DC Converter With High Voltage-Gains and Low Switch Stresses. *IEEE Trans. Power Electron.* **2020**, *35*, 7716–7720. [[CrossRef](#)]
20. Gayen, P.K. An enhanced high-boost active-switched quasi Z-Source inverter having shorter range of shoot-through duty ratio for solar energy conversion applications. *AEU—Int. J. Electron. Commun.* **2021**, *137*, 153822. [[CrossRef](#)]
21. Siwakoti, Y.P.; Peng, F.Z.; Blaabjerg, F.; Loh, P.C.; Town, G.E.; Yang, S. Impedance-Source Networks for Electric Power Conversion Part II: Review of Control and Modulation Techniques. *IEEE Trans. Power Electron.* **2015**, *30*, 1887–1906. [[CrossRef](#)]
22. Abdelhakim, A.; Blaabjerg, F.; Mattavelli, P. Modulation Schemes of the Three-Phase Impedance Source Inverters—Part I: Classification and Review. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2018**, *65*, 6309–6320. [[CrossRef](#)]
23. Rymarski, Z.; Bernacki, K. Drawbacks of impedance networks. *Int. J. Circuit Theory Appl.* **2018**, *46*, 612–628. [[CrossRef](#)]
24. Bernacki, K.; Rymarski, Z. Electromagnetic Compatibility of Impedance Source Inverters. *Elektron. Elektrotechnika* **2017**, *23*, 55–63. [[CrossRef](#)]
25. Hufman, B. Efficiency and Power Characteristics of Switching Regulator Circuits. *Linear Technol. Appl. Note* **1991**, *46*, 1–28.
26. Ge, B.; Abu-Rub, H.; Peng, F.Z.; Lei, Q.; Almeida, A.T.; Ferreira, F.J.T.E.; Sun, D.; Liu, Y. An Energy-Stored Quasi-Z-Source Inverter for Application to Photovoltaic Power System. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2013**, *60*, 4468–4481. [[CrossRef](#)]
27. Rymarski, Z.; Bernacki, K.; Dyga, Ł. Decreasing the single phase inverter output voltage distortions caused by impedance networks. *IEEE Trans. Ind. Appl.* **2019**, *55*, 7586–7594. [[CrossRef](#)]
28. Rymarski, Z.; Bernacki, K. Influence of Z-Source output impedance on dynamic properties of single-phase voltage source inverters for uninterrupted power supply. *IET Power Electron.* **2014**, *7*, 1978–1988. [[CrossRef](#)]
29. Bernacki, K.; Rymarski, Z.; Dyga, Ł. Selecting the coil core powder material for the output filter of a voltage source inverter. *Electron. Lett.* **2017**, *53*, 1068–1069. [[CrossRef](#)]
30. Bernacki, K.; Rymarski, Z. Electromagnetic compatibility of voltage source inverters for uninterruptible power supply system depending on the pulse-width modulation scheme. *IET Power Electron.* **2015**, *8*, 1026–1034. [[CrossRef](#)]
31. Astrom, K.J.; Wittenmark, B. *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*, 3rd ed.; Dover Publications Inc.: Mineola, NY, USA, 2011; ISBN 9780486486130.
32. Sun, D.; Ge, B.; Peng, F.Z.; Abu Rub, H.; de Almeida, A.T. Power flow control for quasi-Z source inverter with battery based PV power generation system. In Proceedings of the 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Phoenix, AZ, USA, 17–22 September 2011; pp. 1051–1056. [[CrossRef](#)]

Decreasing the Single-Phase Inverter Output Voltage Distortions Caused by Impedance Networks

Zbigniew Rymarski , Krzysztof Bernacki , *Member, IEEE*, and Łukasz Dyga 

Abstract—This article presents the possibility of decreasing the inverter output voltage distortions that are caused by the typical distortions in the output voltage pulses of an impedance network using the qZ-source as an example. DC sources, such as photovoltaic cells with the qZ-source, increase the dc voltage; an impedance network operates in the continuous current mode and the discontinuous current mode (DCM). Both of these, but particularly DCM, implement the characteristic distortions to the impedance network output pulses, which results in the distortions in the inverter output voltage. It is possible to decrease these distortions in a passive way (increasing the capacitors of the network) or by using an efficient instantaneous controller of the inverter output voltage. Two controllers—a single-input single-output PID controller and a multi-input single-output improved passivity-based controller—were compared using the experimental model voltage source inverter with the input qZ-source.

Index Terms—Continuous current mode (CCM), discontinuous current mode (DCM), impedance network, passivity-based controller (PBC), PID controller, pulsewidth modulation (PWM) inverters, total harmonic distortion.

I. INTRODUCTION

THE Z-source and qZ-source—the first impedance networks that can work with the voltage source inverters (VSI)—are relatively new designs (see [1] and [2]). They are used to increase the input dc voltage of inverters. Their main advantage is the lack of dedicated switches—they use inverter switches in the zero states of the inverter in which the energy is stored in the L_Z coils of the impedance networks. Such an operation demands longer inverter zero states, which means a lower modulation index of the inverter and, as a result, a relative decrease in the inverter output voltage. The lack of dedicated switches does not result in a higher efficiency than in the case of the boost converters [3]. There are many new solutions for the impedance networks (see

[4] and [15]). Theoretically, these improved networks increase the dc voltage to a higher degree than the basic Z-source and qZ-source. This is not quite true [3] because the larger number of components increases the power losses and the actual dc voltage boost factor is much lower for higher load currents than is initially calculated. All impedance networks cause additional distortions in the inverter output voltage. The most important reason is the discontinuous current mode (DCM) of networks and the shortening of their output voltage pulses during non-shoot-through states [3]. The second reason is C_Z network capacitors that are not large enough, which results in a second harmonic in the output voltage [3]. The third reason is that the shoot-through currents, which flow through the switching transistors of the inverter bridge, distort the output sinusoidal voltage to close to the zero of the inverter output current. The output impedance of networks has an impact on the dynamic properties of the whole inverter by inserting two additional resonant frequencies and additional damping (see [3] and [16]). Only a few authors have described how to select the values for the impedance network components (see [3], [16], and [17]). Approaches using the impedance networks in the maximum power point tracking (MPPT) operation of the photovoltaic (PV) module (see [18]–[21]) have been presented in recent years. The qZ-source is the network that is used most often because it operates in the continuous input current (CIC) mode and is quite efficient [3]. That is why the main goal of this article is to present the possibilities of reducing the inverter output distortions that are typical for the impedance networks for all of their operational modes using the traditional single input single output (SISO) and modern multiple input single-output (MISO) controllers.

The comparison of three approaches will be presented for the given values of the impedance network capacitors using a traditional SISO PID controller (see [22] and [23]) with the difference control law, the modern passivity-based controller (PBC) (see [24]–[31]), and the simple increasing network capacitors C_Z . All of these approaches and their combinations, which were checked in an experimental model (see Fig. 1), will be discussed.

II. DESIGN FUNDAMENTALS OF THE QZ-SOURCE

A basic impedance qZ-source network with a CIC, which was described in 2008 [2], is presented in Fig. 2(a).

Fig. 2(b) shows the shoot-through state when the diode is not connecting and the energy flows from the capacitors to the inductors. Fig. 2(c) shows the non-shoot-through state during which the energy is transferred from the inductors to the inverter bridge

Manuscript received January 17, 2019; revised June 5, 2019; accepted August 1, 2019. Date of publication August 13, 2019; date of current version November 7, 2019. Paper 2018-HPC-1325.R1, approved for publication in the IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS by the High Performance Power Electronic Converters: Topologies, Control, and Devices of the IEEE Industry Applications Society. This work was supported in part by the Polish Ministry of Science and Higher Education Funding for Statutory Activities. The work of all the authors was supported by the Polish National Centre for Research and Development under Grant TANGO3/427467/NCBR/2019. (Corresponding author: Zbigniew Rymarski.)

The authors are with the Faculty of Automatic Control Electronics and Computer Science, Institute of Electronics, Silesian University of Technology, Gliwice 44-100, Poland (e-mail: zbigniew.rymarski@polsl.pl; krzysztof.bernacki@polsl.pl; lukasz.dyga@polsl.pl).

Color versions of one or more of the figures in this article are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TIA.2019.2935418

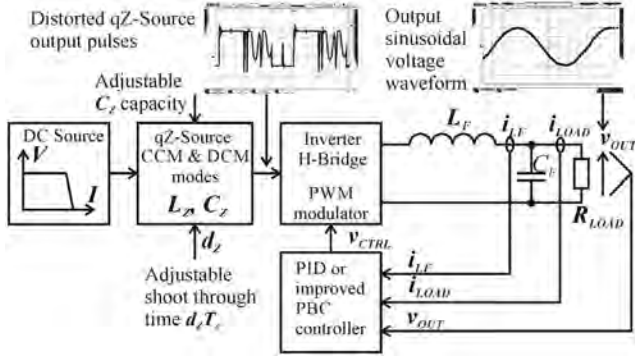


Fig. 1. Tested experimental model.

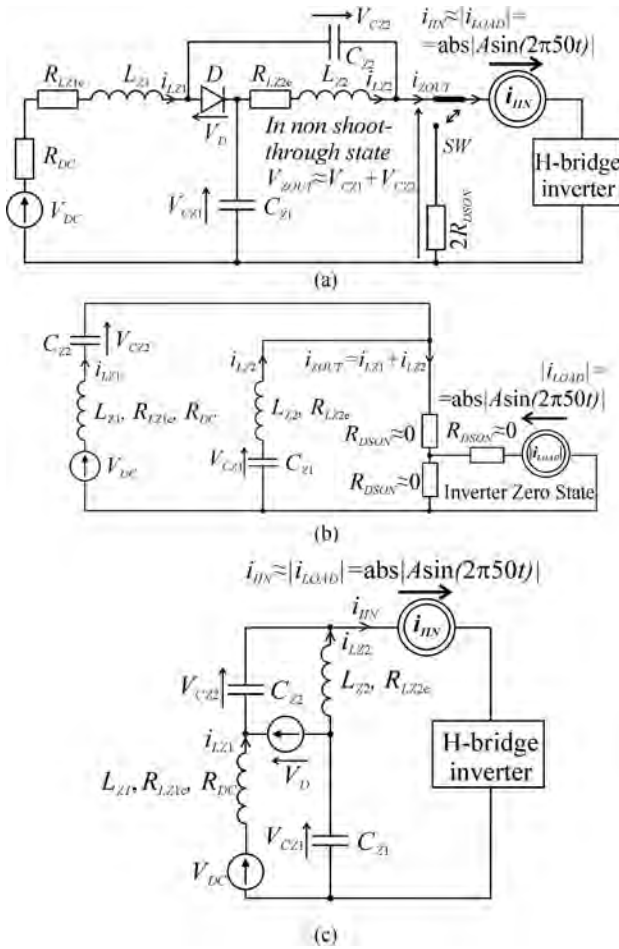


Fig. 2. (a) qZ-source impedance network. (b) Shoot-through state. (c) Non-shoot-through state.

when the bridge is supplied directly from two series-connected capacitors. Although this article presents only the basic control of an impedance network, the constant boost control, all of the conclusions, concern all the types of control presented in [32].

