

Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica
w Krakowie

Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inżynierii
Biomedycznej

Katedra Energoelektroniki i Automatyki Systemów Przetwarzania
Energii



ROZPRAWA DOKTORSKA

*Jednofazowy energetyczny filtr aktywny z zasobnikiem energii
do kompensacji wahań mocy czynnej w linii zasilającej*

MGR INŻ. KACPER SOWA

Promotor:
Prof. dr hab. inż. Stanisław Piróg

Promotor pomocniczy:
Dr inż. Marcin Baszyński

Kraków 2018

Oświadczenie autora rozprawy:

Oświadczam, świadomy odpowiedzialności karnej za poświadczenie nieprawdy, że niniejszą pracę wykonałem osobiście i samodzielnie oraz że nie korzystałem ze źródeł innych niż wymienione w pracy.

.....
(podpis autora pracy)

*Praca naukowa współfinansowana
z Grantu Dziekańskiego
nr 15.11.120.427 oraz 15.11.120.536
w latach 2014 i 2015*

Pragnę złożyć serdeczne podziękowania promotorowi Profesorowi Stanisławowi Pirógowi oraz promotorowi pomocniczemu Doktorowi Marcinowi Baszyńskiemu za trud włożony w opiekę naukową, okazaną życzliwość, cierpliwość oraz poświęcony czas.

Pragnę podziękować również dr hab. inż. Markowi Florkowskiemu – Dyrektorowi Korporacyjnego Centrum Badawczego ABB w Krakowie za udostępnienie stanowiska laboratoryjnego Real Time Simulator.

Podziękowania kieruję również w stronę pracowników katedry Energoelektroniki i Automatyki Systemów Przetwarzania Energii, Józefa Skotnicznego oraz Janusza Grzegorskiego za okazaną mi pomoc i życzliwość podczas tworzenia pracy.

Dziękuję również najbliższej rodzinie i przyjaciołom za wsparcie i mobilizowanie do działania.

STRESZCZENIE

Jednofazowy energetyczny filtr aktywny z zasobnikiem energii do kompensacji wahań mocy czynnej w linii zasilającej

Jednym z kluczowych problemów współczesnej energoelektroniki jest poprawa jakości energii elektrycznej, a zwłaszcza działania zmierzające do ograniczenia mocy aparatury dystrybucyjnej (transformatorów, przewodów, aparatury łączeniowej). Sprowadza się to m.in. do nadążnej kompensacji mocy biernej i filtracji wyższych harmonicznym prądu, generowanych przez nieliniowe odbiorniki energii elektrycznej. Zadanie to realizują kompensatory mocy biernej oraz energetyczne filtry aktywne kompensujące składową nieaktywną prądu wg definicji S. Fryzego, lub chwilowej mocy biernej wg H. Akagi. W przypadku odbiorników o pracy nieciągłej, w których czas pracy urządzenia w odniesieniu do czasu spoczynkowego jest relatywnie krótki, instalacja zasilająca (linia, aparatura rozdzielcza) jest projektowana dla obciążeń szczytowych. Z tego powodu, w celu zapewnienia poprawnych warunków pracy dla innych urządzeń zasilanych z tej samej linii, moc zwarciova w punkcie przyłączenia musi być odpowiednio duża. Zastosowanie dodatkowego magazynu energii, pobierającego energię przy braku obciążenia przez odbiorniki i wspomagającego ich zasilanie podczas pracy, stwarza możliwość zmniejszenia szczytowej wartości mocy, a tym samym wymagań stawianych m.in. instalacji zasilającej.

Obecnie do niesymetrycznych i nieliniowych odbiorników pracujących cyklicznie, dołączane są kompensatory mocy biernej (lub filtry aktywne), pozwalające na zmniejszenie spadków napięć na linii zasilającej w trakcie przepływu prądów udarowych oraz zmniejszenie zawartości wyższych harmonicznym prądu. Takie rozwiązanie nie ogranicza jednak szczytowych wartości prądu linii i transformatora zasilającego, wynikających z udarów mocy czynnej.

Wyposażenie równoległego filtra aktywnego w zasobnik o dużej gęstości gromadzonej energii z możliwością szybkiego jej zwrotu pozwala na ograniczenie negatywnego oddziaływania niespokojnych odbiorników na linię zasilającą. Ponadto, rozwiązanie to umożliwia uzyskanie przepływu prądu współfazowego z napięciem oraz ograniczenie zawartości harmonicznym prądu. Rozbudowując algorytm sterowania filtra aktywnego o funkcję pozwalającą na zwrot energii z zasobnika do niespokojnego odbiornika w czasie jego pracy i uzupełnienie energii magazynu, gdy odbiornik ten nie pracuje, umożliwia uzyskanie przepływu przez linię zasilającą prądu o stosunkowo małej (w odniesieniu do wartości prądu odbiornika) oraz stałej lub o niewielkich zmianach wartości (w przedziale kilkudziesięciu cykli pracy kompensowanego odbiornika).

Teza niniejszej rozprawy doktorskiej została sformułowana w następujący sposób:

„Prąd jednofazowej linii zasilającej odbiornik nieliniowy, o niskiej i zmiennej wartości współczynnika mocy dla podstawowej harmonicznym, pracujący dorywczo ze zmiennym czasem przerw (odbiornik niespokojny) może być sinusoidalny i współfazowy z napięciem linii zasilającej, a wartość skuteczna tego prądu może być znacznie mniejsza, niż wartość prądu samego odbiornika wynikająca z jego mocy czynnej. Można to osiągnąć, jeśli do odbiornika zostanie dołączony odpowiedni układ energoelektroniczny pełniący funkcję filtra aktywnego, który dodatkowo będzie wyposażony w magazyn energii”.

Jako przykład kompensowanego i filtrowanego obiektu, dla którego dodatkowo będzie realizowane ograniczenie wahań mocy czynnej wybrano jednofazową zgrzewarkę z tyrystorowym regulatorem prądu, pracującą ze zmiennym czasem przerw. Urządzenia tego rodzaju wymuszają w trakcie pracy przepływ przez linie prądów odkształconych o dużej wartości składowej biernej, odpowiadającej za spadki napięcia na reaktancji linii zasilającej, a przede wszystkim na reaktancji transformatora sieciowego. Powstałe w ten sposób spadki napięcia niekorzystnie oddziałują na pracę wszystkich odbiorników dołączonych do tego samego węzła zasilającego. W konsekwencji zmniejszeniu ulega również moc czynna odbiorników (także zgrzewarki).

Rezultaty badań analitycznych i symulacyjnych zostały potwierdzone na specjalnie w tym celu zaprojektowanym i zbudowanym stanowisku laboratoryjnym jednofazowego filtra aktywnego, wraz z dodatkowym zasobnikiem energii.