The real boost factor of the qZ-source for the inverter output voltage amplitude V_{OUTmax} for η efficiency, V_{DC} input voltage, inverter modulation coefficient M , and the shoot-through time

$T_{ST} = d_Z T_c$ (T_c is the switching period and d_Z is the shoot-through time coefficient) is described in (1). The dc voltage boost factor with no power losses is B_V .

$$V_{OUTmax} = \eta B_V M V_{DC} = \eta \frac{M}{1 - 2d_Z} V_{DC}. \quad (1)$$

For the qZ-source, the average i_{LZ} inductor current is the same in both inductors L_{Z1}, L_{Z2} if $L_{Z1} = L_{Z2} = L_Z$

$$i_{LZ1} = i_{LZ2} = i_{LZ}. \quad (2)$$

The average voltage on the C_{Z2} capacitor is equal to [4]

$$V_{CZ2} = \frac{1 - d_Z}{1 - 2d_Z} V_{DC}. \quad (3)$$

The average voltage on the C_{Z1} capacitor is

$$V_{CZ1} = \frac{d_Z}{1 - 2d_Z} V_{DC}. \quad (4)$$

The average current I_{LZ1av} (averaged over the fundamental period T_m) of the inductor L_{Z1} can be calculated for the resistive inverter load R_{LOAD} (5). Both inductors average currents are equal $I_{LZ1av} = I_{LZ2av} = I_{LZav}$.

$$\begin{aligned} I_{LZav} = I_{DCav} &= \frac{P_{IN}}{V_{DC}} = \frac{1}{\eta} \frac{P_{OUT}}{V_{DC}} = \frac{1}{\eta} \frac{1}{V_{DC}} \frac{V_{OUTrms}^2}{R_{LOAD}} \\ &= \eta \frac{1}{2} \left(\frac{M}{1 - 2d_Z} \right)^2 \frac{V_{DC}}{R_{LOAD}}. \end{aligned} \quad (5)$$

The inverter input current i_{IN} (averaged in T_c) of an inverter bridge in the non-shoot-through time is equal to the absolute value of the load current $\text{abs}(i_{LOAD})$. In the zero states of the inverter, the continuous load current flows inside the H-bridge. When creating the inductor current equation, we treated the shoot-through current as the current flowing through the additional switch. The first harmonic of the inverter input current $i_{h2fm}(\text{abs}(i_{LOAD}))$ has a $2f_m$ frequency (100 Hz) and i_{LZh2fm} is the second component of the i_{LZ} inductor current (6). This $2f_m$ component of the inverter bridge current flows through the inductors and capacitors.

$$\begin{aligned} i_{LZh2fm}(\text{abs}(i_{LOAD}(t))) &= \frac{4}{3\pi} I_{LOADmax} \cos(4\pi f_m t) \frac{1}{1 + (4\pi f_m)^2 L_Z C_Z} \\ &= \frac{4}{3\pi} \frac{\eta M}{1 - 2d_Z} \frac{V_{DC}}{R_{LOAD}} \cos(4\pi f_m t) \frac{1}{1 + (4\pi f_m)^2 L_Z C_Z}. \end{aligned} \quad (6)$$

The third component of the inductor current is the $i_{LZ\Delta}(t)$ ripple current, which is the result of energy being stored in the inductor during the shoot-through time and the further transfer of this energy to the inverter bridge. The inductor current is the sum of these three components as

$$i_{LZ}(t) = I_{LZav} + i_{LZh2fm}(\text{abs}(i_{LOAD})) + i_{LZ\Delta}(t). \quad (7)$$

The values of the C_{Z1} and C_{Z2} capacitors should be high enough so that the voltages V_{CZ1} and V_{CZ2} can be approximated as $V_{CZ1} \approx V_{CZ1av}$ and $V_{CZ2} \approx V_{CZ2av}$. Thus, there is an approximately constant voltage on the inductor during the T_c

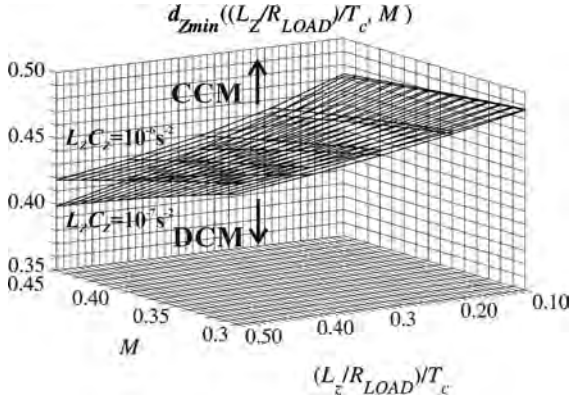


Fig. 3. Relationship between the modulation index M , the ratio $(L_Z/R_{LOAD})/T_c$, and the minimum value of the $d_{Z\min}$ (with parameter $L_Z C_Z$) for which we have the CCM.

period. The increase (approximately equal to the further decrease in one period T_c) in the $I_{LZ\Delta pp}$ peak-to-peak value of the ripple current during the shoot-through time $d_z T_c$ is

$$I_{LZ\Delta pp} \approx \frac{V_{LZ}}{L_Z} T_{ST} \approx \frac{1-d_z}{1-2d_z} \frac{V_{DC}}{L_Z} d_z T_c. \quad (8)$$

Finally, the lowest inductor current from (5)–(8) is equal to

$$I_{LZ\min} = \eta \frac{1}{2} \left(\frac{M}{1-2d_z} \right)^2 \frac{V_{DC}}{R_{LOAD}} - \frac{4}{3\pi} \frac{\eta M}{1-2d_z} \frac{V_{DC}}{R_{LOAD}} \left| \frac{1}{1-(4\pi f_m)^2 L_Z C_Z} \right| - \frac{1}{2} \frac{1-d_z}{1-2d_z} \frac{V_{DC}}{L_Z} d_z T_c. \quad (9)$$

An impedance network operates in the continuous current mode (CCM) for $I_{LZ\min} > 0$. In the DCM, there are time periods during which the inductor current is equal to zero. The minimum value of d_z for a given value of $(L_Z/R_{LOAD})/T_c$ and the modulation index M is the solution of the given equation

$$2d_{Z\min}^3 - 3d_{Z\min}^2 + \left(1 - \eta M \frac{16}{3\pi} \frac{L_Z}{R_{LOAD}} \frac{1}{T_c} \left| \frac{1}{1-(4\pi f_m)^2 L_Z C_Z} \right| \right) d_{Z\min} + \eta M \left(\frac{8}{3\pi} \left| \frac{1}{1-(4\pi f_m)^2 L_Z C_Z} \right| - M \right) \frac{L_Z}{R_{LOAD}} \frac{1}{T_c} = 0. \quad (10)$$

The relationship between the modulation index M , the ratio $(L_Z/R_{LOAD})/T_c$, and the value of the $d_{Z\min}$ for which there is a continuous current flow through the inductors—the CCM—is graphically presented in Fig. 3. For example, for $M = 0.45$, $L_Z = 1$ mH, $R_{LOAD} = 50 \Omega$, $T_c = 39 \mu\text{s}$, $(L_Z/R_{LOAD})/T_c = 0.512$, $C_Z = 100 \mu\text{F}$, the solution of (10) is equal to $d_{Z\min} = 0.3968$. For $C_Z = 1000 \mu\text{F}$ and the same other parameters, $d_{Z\min} = 0.4173$. Therefore, changes in the capacitance C_Z are not so important (see Fig. 3). By solving (10), for the given $d_{Z\min} = 0.4$, $M = 0.45$, $T_c = 1/25600$ s,

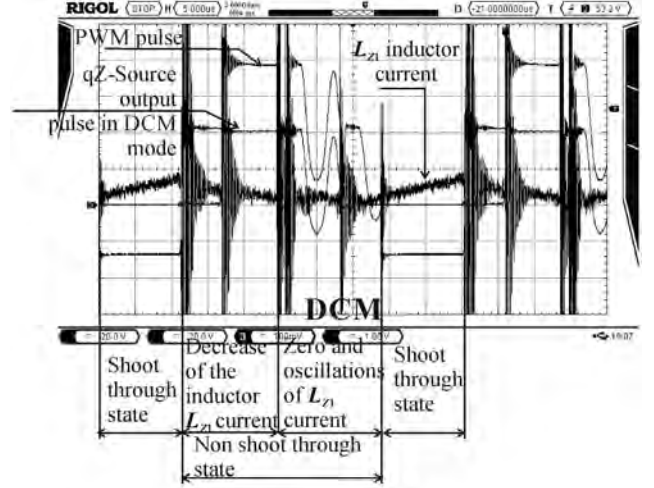


Fig. 4. Wide PWM pulses, the qZ-source output pulses, and the L_{Z1} inductor current waveforms for the DCM ($d_z = 0.2$, $L_Z = 1$ mH, $C_Z = 100 \mu\text{F}$, $L_F = 1$ mH, $C_F = 50 \mu\text{F}$, and $R_{LOAD} = 2000 \Omega$).

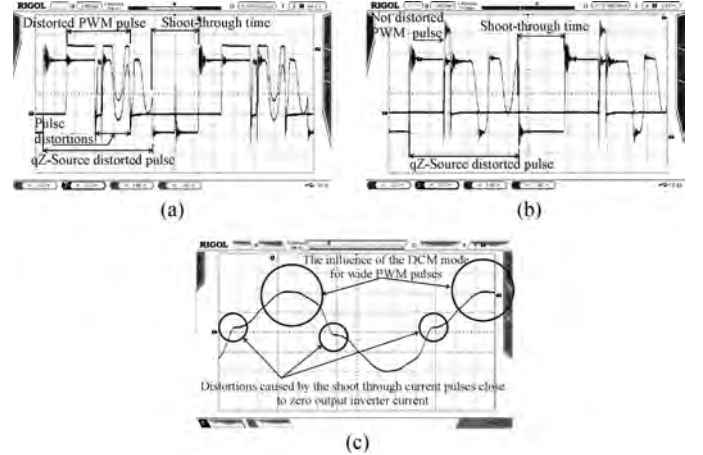


Fig. 5. (a) Case of the wide inverter PWM pulses in which the DCM mode of the qZ-source influences the inverter output voltage. (b) Case of the short inverter PWM pulses in which the DCM mode of the qZ-source does not influence the inverter output voltage. (c) Inverter output voltage for the filter capacitance $C_F = 50 \mu\text{F}$ and the DCM mode of the qZ-source ($d_z = 0.2$, $L_Z = 1$ mH, $C_Z = 100 \mu\text{F}$, and $R_{LOAD} = 2000 \Omega$).