ABSTRACT

Single-phase active filter with an energy storage system used for compensation of active-power fluctuations

One of the key issues of modern power electronics is the improvement of the electrical energy quality. Hence, the ever increasing interest in its quality, especially relating to the transfer system limitations. This is largely determined by the follow-up reactive power compensation and filtering of the higher current harmonics generated by non-linear electrical energy loads. It is performed by reactive power compensators and active power filters, compensating reactive current component according to S. Fryze's or H. Akagi's definition. In the case of intermittent operation, where the operating time of a device in relation to the idle time is relatively short, the feeding system (line, switchgear, transformer and so on) is dimensioned for the peak loads. Therefore, in order to ensure the correct operating conditions for other devices supplied from the same line, the fault level of the network at the point of connection must be sufficiently high. Using an additional energy storage, drawing energy when there is no current consumption by the loads, and supporting their supplying during their operation, enables a radical decrease in the peak power value, lowering the demands concerning, for instance, the feeding system. It should be noted that providing correct conditions for the connection of this type of loads to the feeder line is expensive since it forces the user to employ a terminal of a sufficiently high power.

Typically, the reactive power compensators (or active filters) are connected to non-linear loads working for variable durations of time. Such solutions allow for a reduction of voltage drops in feeder line due to surges of active power as well as a reduction of the harmonic content. They do not, however, limit the peak currents in the feeder line and the distribution transformer.

The solution of the issue at hand is the employment of a single-phase active power filter connected to an energy storage whose control algorithm will enable the active power fluctuations suppression in the feeder line (by limiting the variable power component value). Such a solution can produce measurable benefits by reducing the rated power necessary to feed periodically operating loads, and by improving the indicators of electrical energy quality. Furthermore, the developed method of active power surges compensation enables a flexible approach to requirements concerning the rated power at the point at which the periodically operating loads with a high peak current value (apparent power) are connected.

The thesis contained in this dissertation is the following:

“The current of a single-phase line, feeding a non-linear load, characterized by a low and variable power factor of the fundamental harmonic component, working for variable durations of time can be sinusoidal and in phase with the supply voltage. The RMS value of such a current can be much smaller than the RMS value of the load current itself (resulting from the active power of the load). This can be achieved if an appropriate power electronic system is connected to the load so that it can play the role of an active filter additionally equipped with an energy store”.

During the studies described here, a single-phase welding machine with a thyristor current regulator was assumed to be a compensated and filtered object for which the active power fluctuation suppression was additionally performed. The welding machines are operating with variable welding and idle times. During their operation, the devices of this type force distorted currents of a high reactive component value to flow through the lines, accounting for the voltage drops on the feeder line reactance. These drops have an adverse effect on the operation of all loads connected to the point of common coupling. This issue also concerns other objects, such as crane and lift drives, due to their cyclic operation mode. It also affects the direct current traction in which, during the recovery braking, the energy is returned to the grid/traction. This results in the voltage increase if there is no other object which requires this energy at the same time, for instance during start-up.

The outcomes of the analytical and computational studies were confirmed by experimental results obtained on the purpose-built laboratory model of the one phase active power filter with energy storage.

SPIS TREŚCI

Wykaz symboli i oznaczeń użytych w tekście:	9
Rozdział I.....	12
I-1. Wstęp.....	13
I-2. Ogólna koncepcja działania układu.....	18
I-3. Przykładowe kompensowane obciążenie - elektryczna zgrzewarka punktowa do metali	30
I-3.1. Elektryczna zgrzewarka punktowa - zasada działania.....	31
I-3.2. Analiza przebiegu prądu występującego podczas procesu zgrzewania na zrealizowanym modelu zgrzewarki.....	34
Podsumowanie - cele badawcze oraz teza pracy	39
Rozdział II.....	45
II-1. Koncepcja działania jednofazowego filtra aktywnego z zasobnikiem energii	46
II-1.1. Zasada działania filtra - falownika w układzie mostka H	51
II-1.2. Zasada działania dwukierunkowego przekształtnika DC/DC.....	53
II-1.3 Struktura sterowania układem oraz algorytmy kontrolujące poziom energii w układzie	56
II-2. Dobór parametrów elementów pasywnych występujących w strukturze układu.....	60
II-2.1. Dobór wartości indukcyjności dławika L wejściowego filtra.....	60
II-2.2. Dobór wartości pojemności kondensatora C_F	64
II-2.3. Dobór wartości indukcyjności dławika L_S przekształtnika DC/DC	65
II-2.4. Dobór wartości pojemności kondensatora C_S przekształtnika DC/DC	66
Podsumowanie.....	69
Rozdział III	70
III-1. Realizacja modelu symulacyjnego układu	71
III-1.1. Model symulacyjny zgrzewarki.....	78
III-1.2. Model symulacyjny jednofazowego falownika napięcia (mostka H)	81
III-1.3. Model symulacyjny przekształtnika DC/DC.....	83
III-1.4. Opracowana koncepcja rozruchu i sterowania pracą układu.....	84
III-2. Rezultaty badań symulacyjnych	95

Podsumowanie.....	106
Rozdział IV	107
IV-1. Realizacja praktyczna układu.....	108
IV-1.1. Układ zasilania i zabezpieczeń.....	110
IV-1.2. Układ filtru aktywnego	111
IV-1.3. Układ przekształtnika DC/DC.....	116
IV-1.4. Układ sterownika i pomiarów	117
IV-2. Algorytm sterowania zaimplementowany w układzie sterownika	122
IV-3. Testy HIL opracowanego sterownika z wykorzystaniem z RTS.....	128
IV-4. Rezultaty badań w układzie rzeczywistym	132
IV-4.1. Rozruch układu	133
IV-4.1. Praca z obciążeniem	140
Podsumowanie.....	154
PODSUMOWANIE PRACY ORAZ KIERUNK DALSZYCH BADAŃ.....	156
LITERATURA.....	159
DODATEK.....	168
D.1. Układ sterownika zgrzewarki	168
D.2. Układ interfejsu podpinany do modułu IPM	170
D.3. Układy zasilania IPM'a +15 V oraz interfejsu +5 V.....	172
D.4. Układ sterowania przekształtnika DC/DC z tranzystorami mocy.....	173
D.5. Układ drivera modułu IPM podpinany do modułu FPGA.....	175
D.6. Układ interfejsu TI DSP C2000 Launchpad.....	177
D.7. Układ przetwornika A/D MAX1308 oraz kondycjonowania sygnałów podpinany do modułu FPGA.....	179
D.8. Układ synchronizacji z napięciem linii zasilającej	181
D.9. Układ przetwornic pomiarowych LEM wraz z zasilaniem ± 15 V.....	183

Wykaz symboli i oznaczeń użytych w tekście:

A/D	analogowo/cyfrowy;
AC	prąd przemienny (ang. alternating current);
A_L	stała rdzenia magnetycznego (ang. the inductance rating of a core);
B_m	maksymalna wartość natężenia pola magnetycznego na końcu liniowej charakterystyki magnesowania;
BMS	system nadzorujący pracę baterii (ang. battery management system);
CCM	praca przekształtnika DC/DC w trybie prądu ciągłego CCM (ang. continuous current mode);
CCS	środowisko programistyczne ang. code composer studio;
C_F	kondensator w obwodzie pośredniczącym DC (ang. DC link);
C_S	kondensator w układzie przekształtnika DC/DC;
D	współczynnik wypełnienia;
D/A	cyfrowo/analogowy;
D1_Q, D2_Q	diody wchodzące w skład przekształtnika DC/DC;
D1÷D4	diody wchodzące w skład struktury falownika;
DC	prąd stały (ang. direct current);
D_{Q1}	współczynnik wypełnienia impulsów łącznika Q_1 ;
D_{Q2}	współczynnik wypełnienia impulsów łącznika Q_2 ;
DSP	procesor sygnałowy (ang. digital signal processor);
E_F	energia gromadzona w kondensatorze C_F ;
$E_{OBC(1)}$	energia pobierana przez obciążenie w trakcie jednego okresu załączenia;
$E_{OBC(6)}$	energia pobierana przez obciążenie w trakcie sześciu okresów załączenia;
ePWM	moduł w strukturze DSP przeznaczony do generacji przebiegów PWM (ang. enhanced pulse with modulation);
E_S	energia gromadzona w kondensatorze C_S ;
E_{S_max}	maksymalna wartość energii gromadzonej w kondensatorze C_S ;
E_{S_min}	minimalna wartość energii gromadzonej w kondensatorze C_S ;
f_i	częstotliwość podstawowej harmonicznej;
FPGA	układ programowalny (ang. field-programmable gate array);
f_{sw}	częstotliwość przełączenia łączników;
G	konduktancja zastępcza liniowego odbiornika rezystancyjnego o mocy równej rozpatrywanemu obciążeniu;
GPIO	interfejs z wejściami i wyjściami ogólnego przeznaczenia służący do komunikacji (ang. general purpose input/output);
GUI	graficzny interfejs użytkownika (ang. graphical user interface);
h	wysokość rdzenia magnetycznego;
HIL	symulacje sprzętowe (ang. hardware-in-the-loop);
H_m	maksymalna wartość indukcji na końcu liniowej charakterystyki magnesowania;
$i(t)$	wartość chwilowa prądu;
I_1	wartość skuteczna prądu strony pierwotnej transformatora zgrzewarki;
I_{1h}	wartość skuteczna podstawowej harmonicznej prądu;
I_2	wartość skuteczna prądu strony wtórnej transformatora zgrzewarki;
I_C	prąd kolektora tranzystora IGBT w strukturze IPM;
i_{DC}	składowa nieokresowa (przejściowa) prądu zwarciovego;

I_{FILTR}	prąd filtru;
IGBT	tranzystor bipolarny z izolowaną bramką (ang. insulated gate bipolar transistor);
I_{linii}	prąd linii zasilającej;
I_{max}	maksymalna zakładana wartość prądu przepływająca przez dławik;
I_{obc}	prąd obciążenia;
i_p	chwilowa wartość składowej aktywnej;
i_{p_filtr}	składowa aktywna prądu filtru;
i_{p_linii}	składowa aktywna prądu linii;
i_{p_obc}	składowa aktywna prądu obciążenia;
IPM	inteligentny moduł mocy (ang. intelligent power module);
i_q	chwilowa wartość składowej nieaktywnej;
i_{q_filtr}	składowa nieaktywna prądu filtru;
i_{q_obc}	składowa nieaktywna prądu obciążenia;
I_{RMS}	wartość skuteczna prądu;
I_S	prąd w obwodzie przekształtnika DC/DC;
K_i	wzmocnienie członu całkującego regulatora PI;
K_p	wzmocnienie członu proporcjonalnego w strukturze regulatora PI;
L	indukcyjność dławika wejściowego, wygładzającego filtru;
l_{AV}	długość średniej drogi magnetycznej;
L_G	indukcyjność wewnętrzna linii zasilającej;
L_S	indukcyjność dławika w obwodzie przekształtnika DC/DC;
n_{max}	założona maksymalna liczba okresów pracy obciążenia z mocą maksymalną podczas jednego cyklu załączenia;
N_{max}	maksymalna liczba zwojów możliwa do nawinięcia niepowodująca wejścia dławika w nasycenie;
obc.	obciążenie elektryczne;
P_{AV}	obniżona wartość mocy obciążającej źródło;
PCB	obwód drukowany (ang. printed circuit board);
PCT	miernik indukcyjności w szerokim zakresie prądu (ang. power choke tester);
PI	regulator o strukturze proporcjonalno – całkującej;
P_{linii}	moc czynna linii zasilającej;
P_{max}	maksymalna moc czynna obciążenia;
P_{obc}	moc czynna obciążenia;
P_S	moc czynna w obwodzie przekształtnika DC/DC;
Q	moc bierna urządzenia;
Q1, Q2	łączniki wchodzące w skład przekształtnika DC/DC;
R_B	rezystor rozruchowy;
R_{in}	średnica wewnętrzna rdzenia magnetycznego;
R_k	rezystancja transformatora;
RMS	wartość skuteczna (ang. root mean square);
R_{out}	średnica wewnętrzna rdzenia magnetycznego;
RTS	symulacja/symulator czasu rzeczywistego (ang. real time simulation);
S	powierzchnia poprzeczna rdzenia magnetycznego;
S1÷S4	łączniki półprzewodnikowe wchodzące w skład struktury falownika;
S_n	moc znamionowa transformatora;
SOC	sygnał wyzwalający przetwornik A/D (ang. start of conversion);
T	okres wymuszenia;
THD	współczynnik zawartości harmoniczych (ang. total harmonic distortion);