$\eta = 0.8$, $R_{LOAD} = 50 \Omega$, and $C_Z = 100 \mu\text{F}$, we can calculate the minimum value of $L_{Z\min}$ that is required to ensure the CCM. From (10), $L_{Z\min} = 0.95$ mH, neglecting C_Z for the standard parameters of the qZ-source and using the simplified inequality (11) [3], $L_{Z\min} = 0.93$ mH. In all of the examples in this article, $L_Z = 1$ mH.

$$L_{Z\min} \geq \frac{2d_z^3 - 3d_z^2 + d_z}{M + \frac{16}{3\pi} d_z - \frac{8}{3\pi}} \frac{R_{LOAD} T_c}{\eta M}. \quad (11)$$

It can be observed that the DCM influences the output voltage shape only in the part of the fundamental period [see Figs. 4 and 5(a)] when the pulsewidth modulation (PWM) pulses are wide and exceed the “core” of the qZ-source output voltage pulses when the current decreases to zero in the L_Z inductors. When

the transfer of energy during the L_Z inductor current decrease is finished, the inductor current and voltage across the inductor are reduced to zero, but further oscillations of the voltage and current in the $L_Z C_Z$ circuit begin as it can be observed in Fig. 4. This phenomenon causes the PWM pulses (single or double pulses per a switching period T_c depending on the PWM scheme [33], [34]) not to be pure rectangular waveforms and the inverter output sinusoidal voltage is decreased. For the short inverter PWM pulses [see Fig. 5(b)], the oscillations of the qZ-source output voltage pulses do not distort the inverter output voltage. Generally, the inductors in an impedance network should be calculated to grant the CCM for the operating point (10), (11). However, in actual applications when d_z is a variable (e.g., when the dc source is a PV module), it is not possible to avoid the DCM for a low load.

The distortions in the inverter output voltage depend on the inverter filter capacitor C_F . It was calculated [33], [35] that for a single-phase, three-level PWM inverter output filter in which we minimize the sum of the absolute values of the reactive powers in its inductor L_F and capacitor C_F and reduce the highest amplitude of harmonics $h_{n\max}$ to 3% (in the steady state), the filter parameters can be calculated as

$$L_F = \frac{1}{f_c} R_{\text{LOAD}}, \quad C_F = \frac{1}{f_c} \frac{1}{R_{\text{LOAD}}}. \quad (12)$$

For $f_c = 25\,600$ Hz and $R_{\text{LOAD}} = 50\ \Omega$, the approximated values would be $L_F = 2$ mH and $C_F = 1\ \mu\text{F}$. For a dynamic load and a discrete microprocessor control with a T_c delay in the control loop, the L_Z inductor can be treated as the current source. Let us assume a 5 A maximum load current. A decrease in the step load current to zero from the maximum current will theoretically causes a 195 V step increase (until the feedback loop begins to suppress it after T_c). Therefore, it is necessary to increase the capacity C_F to about $50\ \mu\text{F}$ (the value that is typically used in most inverters with an instantaneous control) and L_F can be reduced (to 1 mH). The inverter voltage overshoot will decrease to 3.9 V.

A higher value of the capacitance C_F mutually shifts the output voltage and the inductor current (its absolute value is equal to the input inverter current). The final result is shown in Fig. 5(c). For a low load, the additional voltage drop on the switch serial resistance in the shoot-through state [see Fig. 2(b)] is the reason for the output voltage distortions close to the zero-voltage crossing [see Fig. 5(c)]. However, increasing the output filter capacitance C_F reduces these distortions and oscillations.

The influence of the $2f_m = 100$ Hz component of the inverter input current is important but is rarely presented in [3] and [36]. It causes the characteristic skewed and unsymmetrical waveforms of the inverter output voltage in the CCM [see Fig. 6(a)] or DCM. The simplest solution is to increase the capacitance C_Z [see Fig. 6(b)]. In the experimental model, the THD_{VOUT} of the inverter output voltage was significantly reduced by changing $C_Z = 100\ \mu\text{F}$ to the $C_Z = 430\ \mu\text{F}$ from $\text{THD}_{\text{VOUT}} = 4.3\%$ to $\text{THD}_{\text{VOUT}} = 1.0\%$ in the CCM mode for a pure resistive load. It is possible to calculate (13) the required value of C_Z by analyzing Fig. 2(c). We neglected the parasitic resistances

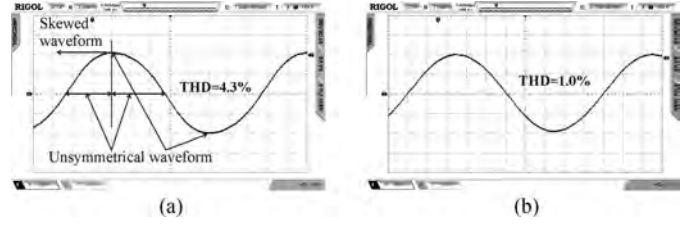


Fig. 6. Reduced influence of the inverter input current for the CCM ($L_Z = 1$ mH, $L_F = 1$ mH, $C_F = 50\ \mu\text{F}$, $d_z = 0.45$, $M = 0.45$, and $R_{\text{LOAD}} = 50\ \Omega$). (a) $\text{THD} = 4.3\%$ for $C_Z = 100\ \mu\text{F}$. (b) $\text{THD} = 1.0\%$ for $C_Z = 430\ \mu\text{F}$.

(equivalent series resistance of the capacitors, the serial resistances of inductors, and the diode dynamic resistance).

$$C_{Z\min} = \frac{2}{3\pi^2} \frac{M}{f_m R_{\text{LOAD}}} \frac{1}{\frac{\Delta v_{\text{ZOUT}}(i_{h2f_m})_{\max}}{V_{\text{ZOUTav}}}} + \frac{1}{(4\pi f_m)^2 L_Z}. \quad (13)$$

For $L_Z = 1$ mH, $M = 0.45$, $f_m = 50$ Hz, $R_{\text{LOAD}} = 50\ \Omega$, and for the assumed $\Delta v_{\text{ZOUT}}/V_{\text{ZOUTav}} = 5\%$, the minimum value was about $C_Z = 2500\ \mu\text{F}$ from (13). While this value is too high in the real world, in our experimental model, $C_Z = 430\ \mu\text{F}$ was a sufficient value to get $\text{THD}_{\text{VOUT}} = 1\%$ of the inverter output voltage [see Fig. 6(b)].

The following sections will discuss how to reduce the distortions in the inverter output voltage by means of control systems—a simple SISO PID and the more sophisticated MISO PBC, which enable the THD_{VOUT} coefficient to be decreased.

III. REDUCING THE INVERTER OUTPUT DISTORTIONS USING SISO PID AND MISO PBC CONTROLLERS

The difference control law of a SISO (only the output voltage is measured and controlled) PID controller (see [22], [23]) is (14) where K is a proportional gain, T_I is an integral time constant, and T_D is a derivative time constant

$$\begin{aligned} v_{\text{CTRL}}(k) &= v_{\text{CTRL}}(k-1) + K \left(1 + \frac{T_D}{T_c} \right) [v_{\text{REF}}(k) - v_{\text{OUT}}(k)] \\ &\quad - K \left(1 + 2\frac{T_D}{T_c} - \frac{T_c}{T_I} \right) [v_{\text{REF}}(k-1) - v_{\text{OUT}}(k-1)] \\ &\quad + K \frac{T_D}{T_c} [v_{\text{REF}}(k-2) - v_{\text{OUT}}(k-2)]. \end{aligned} \quad (14)$$

The Bode plots of the control function K_{CTRL} (including the PWM modulator, the bridge, and the output filter with the resistance load) of the experimental inverter were measured to create a model of the inverter [37]. The qZ-source introduced two resonant frequencies close to the fundamental frequency and additional damping in the Bode plots of K_{CTRL} , more significantly in the DCM mode [3], [16]. The measured characteristics [see Fig. 7(a) and (b)] were approximated using the MATLAB *oe* function and discretized with the *c2d* function with the sampling time T_c . The experimental measurements show that in the analyzed frequency bandpass, we can treat the

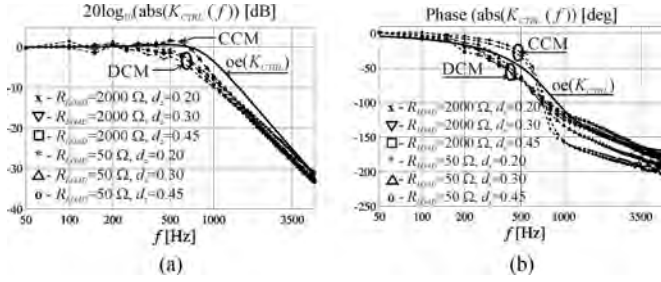


Fig. 7. (a) Magnitude and (b) phase Bode plots of the measured and approximated (*oe*) inverter control function K_{CTR_L} .

rest of the inverter control loop as the delay T_c . Finally, for the inverter parameters: $L_F = 1$ mH, the serial equivalent resistance of the coil $R_{LF} = 1$ Ω , $C_F = 50$ μ F, and $f_c = 25$ 600 Hz; for the qZ-source parameters: $L_Z = 1$ mH, $C_Z = 430$ μ F, and $d_Z = 0.2$ – 0.45 , for the $R_{LOAD} = 50$ – 2000 Ω , we received the approximated open loop transfer function of the inverter equals (15) from the measurements.

$$z^{-1}K_{CTR_L}(z) = \frac{0.01828z + 0.01695}{z^3 - 1.762z^2 + 0.7974z}. \quad (15)$$

The function (15) can be used in MATLAB *sisotool* to designate the coefficients of the control law (14) or they can be calculated using [22]. The coefficient values were initially adjusted during MATLAB/Simulink simulations (for the nonlinear rectifier *RC* load defined by EN 62040-3) and finally adjusted in the experimental model ($K = 2$, $T_D/T_c = 8$, and $T_c/T_I = 0.25$).

The results of the control are presented in Fig. 8. The SISO dual-loop controllers [33], e.g., the PID or coefficient diagram method [38] controller in the inner loop with the possibly flat magnitude Bode plot and a repetitive controller in the outer loop that only damps the harmonics, are more effective SISO control solutions [39].

Different types of the MISO controllers with multiple controller inputs are: the output voltage, the filter inductor current, the output current and the single output: voltage, damp output voltage harmonics and reduce distortions more effectively in the case of the standard loads for the Uninterruptible Power System (EN 62040-3).

A PBC was described by Ortega [24] and then further developed (see [25]–[31]). This type of MISO control is perfectly suited for the power conversion systems, such as VSI. The inverter is presented as an “energy transformation multiport device” (see [5], [31]). The system should be passive (the stored energy is less than the supplied energy). The “injection” of the appropriate damping [28] is the idea behind this control.