T_i	czas zdwojenia członu całkującego w strukturze regulatora PI;
t_i	czas na jaki załączane jest obciążenie;
t_{on}	czas załączenia łącznika, pary łączników;
t_{on_Q1}	czas trwania impulsu załączającego łącznik Q_1 ;
t_{on_Q2}	czas trwania impulsu załączającego łącznik Q_2 ;
t_{GAP}	odstęp czasu pomiędzy kolejnym załączeniem obciążenia;
t_{AV}	ekwiwalent czasu t_i , pozwalający na przesłanie tej samej energii, ale z mniejszą mocą (P_{AV});
T_{obe}	pseudo okres kolejnych załączeń obciążenia;
T_S	krok całkowania;
T_{sw}	okres impulsowania;
$u(t)$	chwilowa wartość napięcia;
U	skuteczna wartość napięcia;
U_{AC}	napięcie wyjściowe falownika w układzie mostka H;
U_{CES}	napięcie kolektor - emiter tranzystora IGBT w strukturze IPM;
U_F	napięcie na kondensatorze C_F filtru;
U_{F_max}	wartość maksymalna napięcia na kondensatorze C_F ;
U_{F_min}	minimalne napięcie na kondensatorze C_F ;
U_{F_ref}	wartość zadana napięcia na kondensatorze C_F ;
U_{GN}/U_{DN}	przekładnia transformatora (strona górnego i dolnego napięcia);
u_{linii}	wartość chwilowa napięcia linii zasilającej;
U_{linii}	wartość skuteczna napięcia linii zasilającej;
U_n	napięcie znamionowe transformatora;
U_S	napięcie na kondensatorze C_S przekształtnika DC/DC
U_{S_max}	maksymalna wartość napięcia na kondensatorze C_S ;
U_{S_min}	minimalna wartość napięcia na kondensatorze C_S ;
U_{S_ref}	wartość zadana napięcia na kondensatorze C_S ;
V	objętość rdzenia magnetycznego;
X_k	reaktancja transformatora;
$z\%$	znamionowe napięcie zwarcia transformatora %;
Z_G	impedancja wewnętrzna linii zasilającej;
Z_k	impedancja zwarcia transformatora;
α	zadany kąt opóźnienia załączania tyrystorów;
ΔE	straty energii;
ΔE_{R_B}	strata energii na rezystancji R_B ;
Δi	dopuszczalna wartość tętnień prądu;
ΔU	dopuszczalny spadek napięcia na kondensatorze C_F ;
τ	stała czasowa układu złożonego z elementów RL ;
φ	kąt fazowy, przesunięcie fazowe charakteryzujące urządzenie.

I

I-1. Wstęp.....	13
I-2. Ogólna koncepcja działania układu.....	18
I-3. Przykładowe kompensowane obciążenie - elektryczna zgrzewarka punktowa do metali.....	30
I-3.1. Elektryczna zgrzewarka punktowa - zasada działania.....	31
I-3.2. Analiza przebiegu prądu występującego podczas procesu zgrzewania na zrealizowanym modelu zgrzewarki.....	34
Podsumowanie - cele badawcze oraz teza pracy	39

I-1. Wstęp

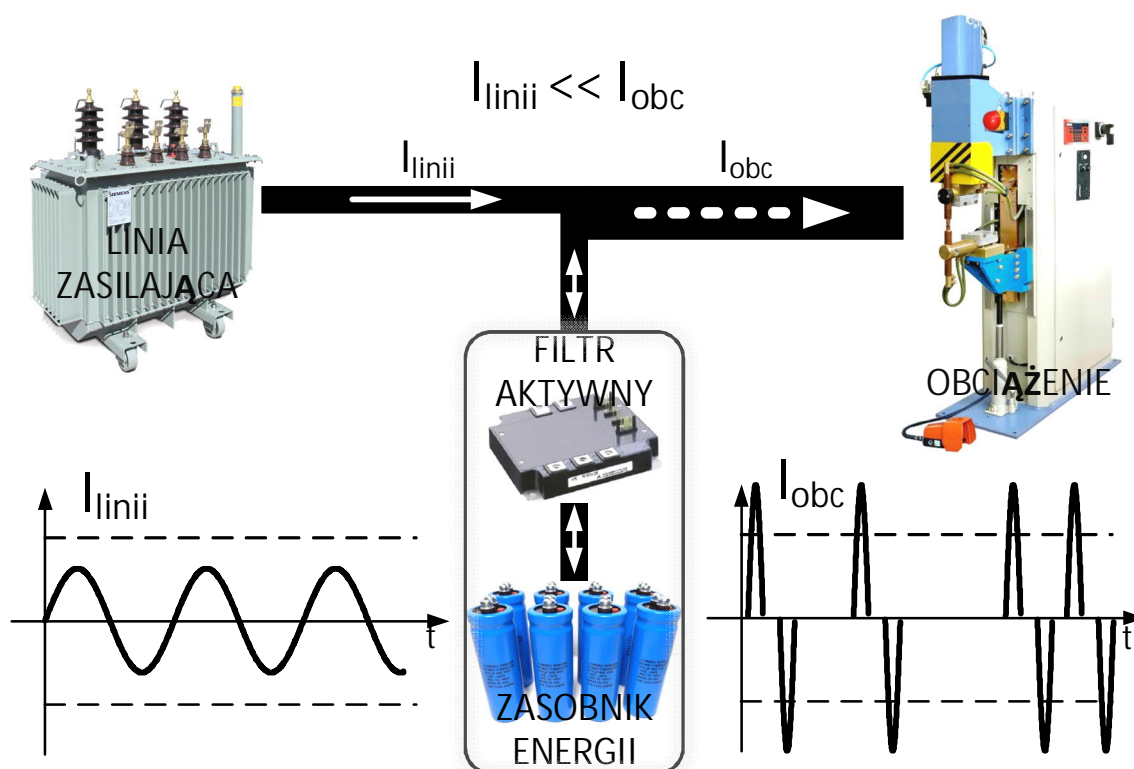
Jednym z kluczowych problemów współczesnej energoelektroniki jest poprawa jakości energii elektrycznej, a zwłaszcza działania zmierzające do ograniczenia mocy aparatury dystrybucyjnej (transformatorów, przewodów, aparatury łączeniowej) [15], [45]. Sprowadza się to m.in. do nadążnej kompensacji mocy biernej i filtracji harmonicznego prądu, generowanych przez nieliniowe odbiorniki energii elektrycznej. Zadanie to może być realizowane przez kompensatory mocy biernej oraz energetyczne filtry aktywne [17], [54], [66], [87] kompensujące składową nieaktywną prądu wg definicji S. Fryzego [25], [34], [58], [102], lub chwilowej mocy biernej wg H. Akagi [2], [3], [68], [88].

Wykorzystanie filtracji aktywnej (w porównaniu z filtracją pasywną LC) eliminuje zjawiska związane z możliwością wystąpienia rezonansu, jak również problemy wynikające z konieczności dostrajania do częstotliwości filtrowanych harmonicznym [23], [52], [73]. Znaczącym ograniczeniem rozwiązań pasywnych jest ich dobór tylko do kilku z kolejnych harmonicznym o największej wartości, a skuteczność filtracji jest zależna od wartości kompensowanej mocy. Ponadto, procesy starzeniowe występujące w elementach pasywnych (w szczególności kondensatorach) mają znaczący wpływ na jakość pracy tego rodzaju układów. Istnieje również niebezpieczeństwo przekompensowania w miejscu dołączenia filtru, gdy jest on nadal (lub na stałe) dołączony do linii zasilającej, a kompensowany odbiornik został wyłączony lub pracuje z przerwami.