We can describe the inverter using state-space equations and treating the load current as an independent disturbance [29]

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} L_F i_{LF} & C_F v_{OUT} \end{bmatrix}^T = \mathbf{P} \begin{bmatrix} i_{LF} & v_{OUT} \end{bmatrix}^T \quad (16)$$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} L_F & 0 \\ 0 & C_F \end{bmatrix}, \quad \mathbf{P}^{-1} = \begin{bmatrix} 1/L_F & 0 \\ 0 & 1/C_F \end{bmatrix}. \quad (17)$$

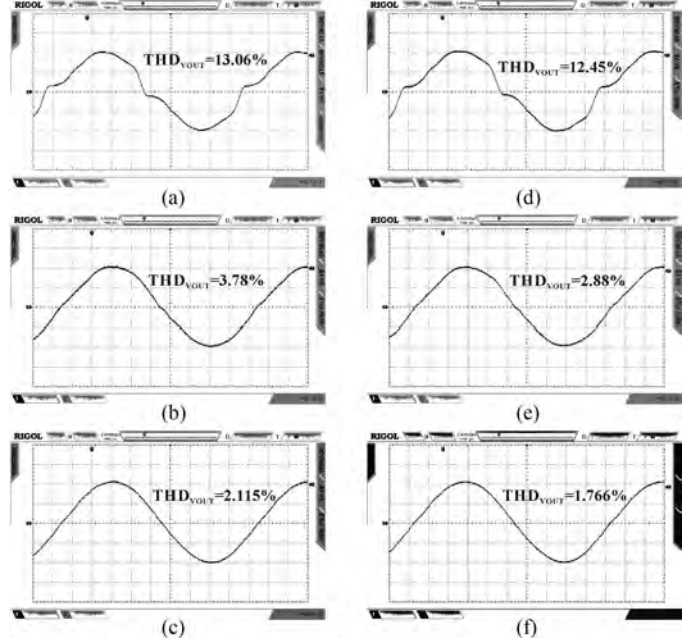


Fig. 8. Output voltage of a VSI with the qZ-source for the DCM, $L_Z = 1$ mH, $L_F = 1$ mH, $C_F = 50$ μ F, $d_Z = 0.2$, $M = 0.45$, and $R_{LOAD} = 2000$ Ω . (a) With no feedback, DCM, and $C_Z = 100$ μ F. (b) With PID, DCM, and $C_Z = 100$ μ F. (c) With IPBC2, DCM, and $C_Z = 100$ μ F. (d) With no feedback, DCM, and $C_Z = 430$ μ F. (e) With PID, DCM, and $C_Z = 430$ μ F. (f) With IPBC2, DCM, and $C_Z = 430$ μ F.

The total energy that is stored in the system is described by the Hamiltonian function $H(x)$

$$H(x) = \frac{1}{2}(L_F i_{LF}^2 + C_F v_{OUT}^2) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{P}^{-1} \mathbf{x} \quad (18)$$

while

$$\begin{bmatrix} i_{LF} & v_{OUT} \end{bmatrix}^T = \mathbf{P}^{-1} \mathbf{x} = \partial H(x) / \partial(x). \quad (19)$$

The inverter filter inductor current and the output voltage [28] can be described by (20) and (21), where m is a control variable and $i_{OUT} = i_{LOAD}$

$$L_F \frac{di_{LF}}{dt} = -R_{LF} i_{LF} - v_{OUT} + m V_{DC} \quad (20)$$

$$C_F \frac{dv_{OUT}}{dt} = i_{LF} - i_{OUT}. \quad (21)$$

Equations (16)–(21) can be presented as a “perturbed port-Hamiltonian model” (22) of the VSI (see [5], [24]–[27], [31])

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= (\mathbf{J} - \mathbf{R}) \mathbf{P}^{-1} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} V_{DC} \\ 0 \end{bmatrix} m + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix} i_{OUT} \\ &= (\mathbf{J} - \mathbf{R}) \frac{\partial H(x)}{\partial(x)} + \begin{bmatrix} V_{DC} \\ 0 \end{bmatrix} m + \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \end{bmatrix} i_{OUT} \end{aligned} \quad (22)$$

where the interconnection matrix \mathbf{J} and the damping matrix \mathbf{R} can be defined as

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_{LF} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (23)$$

The error vector is defined as

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} L_F(i_{LF} - i_{LFref}) \\ C_F(v_{OUT} - v_{OUTref}) \end{bmatrix} = \mathbf{P} \begin{bmatrix} i_{LF} - i_{LFref} \\ v_{OUT} - v_{OUTref} \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\begin{bmatrix} i_{LF} - i_{LFref} \\ v_{OUT} - v_{OUTref} \end{bmatrix} = \mathbf{P}^{-1} \mathbf{e} = \partial H(\mathbf{e}) / \partial \mathbf{e},$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{e}) = \frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{P}^{-1} \mathbf{e} \quad (25)$$

where v_{OUTref} reference, sinusoidal voltage waveform;
 i_{LFref} calculated reference current of the inductor (34).

The equilibrium of the closed-loop system is asymptotically stable [40] and is achieved if $\mathbf{H}(\mathbf{e})$ has the minimum in \mathbf{x}_{ref}

$$\left. \frac{\partial H(\mathbf{e})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_{ref}} = 0, \quad \left. \frac{\partial^2 H(\mathbf{e})}{\partial \mathbf{x}^2} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_{ref}} > 0. \quad (26)$$

The system is passive if the time derivative $\mathbf{H}(\mathbf{e})$ is negative

$$\frac{dH(\mathbf{e})}{dt} < 0. \quad (27)$$

\mathbf{R}_a is the matrix (28) of the injected damping R_i (it is a gain of the current error) and the conductive gain K_v (gain of the voltage error). It is a PBC controller.

$$\mathbf{R}_a = \begin{bmatrix} R_i & 0 \\ 0 & K_v \end{bmatrix}. \quad (28)$$

Therefore, two equations will be obtained: one for the closed-loop system [29] and one for the open-loop system as

$$\dot{\mathbf{e}} = [\mathbf{J} - (\mathbf{R} + \mathbf{R}_a)] \mathbf{P}^{-1} \mathbf{e} \quad (29)$$

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J} - \mathbf{R}] \mathbf{P}^{-1} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} V_{DC} \\ 0 \end{bmatrix} m + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix} i_{OUT}. \quad (30)$$

Equation (30) will be subtracted from (29) to result in

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{e}} - \dot{\mathbf{x}} &= [\mathbf{J} - \mathbf{R}] \mathbf{P}^{-1} (\mathbf{e} - \mathbf{x}) - \mathbf{R}_a \mathbf{P}^{-1} \mathbf{e} \\ &\quad - \begin{bmatrix} V_{DC} \\ 0 \end{bmatrix} m - \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix} i_{OUT}. \end{aligned} \quad (31)$$

The final control law of the PBC will be given as

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{DC} \\ 0 \end{bmatrix} m &= -\mathbf{R}_a \mathbf{P}^{-1} \mathbf{x} - [\mathbf{J} - (\mathbf{R} + \mathbf{R}_a)] \mathbf{P}^{-1} \begin{bmatrix} L_F i_{LFref} \\ C_F v_{OUTref} \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} L_F di_{LFref}/dt \\ C_F dv_{OUTref}/dt \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix} i_{OUT}. \end{aligned} \quad (32)$$

For $v_{CTRL} = mV_{DC}$, the difference control law of a single-phase inverter with a PBC can be presented as

$$\begin{aligned} v_{CTRL}(k) &= -R_i i_{LF}(k) + (R_i + R_{LF}) i_{LFref}(k) \\ &\quad + L_F \frac{i_{LFref}(k) - i_{LFref}(k-1)}{T_c} + v_{OUTref}(k) \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} i_{LFref}(k) &= K_v [v_{OUTref}(k) - v_{OUT}(k)] \\ &\quad + C_F \frac{v_{OUTref}(k) - v_{OUTref}(k-1)}{T_c} + i_{OUT}(k). \end{aligned} \quad (34)$$

The requirement (27) is met according to [29] when the matrix $\mathbf{R} + \mathbf{R}_a$ is positively defined. The higher the values of the PBC controller gains R_i and K_v , the higher the tracking error convergence. The roots $\lambda_{1,2}$ (36) of the characteristic polynomial (35) of a closed-loop system (29) should be located in the left-half of the s -plane and for the positively defined \mathbf{R}_{PBC} , they always will be

$$\begin{aligned} \det\{[\mathbf{J} - (\mathbf{R} + \mathbf{R}_a)] \mathbf{P}^{-1} - \lambda \mathbf{I}\} \\ = \begin{bmatrix} (-R_{LF} - R_i)1/L_F - \lambda & -1/C_F \\ 1/L_F & (-1 - K_v)1/C_F - \lambda \end{bmatrix} = 0 \end{aligned} \quad (35)$$

$$\lambda_{1,2} = \frac{\left\{ \begin{array}{l} -[(R_{LF} + R_i)C_F + L_F K_v] \pm \\ \sqrt{[(R_{LF} + R_i)C_F + L_F K_v]^2 -} \\ -4L_F C_F [1 + (R_{LF} + R_i)K_v]} \end{array} \right\}}{2L_F C_F}. \quad (36)$$

Equations (33) and (34) are similar to those from [28]; however, here, we additionally have the derivative of the output voltage error in the control law.

We have called the control law (33), (34): the improved PBC 2 (IPBC2). The parameters were adjusted according to the advice from [28] in order to increase them from the lowest positive values. The parameters were initially checked in MATLAB simulations for the RC load and then in the experimental model. The controller gains were finally set to $K_v = 0.5$ and $R_i = 4$. The values of the IPBC2 coefficients are flexible. However, values of the $K_v R_i$ product that are too high cause oscillations in the control signal because the imaginary part of the roots $\lambda_{1,2}$ increases. Values of $K_v R_i$ that are too low result in high distortions of the output voltage. Fig. 8(a)–(c) presents the inverter output voltage with the input qZ-source in the DCM with $C_Z = 100 \mu\text{F}$, while Fig. 8(d)–(f) presents the qZ-source in the DCM with $C_Z = 430 \mu\text{F}$, all for the $R_{LOAD} = 2000 \Omega$ resistive load. Fig. 9(a)–(f) presents the complementary waveforms for the CCM. The total harmonic distortions of the output inverter voltage for the DCM of the qZ-source in the input of the inverter are presented in Fig. 10(a) and for the CCM in Fig. 10(b).

We compared the damping of harmonics of the output voltage using the PID and PBC controllers for the case of the DCM: $R_{LOAD} = 2000 \Omega$, $d_z = 0.2$, and $C_Z = 430 \mu\text{F}$. We took into account only harmonics which were higher than 0.5% of the fundamental harmonic for a case without feedback [see Fig. 11(a)–(c)].

The conclusion is that the instantaneous control of the output voltage, SISO-PID, and MISO-IPBC2 result in about 2%–4% of $\text{THD}_{V_{OUT}}$ for the DCM and 2%–3% for the CCM. The MISO-IPBC2 is generally more effective for the more troublesome case of the DCM and for higher harmonics (see Fig. 11). It is

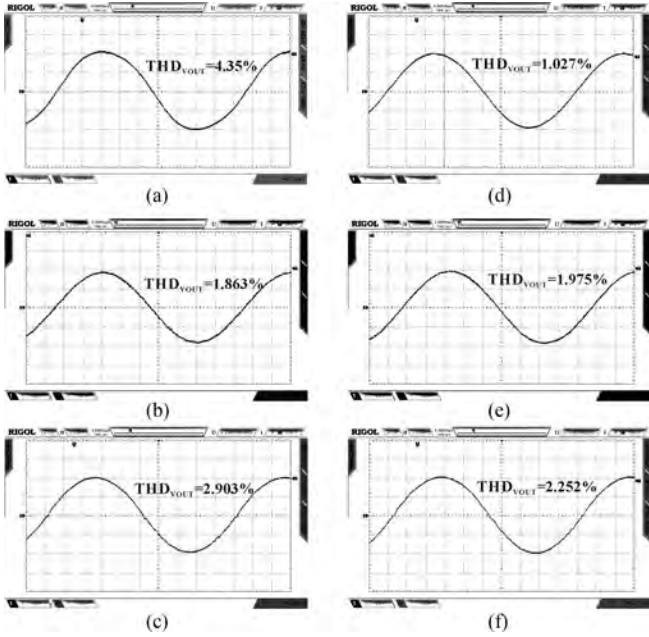


Fig. 9. Output voltage of a VSI with the qZ-source for the CCM, $L_Z = 1$ mH, $L_F = 1$ mH, $C_F = 50$ μ F, $d_z = 0.2$, $M = 0.45$, and $R_{LOAD} = 2000$ Ω . (a) With no feedback, CCM, and $C_Z = 100$ μ F. (b) With PID, CCM, and $C_Z = 100$ μ F. (c) With IPBC2, CCM, and $C_Z = 100$ μ F. (d) With no feedback, CCM, and $C_Z = 430$ μ F. (e) With PID, CCM, and $C_Z = 430$ μ F. (f) With IPBC2, CCM, and $C_Z = 430$ μ F.