W przypadku odbiorników o pracy nieciągłej, w których czas pracy urządzenia w odniesieniu do czasu spoczynkowego jest relatywnie krótki [89], instalacja zasilająca (linia, aparatura rozdzielcza) jest projektowana dla obciążeń szczytowych. W celu zapewnienia poprawnych warunków pracy dla innych urządzeń zasilanych z tej samej linii, moc zwarciova w punkcie przyłączenia musi być odpowiednio duża. Zastosowanie dodatkowego magazynu energii, pobierającego energię przy braku obciążenia przez odbiorniki i wspomagającego ich zasilanie podczas pracy, stwarza możliwość radykalnego zmniejszenia szczytowej wartości mocy, a tym samym wymagań stawianych m.in. instalacji zasilającej.

Dla zasilania pracujących w ten sposób, nieliniowych odbiorników jednofazowych zastosowanie energetycznego filtra aktywnego połączonego z zasobnikiem energii, umożliwi pobieranie energii przy mocy zbliżonej do jej średniej wartości w przyjętym przedziale czasu, lecz przy minimalnych jej wahaniach (poprzez ograniczenie wartości składowej zmiennej mocy średniej).

Ideę działania takiego układu przedstawiono na rys. I-1.1. Układ dołączony do linii zasilającej, jest złożony z filtra aktywnego, zasobnika energii oraz niespokojnego odbiornika, załączanego w nieregularnych odstępach czasowych. Na rysunku zaznaczono również charakter prądu linii zasilającej (I_{linii}) oraz prąd odbiornika (I_{obc}).



Rys. I-1.1. Schemat poglądowy ilustrujący zasadę działania układu filtra aktywnego z dodatkowym zasobnikiem energii

Połączenia między elementami symbolizują możliwe drogi przepływu energii, realizowane przez odpowiednie funkcje układu, natomiast naniesione strzałki oznaczają możliwe kierunki oraz sposób jej przepływu (ciągły lub dorywczy). Pogrubione połączenie z obciążeniem symbolizuje wymagania stawiane aparaturze dystrybucyjnej, w celu sprostania tak znacznym przepływom generowanym przez obciążenie.

Układ ma dążyć do utrzymania poboru energii przy ciągłym przepływie prądu I_{linii} , o wartości skutecznej wynikającej z energii dostarczanej w analizowanym przedziale czasu

(stałej mocy), a w konsekwencji - wartości mocy wielokrotnie mniejszej niż chwilowo wymuszanej przez okresowo załączane obciążenie (I_{obc}).

W tym układzie energia nie jest dostarczana do obciążenia wyłącznie z linii, ale również przez zasobnik filtru aktywnego. Obniża to maksymalną moc od strony linii zasilającej, co w konsekwencji pozwala zaprojektować linię zasilającą na mniejsze prądy robocze [100], [101].

Ciągłość poboru energii z linii zasilającej, realizowana przez filtr oznacza konieczność magazynowania przez układ energii w czasie przerw w pracy obciążenia oraz jej zwracanie w trakcie jego pracy. Wspomagając tym samym pracę obciążenia i jednocześnie redukując szczytową wartość energii pobieranej z linii, kosztem energii uprzednio zgromadzonej.

Przy założeniu, iż czas pracy obciążenia jest wielokrotnie mniejszy od jego czasu spoczynkowego, odpowiednio dobrana skuteczna wartość prądu sinusoidalnego, o charakterze ciągłym i prawie stałym w czasie, jest w stanie kompensować okresowo występujące obciążenie, o wielokrotnie większej wartości.

Zagadnienie kompensacji wahań - udarów mocy czynnej jest zjawiskiem bardzo złożonym, ze względu na potrzebę magazynowania energii [5], [9], [13], [40], [105], [120]. Opracowany układ sterowania i regulacji musi umożliwiać wyznaczenie takiej wartości prądu linii zasilającej, aby uzupełnić energię zgromadzoną w magazynie (w czasie gdy odbiornik nie pracuje) i jednocześnie, aby wartość zmagazynowanej energii była wystarczająca do skompensowania udarowego zapotrzebowania na moc odbiornika w trakcie jego kolejnego załączenia. Algorytm wyznaczenia wartości prądu linii musi uwzględniać możliwe zmiany w cyklu pracy kompensowanego odbiornika, np. zmian czasu przerw i pracy.

Jako przykład kompensowanego i filtrowanego obiektu, dla którego dodatkowo będzie realizowane ograniczenie wahań mocy czynnej, wybrano jednofazową zgrzewarkę punktową z tyrystorowym regulatorem prądu, pracującą ze zmiennym czasem przerw.

Urządzenia tego typu wymuszającą w trakcie swojej pracy przepływ przez linie prądów odkształconych o dużej wartości składowej biernej, odpowiadającej za spadki napięcia na reaktancji linii zasilającej, a przede wszystkim na reaktancji transformatora sieciowego. Powstałe w ten sposób spadki napięcia niekorzystnie oddziałują na pracę wszystkich odbiorników dołączonych do tego samego węzła zasilającego. Zmniejszeniu ulega również moc czynna odbiorników (także zgrzewarki), co w konsekwencji niekorzystnie wpływa na efekt jej pracy, jakoś zgrzewania.

Problem ten dotyczy również innych odbiorników o cyklicznym charakterze pracy np. napędu dźwigów i wind, a także trakcji prądu stałego, w której podczas hamowania odzyskowanej energii jest zwracana do sieci/trakcji. Powoduje to wzrost napięcia - jeśli w tym samym czasie nie znajdzie się inny obiekt, w którym energia mogłaby zostać wykorzystana np. podczas procesu rozruchu [86], [103], [119]. Pomimo stosunkowo krótkich odcinków czasu przepływu prądu, linia zasilająca dla tego rodzaju odbiorników musi być projektowana na maksymalne wartości prądu.

Obecnie do niesymetrycznych i nieliniowych odbiorników pracujących cyklicznie, dołączane są kompensatory mocy biernej (lub filtry aktywne) [6], [31], [60], [61] [70], pozwalające na zmniejszenie spadków napięć na linii zasilającej, w trakcie przepływu prądów udarowych oraz zmniejszenie zawartości harmonicznych prądu. Rozwiązanie takie nie ogranicza jednak szczytowych wartości prądu linii i transformatora zasilającego, wynikających z udarów mocy czynnej.

Przeprowadzane są również eksperymenty, w których zastosowano superkondensatory, jako magazyn energii w kompensatorach składowej aktywnej prądów [44], [96], [103], [119]. Alternatywą pozostaje wykorzystanie wirujących zasobników energii [7], [8]. W przypadku tego rozwiązania, kinetyczny magazyn energii zapewnia dynamiczną reakcję na zanik napięcia w zabezpieczanej linii oraz w wyniku dużej szybkości reakcji bezwładnika, pozwala na wyeliminowanie kondensatorów elektrolitycznych [12], skutkiem tego zwiększa się jednak stopień złożoności układu.

Wyposażenie energoelektronicznego, równoległego filtra aktywnego w zasobnik o dużej gęstości gromadzonej energii z możliwością szybkiego jej oddania (układ o małej impedancji, przez który mogą przepływać prądy o dużej wartości) pozwala na ograniczenie negatywnego oddziaływania niespokojnych odbiorników na linię zasilającą. Umożliwia również uzyskanie przepływu prądu współfazowego z napięciem oraz ograniczenie zawartości harmonicznych prądu. Rozbudowując algorytm sterowania filtra aktywnego o funkcję pozwalającą na zwrot energii z zasobnika do niespokojnego odbiornika w czasie jego pracy oraz uzupełnienie energii magazynu, gdy odbiornik ten nie pracuje, umożliwia uzyskanie przepływu przez linię zasilającą prądu o stosunkowo małej (w odniesieniu do wartości prądu odbiornika) oraz stałej lub o niewielkich zmianach wartości (w przedziale kilkadziesiąt cykli pracy kompensowanego odbiornika).

Celem naukowym stawianym w pracy było opracowanie skutecznych topologii, algorytmów oraz metod sterowania przekształtnikiem energoelektronicznym (jednofazowym energetycznym filtrem aktywnym) wyposażonym w magazyn energii,

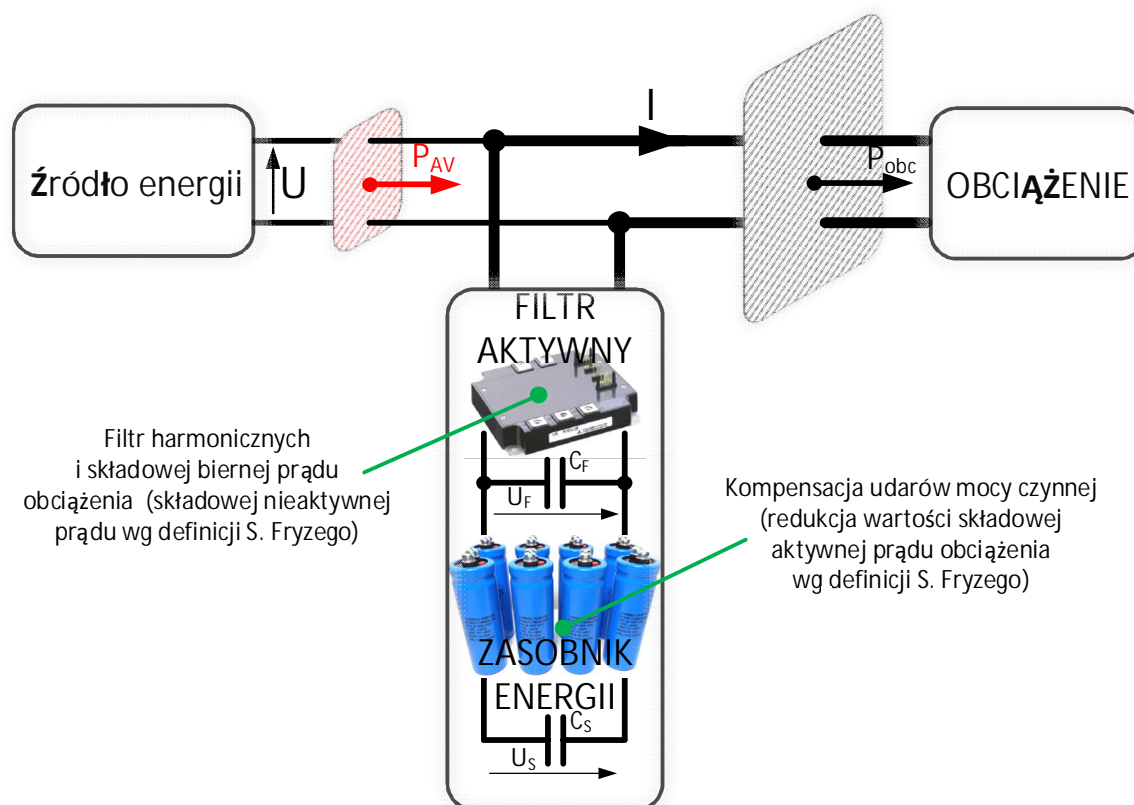
który zniweluje lub znacznie ograniczy udary mocy czynnej oraz niekorzystne oddziaływanie tego rodzaju odbiorników na linię zasilającą. Dodatkowym celem było opracowanie metod kontroli pracy oraz transferu energii z zasobnika. Na magazyn wybrano kondensator elektrolityczny zasilany przez dwukierunkowy przekształtnik DC/DC.

Rozwiązaniem alternatywnym (nie wymagającym zmiany topologii zastosowanego przekształtnika) do wybranego kondensatora pozostają tzw. „banki” złożone z superkondensatorów lub akumulatorów wyposażone w układy elektroniczne BMS (ang. battery management system). Układy takie nadzorują pracę zespołu, zabezpieczając oraz optymalizując jego żywotność i sprawność [4], [14], [62]. Do przewidzianego zakresu rozpatrywanych mocy odbiornika, wybrano jednak kondensator elektrolityczny stanowiący najbardziej ekonomiczne rozwiązanie.

Opracowane przekształtniki energoelektroniczne, wraz z układami sterowania mogą znacząco poprawić pewność zasilania oraz jakość energii elektrycznej nieliniowych, niestacjonarnych odbiorników jednofazowych.

I-2. Ogólna koncepcja działania układu

Ogólną koncepcję działania układu filtra aktywnego z zasobnikiem energii wraz z opisem funkcji realizowanym przez człony składowe urządzenia zilustrowano na rys. I-2.1. Układ jest dołączony do źródła energii, równolegle z kompensowanym obciążeniem.