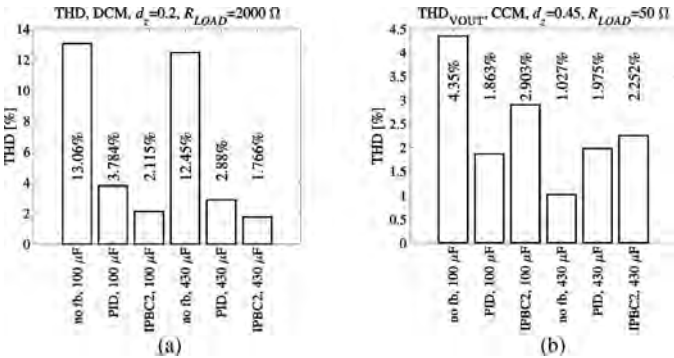


Fig. 10. $THD_{V_{OUT}}$ of the output inverter voltage for (a) DCM and (b) CCM modes for two values of C_Z .

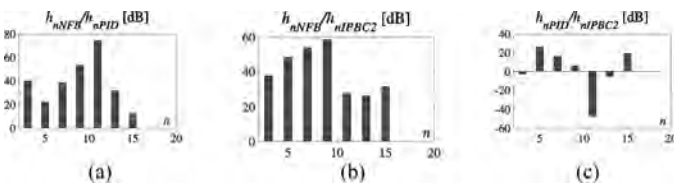


Fig. 11. Damping harmonics in the DCM (NFB—no feedback). (a) Using PID. (b) Using IPBC2. (c) Using the relation of the PID and IPBC2 damping harmonics.

interesting that the best result of 1% was for the CCM with a high value of the C_Z capacitor without any feedback. This is obvious for a static resistant load because any instantaneous control always follows for the reference, which causes small distortions in the output voltage. Both controllers only work

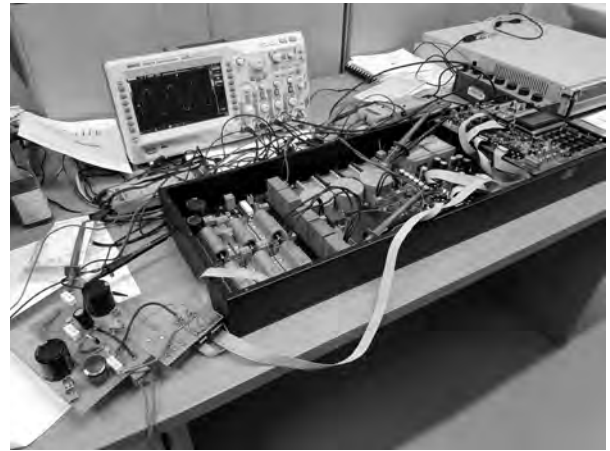


Fig. 12. Experimental inverter with the qZ-source and a microprocessor (STM32F407VG) controller.

in the frequency bandpass of the output filter but the higher harmonics are damped by a filter. The tests (see Fig. 12) were intentionally performed for a simple resistance load, various modes (DCM and CCM) of the input qZ-source and different values of the C_Z capacitor because the goal of the experiments was to show that it is possible to decrease the distortions in the output voltage that are caused by supplying the inverter from the qZ-source using two types of controllers PID and IPBC2. We did not want to discuss the efficiency of the feedback loop operation for different standard loads (e.g., the rectifier RC load).

IV. CONCLUSION

The analysis of the inverter output voltage for an input qZ-source network showed that both a simple SISO-PID and the sophisticated MISO-IPBC2 controllers reduce the distortions in the output voltage in the case of a distortion of the qZ-source output pulses in the DCM mode (comparative measurements for an inverter resistant load). What is more, the increase of the C_Z capacity in the CCM sufficiently reduces the distortions without any control. The distortions in the output voltage in the CCM with the presented feedback loops do not depend on the capacity C_Z . In the DCM, the distortions for the presented feedback loops were slightly dependent on the capacity C_Z . The research was restricted only to a pure resistive load because the main goal of the research was to show how feedback reduces the inverter output voltage distortions, which are strictly the result of its operation with an impedance network (not the load type). The presented investigation proves that it is possible to use an inverter with the qZ-source when the dc voltage source is a PV module and the shoot-through time of the qZ-source changes in the MPPT mode for which the DCM mode of the qZ-source cannot be omitted.

ACKNOWLEDGMENT

The calculations were carried out using the IT infrastructure that was funded by the GeCONiI under Project POIG.02.03.01-24-099/13.

REFERENCES

- [1] F. Z. Peng, "Z-source inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 2, pp. 504–510, Mar./Apr. 2003.
- [2] J. Anderson and F. Z. Peng, "Four quasi-Z-source inverters," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, 2008, pp. 2743–2749.
- [3] Z. Rymarski and K. Bernacki, "Drawbacks of impedance networks," *Int. J. Circuit Theory Appl.*, vol. 46, no. 3, pp. 612–628, 2018.
- [4] L. Yuan and F. Z. Peng, "AC small signal modeling, analysis and control of quasi-z-source converter," in *Proc. IEEE 7th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, Harbin, China, Jun. 2012, pp. 1848–1854.
- [5] Z. Miao, Y. Kun, and L. F. Lin, "Topology analysis of a switched-inductor Z-source inverter," in *Proc. 5th IEEE Conf. Ind. Electron. Appl.*, Jun. 2010, pp. 364–369.
- [6] Z. Miao, Y. Kun, and L. F. Lin, "Switched inductor Z-source inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 8, pp. 2150–2158, Aug. 2010.
- [7] I. Hiroki and K. Hirotsuka, "Embedded Z-source inverter with switched inductor," in *Proc. 37th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, 2011, pp. 1342–1347.
- [8] M. Adamowicz, J. Guzinski, R. Strzelecki, F. Z. Peng, and A.-R. Haitham, "High step-up continuous input current LCCT-Z-source inverters for fuel cells," in *Proc. Energy Convers. Congr. Expo.*, Sep. 2011, pp. 2276–2282.
- [9] M. Adamowicz, "LCCT-Z-source inverters," in *Proc. 10th Int. Conf. Environ. Elect. Eng.*, 2011, pp. 1–6.
- [10] D. Vinnikov, I. Roasto, R. Strzelecki, and M. Adamowicz, "Step-up DC/DC converters with cascaded quasi-Z-source network," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 10, pp. 3727–3736, Oct. 2012.
- [11] Y. P. Siwakoti, F. Blaabjerg, V. P. Galigekere, A. Ayachit, and M. K. Kazmierczuk, "A-source impedance network," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 12, pp. 8081–8087, Dec. 2016.
- [12] A. Hakemi, M. Sanatkar-Chayjani, and M. Monfared, " Δ -source impedance network," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 10, pp. 7842–7851, Oct. 2017.
- [13] D. Vinnikov, I. Roasto, R. Strzelecki, and M. Adamowicz, "CCM and DCM operation analysis of cascaded quasi-Z-source inverter," in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, Gdansk, Poland, 2011, pp. 159–164.
- [14] Y. P. Siwakoti, F. Z. Peng, F. Blaabjerg, P. C. Loh, and G. E. Town, "Impedance-source networks for electric power conversion—Part I: A topological review," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 2, pp. 699–716, Feb. 2015.
- [15] K. Bernacki and Z. Rymarski, "Electromagnetic compatibility of impedance source inverters," *Elektronika ir Elektrotechnika*, vol. 23 no. 3, pp. 55–63, 2017.
- [16] Z. Rymarski and K. Bernacki, "Influence of Z-source output impedance on dynamic properties of single-phase voltage source inverters for uninterrupted power supply," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 8, pp. 1978–1988, Aug. 2014.
- [17] S. Rajakaruna and L. Jayawickrama, "Steady-state analysis and designing impedance network of Z-source inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 7, pp. 2483–2491, Jul. 2010.
- [18] C. Roncero-Clemente, O. Husev, V. Miñambres-Marcos, S. Stepenko, E. Romero-Cadavall, and D. Vinnikov, "Comparison of three MPPT algorithms for three-level neutral-point-clamped qZ-source inverter," in *Proc. Int. Conf. Workshop Compat. Power Electron.*, Ljubljana, Slovenia, Jun. 5–7, 2013, pp. 80–85.
- [19] O. Husev, J. Zakis, D. Vinnikov, and O. Savenko, "Bidirectional operation of the single-phase neutral-point-clamped quasi-Z-source inverter," in *Proc. 14th Biennial Baltic Electron. Conf.*, Tallinn, Estonia, Oct. 6–8, 2014, pp. 221–224.
- [20] S. Kamalakkannan and D. Kirubakaran, "Maximum power point tracking (MPPT) for a PV powered Z-source inverter," *Indian J. Sci. Technol.*, vol. 9, no. 28, pp. 1–8, Jul. 2016.
- [21] N. Saeed, A. Ibrar, and A. Saeed, "A review on industrial applications of Z-source inverter," *J. Power Energy Eng.*, vol. 5, pp. 14–31, 2017.
- [22] K. J. Åström and B. Wittenmark, *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*, 3rd ed. Chelmsford, MA, USA: Courier Corporation, 2011.
- [23] A. Sangwongwanich, A. Abdelhakim, and Y. Yang, "Control of single-phase and three-phase DC/AC converters," in *Control of Power Electronic Converters and Systems*, vol. 1, F. Blaabjerg, Ed. New York, NY, USA: Academic, 2018, ch. 6, pp. 153–173.
- [24] R. Ortega and M. W. Spong, "Adaptive motion control of rigid robots: A tutorial," *Automatica*, vol. 25, no. 6, pp. 877–888, 1989.
- [25] R. Ortega, R. J. A. L. Perez, P. J. Nicklasson, and H. Sira-Ramirez, *Passivity-Based Control of Euler-Lagrange Systems: Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications (Communications and Control Engineering)*. London, U. K.: Springer-Verlag, 1998.
- [26] R. Ortega and E. Garcia-Canseco, "Interconnection and damping assignment passivity-based control: A survey," *Eur. J. Control*, vol. 10, pp. 432–450, 2004.
- [27] R. Ortega and E. Garcia-Canseco, "Interconnection and damping assignment passivity-based control: Towards a constructive procedure—Part I," in *Proc. 43rd IEEE Conf. Decis. Control*, Nassau, Bahamas, Dec. 2004, pp. 3412–3417.
- [28] H. Komurcugil, "Improved passivity-based control method and its robustness analysis for single-phase uninterruptible power supply inverters," *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 8, pp. 1558–1570, Aug. 2015.
- [29] F. M. Serra, C. H. de Angelo, and D. G. Forchetti, "IDA-PBC control of a DC-AC converter for sinusoidal three-phase voltage generation," *Int. J. Electron.*, vol. 104, no. 1, pp. 93–110, 2017.
- [30] Z. Rymarski, K. Bernacki, and Ł. Dyga, "A control for an unbalanced 3-phase load in UPS systems," *Elektronika ir Elektrotechnika*, vol. 24, no. 4, pp. 27–31, 2018.
- [31] D. Hill, J. Zhao, R. Gregg, and R. Ortega, "20 years of passivity-based control (PBC): Theory and applications," in *Proc. CDC Workshop*, Shanghai, China, 2009, pp. 1–85.
- [32] Y. P. Siwakoti, F. Z. Peng, F. Blaabjerg, P. C. Loh, G. E. Town, and S. Yang, "Impedance-source networks for electric power conversion—Part II: Review of control and modulation techniques," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 4, pp. 1887–1906, Apr. 2015.
- [33] Z. Rymarski, "Design method of single-phase inverters for UPS systems," *Int. J. Electron.*, vol. 96, no. 5, pp. 521–535, 2009.
- [34] K. Bernacki and Z. Rymarski, "Electromagnetic compatibility of voltage source inverters for uninterruptible power supply system depending on the pulse-width modulation scheme," *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 6, pp. 1026–1034, Jun. 2015.
- [35] Z. Rymarski, "The discrete model of the power stage of the voltage source inverter for UPS," *Int. J. Electron.*, vol. 98, no. 10, pp. 1291–1304, 2011.
- [36] Z. Rymarski and E. Hryniewicz, "The design approach to the single-phase Z-source inverter," *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 91, pp. 154–157, 2015.
- [37] Z. Rymarski, "Measuring the real parameters of single-phase voltage source inverters for UPS systems," *Int. J. Electron.*, vol. 104, no. 6, pp. 1020–1033, 2017.
- [38] S. Manabe, "Importance of coefficient diagram in polynomial method," in *Proc. 42nd IEEE Conf. Decis. Control*, Dec. 2003, vol. 4, pp. 3489–3494.
- [39] F. L. Luo, H. Ye, and M. Rashid, *Digital Power Electronics and Applications*. New York, NY, USA: Academic, 2006, pp. 317–331.
- [40] Z. Wang and P. Goldsmith, "Modified energy-balancing-based control for the tracking problem," *IET Control Theory Appl.*, vol. 2, no. 4, pp. 310–312, Apr. 2008.



Zbigniew Rymarski received the M.Sc. degree in automatic control, and the Ph.D. and D.Sc. degrees in electronics from the Silesian University of Technology, Gliwice, Poland, in 1976, 1985, and 2010, respectively.

He is currently a Professor with the Faculty of Automatic Control, Electronics, and Computer Science, Silesian University of Technology. He is an Author or Co-Author of more than 80 technical journals papers, conference proceedings, and six technical books. He is the holder of 13 patents. His research interests include power supplying systems mainly their discrete and continuous control systems and their modeling and measuring in power systems.



Krzysztof Bernacki (M'19) received the M.Sc. and Ph.D. (Hons.) degrees in electronics engineering from the Silesian University of Technology, Gliwice, Poland, in 2011 and 2016, respectively.

He is currently an Assistant Professor with the Faculty of Automatic Control, Electronics, and Computer Science, Silesian University of Technology. From July till the end of August 2018, he was a Guest Researcher with the Department of Energy Technology, Aalborg University, Denmark. He is an Author or Co-Author of more than 30 technical papers. His research interests include power electronics, discrete and continuous control systems of uninterruptible power supplies systems and their modeling, measuring, and electromagnetic interference.



Lukasz Dyga received the M.Sc. degree in automatic control and robotics, specifically measurement system, from the Silesian University of Technology, Gliwice, Poland, in 2016. He is currently working toward the Ph.D. degree with the Faculty of Automatic Control, Electronics, and Computer Science, Institute of Electronics.

From July till the end of November 2018, he was a Guest Researcher with the Department of Energy Technology, Aalborg University, Denmark. He is a Co-Author of five technical papers and a Speaker at the international conferences. His research interests include power electronics, control algorithms, stability problems, signal analysis, and filtering designated for the uninterruptible power supplies systems.

$$\dot{\mathbf{x}}'_{\alpha\beta} = \mathbf{A}_{\alpha\beta} \mathbf{x}'_{\alpha\beta} + \mathbf{B}_{\alpha\beta} \mathbf{m}_{\alpha\beta} V_{DC}. \quad (2)$$

For the delta load $C_{Fe} = 3C_F$, for the star load $C_{Fe} = C_F$, and $L_{Fe} = L_F$, $R_{LFe} = R_{LF}$ in both cases. The state and control matrixes (for one axis α or β) are (3). In further considerations, $i_{OUT\alpha\beta}$ will be used as the disturbance and (4) the state variables vector $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ will be defined (4) as in [6]. The disturbance variables vector $\mathbf{d}_{\alpha\beta}$ is (6). The disturbance matrix $\mathbf{D}_{\alpha\beta}$ and the damping matrix $\mathbf{R}_{\alpha\beta}$ are (7); the interconnection matrix $\mathbf{J}_{\alpha\beta}$ (for both $\alpha\beta$ axes) and the input (control) variables vectors $\mathbf{m}_{\alpha\beta}$ are (8). The input matrix $\mathbf{G}_{\alpha\beta}$ is (9):

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{A}_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{LFe}}{L_{Fe}} & 0 & -\frac{1}{L_{Fe}} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{Fe}} & -\frac{1}{C_{Fe}} & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{Fe}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta} = [L_{Fe} i_{LFe} \quad L_{Fe} i_{LFe} \quad C_{Fe} v_{OUT\alpha} \quad C_{Fe} v_{OUT\beta}]^T = \\ = \mathbf{P} [i_{LFe} \quad i_{LFe} \quad v_{OUT\alpha} \quad v_{OUT\beta}]^T, \quad (4)$$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} L_{Fe} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{Fe} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{Fe} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{Fe} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$\mathbf{d}_{\alpha\beta} = [i_{OUT\alpha} \quad i_{OUT\beta}]^T, \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{D}_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{R}_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} R_{LFe} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{LFe} & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{J}_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{m}_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} m_{\alpha} \\ m_{\beta} \end{bmatrix}, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

$$\mathbf{G}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} V_{DC} & 0 \\ 0 & V_{DC} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

From (1) to (9), the inverter can be described by (10)

$$\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta} = [\mathbf{J}_{\alpha\beta} + \mathbf{R}_{\alpha\beta}] \mathbf{P}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta} + \mathbf{G}_{\alpha\beta} \mathbf{m}_{\alpha\beta} + \mathbf{D}_{\alpha\beta} \mathbf{d}_{\alpha\beta}. \quad (10)$$

The controller is designed to follow the reference state variables of the errors vector

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta} = \mathbf{x}_{\alpha\beta} - \mathbf{x}_{\alpha\beta REF}. \quad (11)$$

The closed-loop dynamics of the tracking error is described in [7], where the matrix of the gains of the controller $\mathbf{R}_{\alpha\beta}$ (12) implements the injected R_i damping (the gain of the current error) and gain K_v of the output voltage error. For $K_v = 0$, the control law for the $\alpha\beta$ frame will be the same as the one for a conventional PBC [6]. The state space equation for the closed loop inverter [7] is (13). The control law (15) (16) for the stationary $\alpha\beta$ frame is obtained from (14) by subtracting (10) from (13):

$$\mathbf{R}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} R_i & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_v & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_v \end{bmatrix}, \quad (12)$$

$$\dot{\mathbf{e}}_{\alpha\beta} = [\mathbf{J}_{\alpha\beta} - (\mathbf{R}_{\alpha\beta} + \mathbf{R}_{\alpha\beta})] \mathbf{P}^{-1} \mathbf{e}_{\alpha\beta}, \quad (13)$$

$$\mathbf{G}_{\alpha\beta} \mathbf{m}_{\alpha\beta} = -[\mathbf{J}_{\alpha\beta} - \mathbf{R}_{\alpha\beta}] \mathbf{P}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta REF} - \\ - \mathbf{R}_{\alpha\beta} \mathbf{P}^{-1} (\mathbf{x}_{\alpha\beta} - \mathbf{x}_{\alpha\beta REF}) - \mathbf{D}_{\alpha\beta} \mathbf{d}_{\alpha\beta} + \dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta REF}, \quad (14)$$

$$m_{\alpha\beta} V_{DC} = L_{Fe} \alpha d(i_{LFe} \alpha_{REF}) / dt + R_{LFe} i_{LFe} \alpha_{REF} - \\ - R_{i\alpha\beta} (i_{LFe} \alpha - i_{LFe} \alpha_{REF}) + v_{OUT\alpha\beta REF}, \quad (15)$$

$$i_{LFe} \alpha_{REF} = C_{Fe} d(v_{OUT\alpha\beta REF}) / dt - \\ - K_v (v_{OUT\alpha\beta} - v_{OUT\alpha\beta REF}) + i_{OUT\alpha\beta}. \quad (16)$$

After substituting (16) for (15), there will be a derivative of output voltage in the control law. Therefore, this type of control, which is called an IPBC2, should be faster than the IPBC presented in [6]. The function H of the total energy that is stored in the system is used in all of the types of PBC control [5]. The closed-loop energy function $H(\mathbf{x}_{\alpha\beta}, \mathbf{x}_{\alpha\beta REF})$ for the error vector (17) should have a stable equilibrium at $\mathbf{e}_{\alpha\beta} = 0$ and is asymptotically stable [12] if (18) and (19):

$$H(\mathbf{x}_{\alpha\beta}, \mathbf{x}_{\alpha\beta REF}) = \frac{1}{2} \mathbf{e}_{\alpha\beta}^T \mathbf{P}^{-1} \mathbf{e}_{\alpha\beta}, \quad (17)$$

$$\left. \frac{\partial H(\mathbf{x}_{\alpha\beta}, \mathbf{x}_{\alpha\beta REF})}{\partial \mathbf{x}_{\alpha\beta}} \right|_{\mathbf{x}_{\alpha\beta} = \mathbf{x}_{\alpha\beta REF}} = 0, \quad (18)$$

$$\left. \frac{\partial^2 H(\mathbf{x}_{\alpha\beta}, \mathbf{x}_{\alpha\beta REF})}{\partial \mathbf{x}_{\alpha\beta}^2} \right|_{\mathbf{x}_{\alpha\beta} = \mathbf{x}_{\alpha\beta REF}} > 0. \quad (19)$$

The system is passive if (20). The requirement (20) will be filled for the positively defined $\mathbf{R}_{\alpha\beta} + \mathbf{R}_{\alpha\beta}$ matrix [7], (21):

$$\frac{dH(\mathbf{x}_{\alpha\beta}, \mathbf{x}_{\alpha\beta REF})}{dt} < 0, \quad (20)$$

$$R_{LFe} + R_i > 0, \quad (21)$$

$$K_v > 0. \quad (22)$$

The other approach that can be used to determine the range of the R_i and K_v parameters depends on an analysis of the roots of the characteristic polynomial (23) of a closed loop system (13). Roots $\lambda_{1,2}$ (24) should be located in the left-half of the s-plane. It will always be filled for the requirement of (21), (22):

$$\det\{\mathbf{J}_{\alpha\beta} - (\mathbf{R}_{\alpha\beta} + \mathbf{R}_{\alpha\alpha\beta}) - \lambda\mathbf{1}\} = 0, \quad (23)$$

$$\lambda_{1,2} = \frac{\left\{ \begin{array}{l} -[(R_{LFe} + R_i)C_{Fe} + L_{Fe}K_v] \pm \\ \pm \sqrt{[(R_{LFe} + R_i)C_{Fe} + L_{Fe}K_v]^2 -} \\ -4L_{Fe}C_{Fe}[1 + (R_{LFe} + R_i)K_v]} \end{array} \right\}}{2L_{Fe}C_{Fe}}. \quad (24)$$

The values of output filter parameters of the simulated and tested inverter model are $L_F = 3.0$ mH, $C_F = 50$ μ F and $R_{LF} = 2$ Ω . The parameters L_F and R_{LF} are the real values for the switching frequency $f_c = 12800$ Hz of the nominal $L_F(50$ Hz) = 2.2 mH and the $R_{LF}(DC) = 0.2$ Ω parameters. This is the result of their fluctuation, which is dependent on the switching frequency, the inductor current and any power losses in the magnetic material at the operating point [13], [14]. In this way the operating point of the inverter influences on its control system [15], [16].