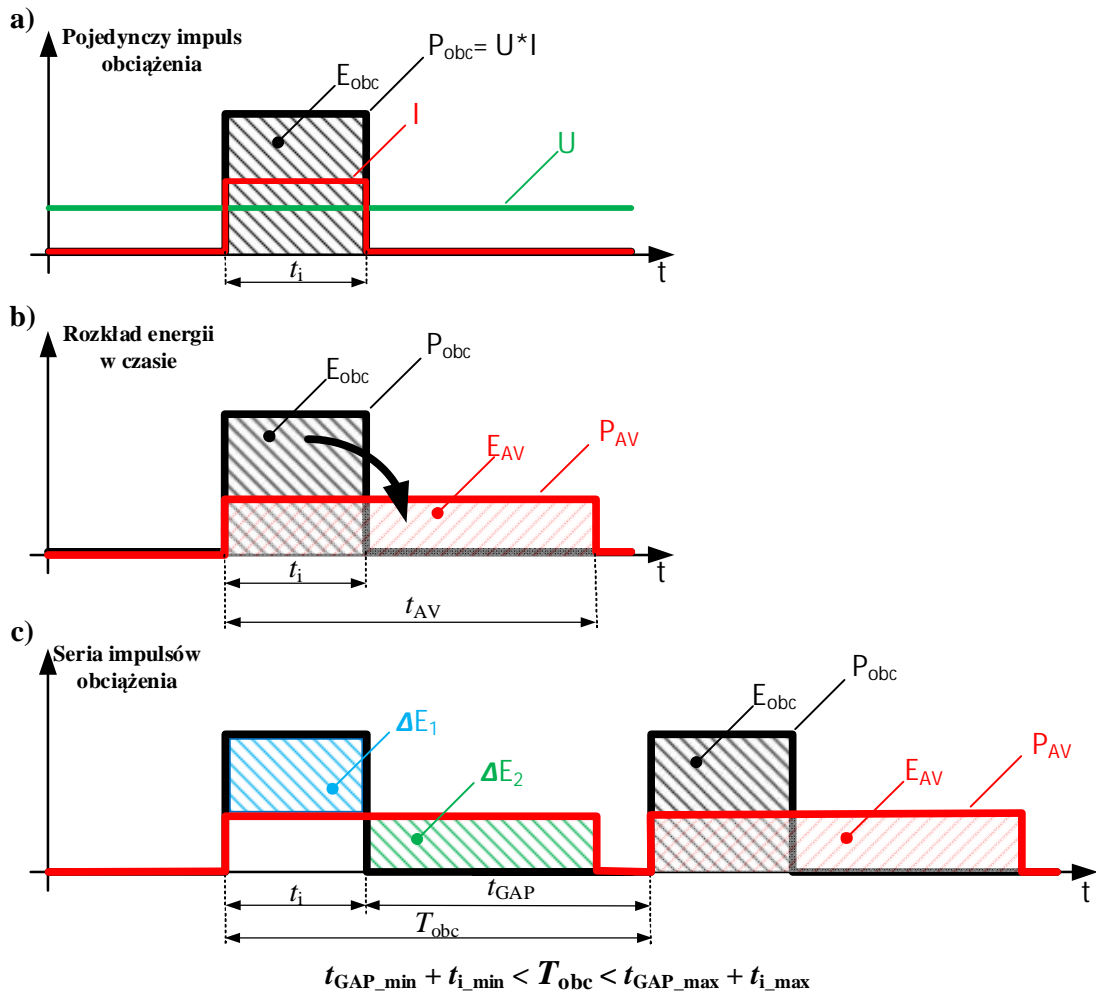


Rys. I-2.1. Ogólna idea działania układu filtra aktywnego z dodatkowym zasobnikiem energii dołączonego do źródła energii równoległe z obciążeniem

Załączenie obciążenia dołączonego do źródła o napięciu skutecznym U powoduje przepływ składowej czynnej prądu I (rys. I-2.1 oraz rys. I-2.2a). W przebiegu prądu obciążenia występują również harmoniczne i składowa bierna (składowa nieaktywna prądu wg S. Fryzego), stąd konieczność wykorzystania filtra aktywnego, jako interfejsu między układem zasobnika a źródłem energii (linią zasilającą).

Iloczyn wartości skutecznej podstawowej harmonicznego napięcia oraz składowej czynnej prądu odpowiada mocy czynnej obciążenia P_{obc} - średniej wartości mocy chwilowej (rys. I-2.2a), a pole powierzchni ograniczone krzywą mocy jest równe energii E_{obc} pobranej ze źródła.

Kluczową funkcją układu jest kompensacja wahań/udarów mocy czynnej (prądu czynnego źródła) po załączeniu obciążenia. Proces uśredniania impulsów obciążenia, ilustrujący ideę wykorzystania zasobnika energii przedstawiono na rys. I-2.2b.



Rys. I-2.2. Ogólna idea uśredniania impulsów obciążenia przez układ filtra aktywnego z zasobnikiem energii: a) pojedynczy impuls obciążenia; b) proces uśredniania - rozkładu energii w czasie; c) uśrednianie serii impulsów w czasie

Wartości energii E_{obc} dostarczonej ze źródła do odbiornika, podczas jego pojedynczego załączenia (impulsu), trwającego przez czas t_i opisuje zależność (I-1):

$$E_{obc} = P_{obc} \cdot t_i \quad (I-1)$$

Obniżenie wartości mocy P_{obc} , którą obciążane jest źródło przez odcinek czasu t_i do poziomu mocy P_{AV} (rys. I-2.1b), wymaga proporcjonalnego zwiększenia czasu, przez który energia jest pobierana ze źródła. Zachowanie bilansu energetycznego przez system oznacza, iż pola powierzchni - energie E_{obc} oraz E_{AV} , powinny być sobie równe (I-2):

$$E_{AV} = E_{obc} \quad (I-2)$$

Proces uśredniania impulsu w pełni ilustruje zależność uzyskana w wyniku podstawiania (I-1) do (II-2):

$$P_{obc} \cdot t_i = P_{AV} \cdot t_{AV}$$

$$P_{AV} = P_{obc} \cdot \frac{t_i}{t_{AV}} \quad (I-3)$$

Podstawowymi założeniami są:

$$P_{AV} \ll P_{obc} \wedge t_i \ll t_{AV} \wedge t_{AV} < t_{GAP} \quad (I-4)$$

gdzie: P_{obc} - moc obciążenia; P_{AV} - obniżona wartość mocy obciążającej źródło; t_i - czas na jaki załączane jest obciążenie, t_{GAP} - minimalny odstęp czasu pomiędzy kolejnym załączeniem obciążenia; t_{AV} - ekwiwalent czasu t_i pozwalający na przesłanie tej samej energii, ale z mniejszą mocą (P_{AV})

Odstęp między kolejnymi załączeniami obciążenia (t_{GAP}), jak również czas trwania pojedynczego impulsu (t_i) oraz jego moc (P_{obc}) są odgórnie zdefiniowane przez proces technologiczny. Suma $t_i + t_{GAP}$ określa „pseudo okres” (T_{obc}) kolejnych załączeń obciążenia, dokonywanych w zdefiniowanym przedziale czasu.