III. SIMULATION OF THE IMPROVED PBC

A simulation of the inverter with and without the IPBC2 for the dynamic delta load change $\Delta 43/\Delta 470/\Delta 43$ Ω and for the dynamic unbalanced delta load should permit the R_i and K_v values to be selected. In [6], there is a piece of advice that it is better to start with low values (21), (22) and increase them in order to obtain the best results. In the presented simulation, the reasonable low over- and undershoot was reached for $R_i = 10$ [Ω] (a too high value of R_i damps the output waveform) and $K_v = 2$ [$1/\Omega$] (a too high value of K_v causes output voltage oscillations). Figure 2(a) presents the simulation of the output line-to-line voltage V_{OUT12} and the line current I_{OUT1} , Fig. 2(b) – the relative voltage overshoot $(V_{OUT12} - V_{OUT12h})/V_{OUT12h1max}$ ($V_{OUT12h1}$, $V_{OUT12h1max}$ – the calculated fundamental harmonic of V_{OUT12} and its amplitude) for the step delta load decrease ($\Delta 43/\Delta 470$ Ω) without the feedback. Figure 2(c) presents the simulation of the output line-to-line voltage V_{OUT12} and the line current I_{OUT1} , Fig. 2(d) – the relative voltage undershoot for the step delta load increase ($\Delta 470/\Delta 43$ Ω) without the feedback.

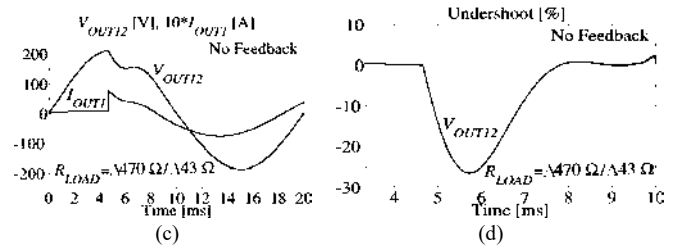
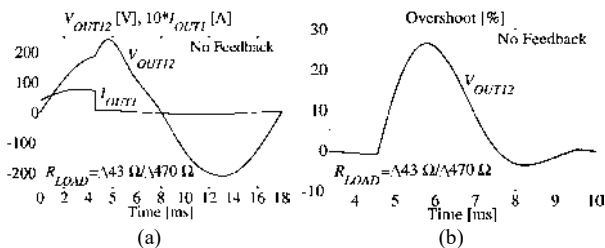


Fig. 2. The simulated output voltage V_{OUT12} and current I_{OUT1} waveforms and voltage V_{OUT12} over- and undershoot for the inverter without the feedback for the step delta load change ($\Delta 43/\Delta 470/\Delta 43$ Ω): a) load decrease ($\Delta 43/\Delta 470$ Ω); b) relative voltage overshoot; c) load increase ($\Delta 470/\Delta 43$ Ω); d) relative voltage undershoot.

Figure 3(a) presents the simulation of the output line-to-line voltage V_{OUT12} and the line current I_{OUT1} , Fig. 3(b) – the relative voltage overshoot for the step delta load decrease ($\Delta 43/\Delta 470$ Ω) for the IPBC2 with the control law (15), (16) after adjustment the $R_i = 10$ [Ω] and $K_v = 2$ [$1/\Omega$] parameters. Figure 3(c) presents the simulation of the output line-to-line voltage V_{OUT12} and the line current I_{OUT1} , Fig. 3(d) – the relative voltage undershoot for the step delta load increase ($\Delta 470/\Delta 43$ Ω) for the IPBC2.

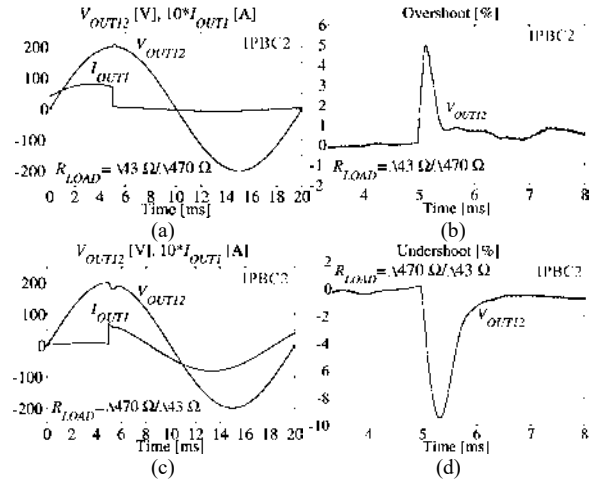


Fig. 3. The simulated output voltage V_{OUT12} , line current I_{OUT1} waveforms and voltage V_{OUT12} over- and undershoot for the inverter with the IPBC2 for the step delta load change ($\Delta 43/\Delta 470/\Delta 43$ Ω): a) load decrease ($\Delta 43/\Delta 470$ Ω); b) relative voltage overshoot; c) load increase ($\Delta 470/\Delta 43$ Ω); d) relative voltage undershoot.

Figure 4(a) presents line-to-line voltages and line currents, Fig. 4(b) – relative voltage errors $(V_{OUTij} - V_{OUTijh})/V_{OUTijh1max}$ for the dynamic balanced delta load $\Delta 47$ Ω to the unbalanced delta load $R_{12} = \infty$, $R_{23} = 47$ Ω , $R_{31} = 47$ Ω change for the inverter without the feedback.

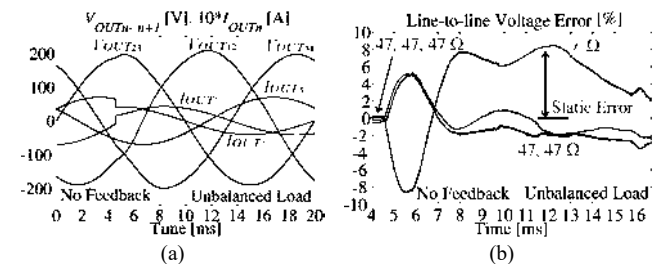


Fig. 4. The simulated output line-to-line voltages, line current waveform and voltage errors for the inverter without the feedback for the step balanced load $\Delta 47$ Ω to the delta unbalanced load $\Delta(\infty-47-47)$ Ω change: a) balanced to unbalanced load; b) relative voltage errors.

Figure 5(a) presents the line-to-line voltages and line currents, Fig. 5(b) – relative voltage errors for the IPBC2 for the dynamic balanced delta load $\Delta 47 \Omega$ to the unbalanced delta load $R_{12} = \infty, R_{23} = 47 \Omega, R_{31} = 47 \Omega$ change. The presented simulations show that the IPBC2 can decrease (4–5 times) the error of the output line-to-line voltages very efficiently in the event of disturbances in the static or dynamic line currents (balanced or unbalanced static and dynamic load change) for the experimentally adjusted gains of the IPBC2 controller.

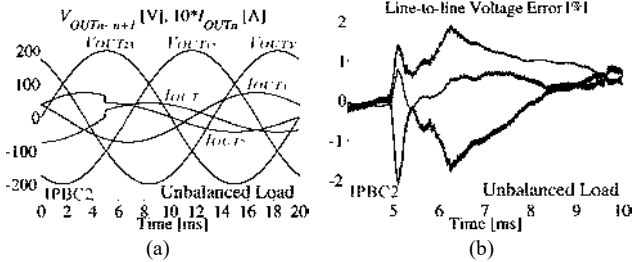


Fig. 5. The simulated output line-to-line voltages and current waveform and voltage errors for the inverter with the IPBC2 for the step balanced load $\Delta 47 \Omega$ to the delta unbalanced load $\Delta(\infty-47-47) \Omega$ change: a) balanced to unbalanced load; b) relative voltage errors.

IV. MEASUREMENTS OF THE EXPERIMENTAL MODEL

The difference version of the control law (15), (16) was implemented in the experimental model of a 3-level, 3-phase inverter (Fig. 6). The control law was programmed into the STM32F407VG 168 MHz microprocessor. All of the measurements and further floating point calculations were performed during the interrupt procedures. The switching frequency was $f_c = 12800$ Hz.

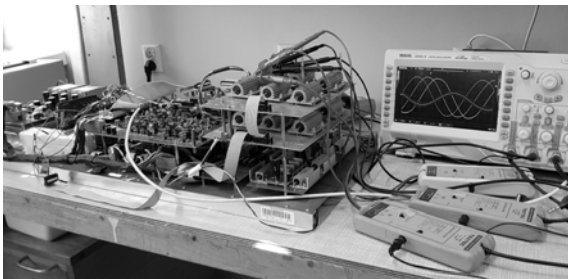


Fig. 6. The experimental model of the 3-phase inverter.

Figure 7(a) presents the measurements of the output line-to-line voltage V_{OUT12} and the I_{OUT1} current for the double step delta load change ($\Delta 43/\Delta 470/\Delta 43 \Omega$), Fig. 7(b) the relative voltage overshoot without the feedback.

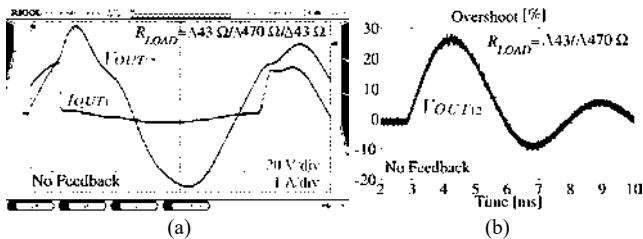


Fig. 7. The measured output voltage V_{OUT12} , line current I_{OUT1} waveforms and the voltage V_{OUT12} overshoot for the inverter without the feedback for the step delta load change ($\Delta 43/\Delta 470/\Delta 43 \Omega$): a) step load decrease/increase; b) relative voltage overshoot.

Figure 8(a) presents the measured line-to-line voltages and output currents, Fig. 8(b) their relative errors in the case

of the step unbalanced delta load $\Delta(43-470-470) \Omega$ to the balanced delta load $\Delta(470-470-470) \Omega$ change without the feedback. The IPBC2 parameters were experimentally adjusted to $R_i = 7, K_v = 0.5$. The higher values of R_i damped the output voltage waveforms, while the higher value of K_v caused their oscillations.

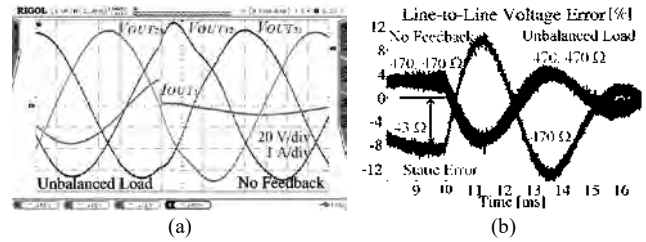


Fig. 8. The measured output line-to-line voltages, line current I_{OUT1} waveforms and voltages error for the inverter without the feedback for the step unbalanced delta load $43-470-470 \Omega$ to the delta balanced load $\Delta 470 \Omega$ change: a) unbalanced to balanced load; b) relative voltage errors.

Three kHz low pass filters ($f_c = 12.8$ kHz) were used in the measurement channels. Figure 9(a) presents the measurements of the voltage V_{OUT12} and the I_{OUT1} current, Fig. 9(b) – the relative voltage error for the step delta load decrease ($\Delta 43/\Delta 470 \Omega$) for the IPBC2. Figure 10(a) presents the measured line-to-line voltages and the line current I_{OUT1} , Fig. 10(b) – their relative errors in case of the step unbalanced delta load $\Delta(43-470-470) \Omega$ to the balanced delta load $\Delta 470 \Omega$ change for the IPBC2. It is very important to adjust the proper modulation ratio M for the effective control of the dynamic load currents that are treated as disturbances. The highest possible M (close to unity) should be used but a better control without the saturation effect will be obtained for a lower value of M [2].

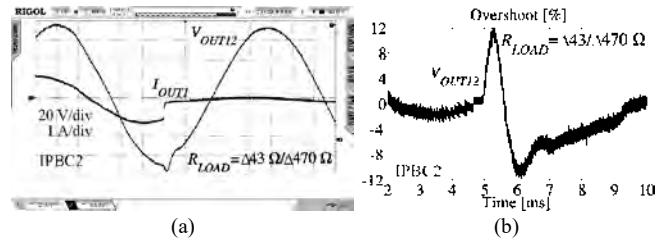


Fig. 9. The measured output voltage V_{OUT12} , line current I_{OUT1} waveforms and the voltage V_{OUT12} overshoot for the inverter with the PBC2 for the step delta load change ($\Delta 43/\Delta 470 \Omega$): a) load decrease ($\Delta 43/\Delta 470 \Omega$); b) relative voltage overshoot.

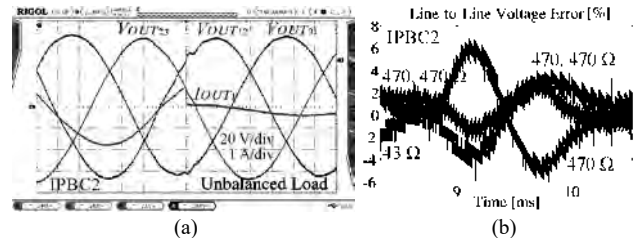


Fig. 10. The measured output line-to-line voltages, line current I_{OUT1} waveform and voltage errors for the inverter with the PBC2 for the step unbalanced delta load $\Delta(43-470-470) \Omega$ to the delta balanced load $\Delta 470 \Omega$ change: a) unbalanced to balanced load; b) relative voltage errors.

Figure 11(a) presents the simulated and Fig. 11(b) measured control waveforms for the α axis with the existing saturation levels of the PWM at ± 1 in the simulation and at ± 3280 in the experimental model for the dynamic delta load change ($\Delta 43/\Delta 470 \Omega$).

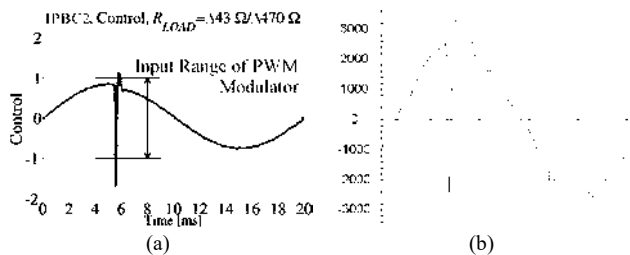


Fig. 11. The simulated (a) and measured (b) (in units of the PWM) control waveform for the α axis for a decrease in the step delta load ($\Delta 43/\Delta 470 \Omega$): a) simulation of the α axis control; b) measurement of the α axis ctrl.

The modulator saturation will degrade the results of the control process but further decreasing the modulation index M will lead to an output voltage that is too low. The measured results of the implemented IPBC2 vs the inverter without feedback show a reduction in the static error, decreasing the amplitude of the overshoot and shortening the time to set up the output voltage.

V. DISCUSSION

The idea of the IDA-PBC for the 3-phase inverter control in the rotating dq frame presented in [7] was based on [8] and it has background in [17]. This paper presents the concept of a PBC in a stationary $\alpha\beta$ frame that reduces the number of calculations compared to the dq frame and no interconnections between the axes occur. The idea of rejecting the interconnections is unnecessary in the stationary $\alpha\beta$ frame. What is more the received control law is similar to the idea of IPBC presented in [6] for the single-phase inverter control. However, the obtained additional derivative of the output voltage error in the final control law improves the transient response of the inverter. And that is why the name of the presented control – IPBC2. The PBC control is very popular in the different applications of the inverters control (e.g. [6], [7], [9]–[11]) but none of them consider the main subject of the paper – the control of the inverter with the unbalanced 3-phase load. The presented controller design takes in care the real values of the inverter parameters measured by authors [13]–[16] what was not showed in the other referenced papers.

VI. CONCLUSIONS

The presented control in a stationary $\alpha\beta$ frame, which is called IPBC2, works efficiently in the case of a static and dynamic unbalanced 3-wire delta load in a 3-phase inverter. It is important that in the presented case using the stationary $\alpha\beta$ frame, with the reduced number of calculations, the results are similar to the more complex control in the rotating dq frame. The problem of the PBC in the in the 3-phase inverter with the unbalanced load was not presented previously. The idea of adjusting gains of the controller for the balanced dynamic loads and using these values for the static and dynamic unbalanced load was checked successfully in Matlab/Simulink simulations and measurements of the experimental model. The necessary compromise between a sufficient level of the output voltage and the saturation in the PWM modulator is also presented showing that the best result of the control is for the low value of the modulation index which is not acceptable in the customer devoted device. In addition, the problem of the real

values of the inverter parameters depending on the operation point and the switching frequency was discussed. The paper presents the theory, software simulations and finally measurements of the experimental model. The convergence of the measurements and simulations is satisfactory, however the PBC controller gains assumed for simulations should be decreased in the experimental model. It can be a result of the inaccurate scaling measured voltages and currents.

REFERENCES

- [1] A. Kawamura, T. Yokoyama, "Comparison of five different approaches for real time digital feedback control of PWM inverters", *The 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1990, vol. 2, pp. 1005–1011. DOI: 10.1109/IAS.1990.152307.
- [2] Z. Rymarski, "The analysis of the output voltage distortions minimization in the 3-phase VSI for the nonlinear rectifier R_oC_o load", *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 85, no. 4, pp. 127–132, 2009.
- [3] Z. Rymarski, "The discrete model of the power stage of the voltage source inverter for UPS", *International Journal of Electronics*, vol. 98, no. 10, 2011, pp. 1291–1304, DOI: 10.1080/00207217.2011.589736.
- [4] M. Torres, R. Ortega, "Feedback linearization, integrator backstepping and passivity-based controller designs: a comparison example", *Normand-Cyrot D. (Ed.), Perspectives in Control Theory and Applications*, pp. 96–114, 1998. DOI: 10.1007/978-1-4471-1276-1.
- [5] D. Hill, J. Zhao, R. Gregg, R. Ortega, "20 years of passivity-based control (PBC): theory and applications", *CDC Workshop*, Shanghai, PRC, 2009.
- [6] H. Komurcugil, "Improved passivity-based control method and its robustness analysis for single-phase uninterruptible power supply inverters", *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 8, pp. 1558–1570, 2015. DOI: 10.1049/iet-pel.2014.0706.
- [7] F. M. Serra, C. H. De Angelo, D. G. Forchetti, "IDA-PBC control of a DC-AC converter for sinusoidal three-phase voltage generation", *International Journal of Electronics*, vol. 104, no. 1, pp. 93–110, 2017. DOI: 10.1080/00207217.2016.1191087.
- [8] R. Ortega, E. Garcia-Canseco, "Interconnection and damping assignment passivity-based control: a survey", *European journal of control*, pp. 432–450, 2004. DOI: 10.3166/ejc.10.432-450.
- [9] D. Biel, J. M. A. Scherpen, "Passivity-based control of active and reactive power in single-phase PV inverters", *IEEE 26th Int. Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2017)*, Edinburgh, UK, 2017, pp. 999–1004. DOI: 10.1109/ISIE.2017.8001382.
- [10] A. F. Cupertino, L. P. Carlette, F. Perez, J. T. Resende, S. I. Seleme, H. A. Pereira, "Use of control based on passivity to mitigate the harmonic distortion level of inverters", *IEEE PES Conf. Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Latin America 2013)*, Sao Paulo, Brazil, 2013. DOI: 10.1109/ISGT-LA.2013.6554439.
- [11] Zhi Zhang, Na Yao, Caishen Wang, Li Kang, Longyun Kang, "A passivity-based control method for the single-phase three-level inverter", *18th Int. Conf. Electrical Machines and Systems (ICEMS 2015)*, Pattaya, Thailand, 2015, pp. 1515–1518. DOI: 10.1109/ICEMS.2015.7385281.
- [12] H. Akagi, E. H. Watanabe, M. Aredes, "Instantaneous power theory and application to power conditioning", *IEEE Press Series on Power Engineering*, 2017. DOI: 10.1002/9781119307181.
- [13] K. Bernacki, Z. Rymarski, L. Dyga, "Selecting the coil core powder material for the output filter of a voltage source inverter", *20th Electronics Letters*, vol. 53, no. 15, pp. 1068–1069, 2017. DOI: 10.1049/el.2017.1534.
- [14] Z. Rymarski, "Measuring the real parameters of single-phase voltage source inverters for UPS systems", *Int. J. Electron.*, vol. 104, no. 6, pp. 1020–1033, 2017. DOI: 10.1080/00207217.2017.1279232.
- [15] Z. Rymarski, K. Bernacki, L. Dyga, "The influence of the properties of magnetic materials on a voltage source inverter control", *23rd IEEE Conf. Control Applications (CCA 2014)*, Antibes, 2014, pp. 1127–1132. DOI: 10.1109/CCA.2014.6981480.
- [16] Z. Rymarski, K. Bernacki, "Different approaches to modelling single-phase voltage source inverters for uninterruptible power supply systems", *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 7, pp. 1513–1520, 2016. DOI: 10.1049/iet-pel.2015.0142.
- [17] Z. Wang, P. Goldsmith, "Modified energy-balancing-based control for the tracking problem", *IET Control Theory & Applications*, vol. 2, no. 4, pp. 310–312, 2008. DOI: 10.1049/iet-cta:20070124.