Dobrana przez układ wartość mocy P_{AV} zgodnie z (I-3), którą obciążane jest źródło w czasie t_{AV} (mniejszym od t_{GAP}), powinna zapewnić poprawny rozkład impulsu obciążenia P_{obc} przed pojawieniem się kolejnego, bez konieczności zwiększania wartości mocy jaką obciążane jest źródło w okresie (T_{obc}), co zilustrowano na rys. I-2.1c.

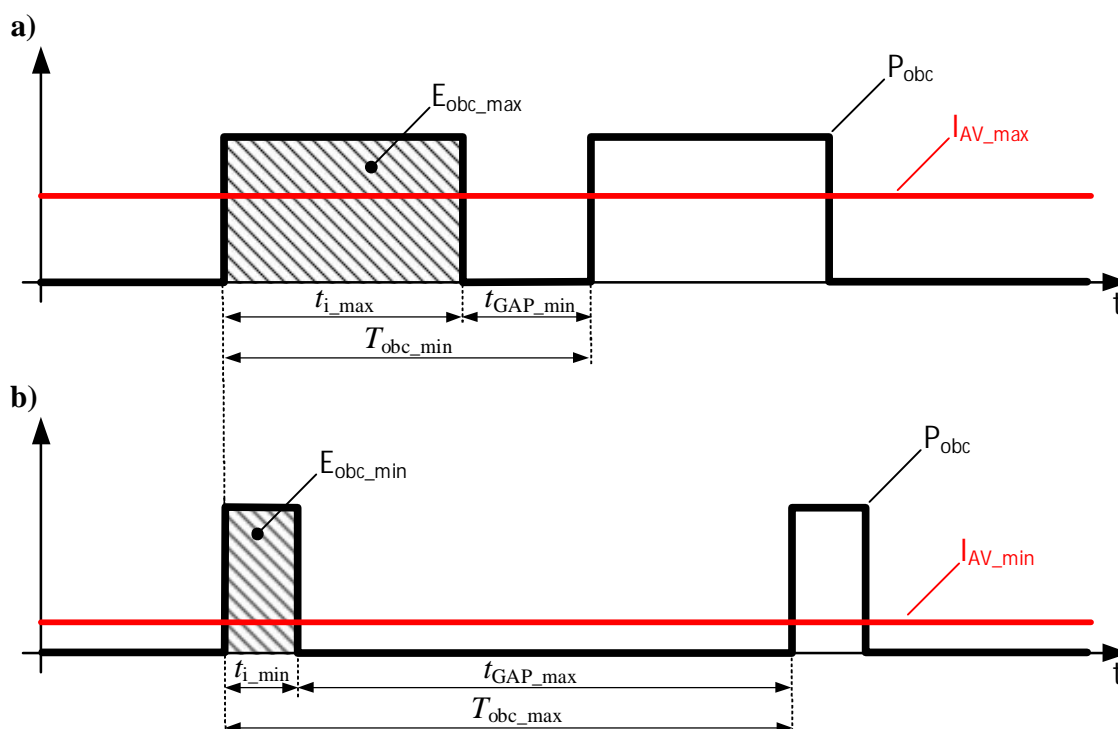
Analiza procesu produkcyjnego pozwala określić przedziały czasu charakterystyczne dla danego ciągu technologicznego. Należy do nich zaliczyć minimalny i maksymalny czas trwania (zmiennosc) okresu T_{obc} (I-5):

$$T_{obc_min} \leq T_{obc} \leq T_{obc_max} \quad (I-5)$$

oraz minimalny i maksymalny czas trwania pojedynczego impulsu obciążenia t_i , stanowiący wielokrotnosc pełnej liczby okresów napięcia źródła (II-6):

$$t_{i_min} \leq t_i \leq t_{i_max} \quad (I-6)$$

Układ musi zapewnić poprawną pracę przy najdłuższych impulsach obciążenia t_{i_max} powtarzających się z najmniejszym okresem T_{obc_min} (maksymalna energia i moc źródła) oraz przy najkrótszych czasach trwania impulsów obciążenia t_{i_min} powtarzających się z największym okresem T_{obc_max} (istotne w kontekście dynamiki układu regulacji), obie sytuacje zilustrowano na rys. I-2.3.



Rys. I-2.3. Graniczne stany pracy obciążenia, ze stałą wartością mocy P_{obc} : a) praca z maksymalnym czasem trwania impulsu obciążenia t_{i_max} załączonego z minimalnym okresem T_{obc_min} (maksymalna energia); b) praca z minimalnym czasem trwania impulsu obciążenia t_{i_min} załączonego z maksymalnym okresem T_{obc_max} ; I_{AV_min}/I_{AV_max} - minimalna/maksymalna uśredniona wartość prądu źródła zapewniająca zachowanie bilansu energetycznego przez układ filtru z zasobnikiem

W przypadku mocy odbiornika P_{obc} istnieje również możliwość zdefiniowania maksymalnej i minimalnej wartości, charakterystycznej dla danej technologii, co ma zasadnicze znaczenie zwłaszcza podczas wymiarowania elementów pasywnych w strukturze filtru i zasobnika (I-7):

$$P_{obc_min} \leq P_{obc} \leq P_{obc_max} \quad (I-7)$$

Określenie maksymalnej mocy obciążenia P_{obc_max} oraz maksymalnego czasu trwania pojedynczego impulsu t_{i_max} , załączonego w odstępach nie krótszych niż t_{GAP_min} (T_{obc_min}), pozwala na wyznaczenie maksymalnej wartości obniżonej mocy P_{AV} , możliwej do uzyskania dla przyjętego typu obciążenia w zakładanym czasie między impulsami, co jest istotne ze względu na źródło zasilania, gdyż określa w jakim stopniu zostanie obniżona jego moc (I-8):

$$P_{AV_max} = P_{obc_max} \cdot \frac{t_{i_max}}{T_{obc_min}} \quad (I-8)$$

gdzie: P_{obc_max} - maksymalna moc obciążenia; P_{AV_max} - maksymalna wartość mocy obciążającej źródło; t_{i_max} - maksymalny czas na jaki załączane jest obciążenie, T_{obc_min} - minimalny odstęp (okres) pomiędzy kolejnymi załączeniami obciążenia

Działanie układu wymaga zmagazynowania odpowiedniej porcji energii ΔE_1 w strukturze zasobnika (rys. I-2.1c). Energia ΔE_1 jest wydawana z układu w czasie gdy obciążenie jest załączone - przez co następuje zamierzony efekt ograniczenia mocy źródła. Po wyłączeniu obciążenia ma miejsce uzupełnienie ubytku energii ΔE_1 o wartość ΔE_2 ze stałą mocą (układ utrzymuje przepływ prądu I_{AV}), dzięki czemu, zachodzi zbilansowanie energetyczne układu (I-9):

$$\Delta E_2 = \Delta E_1 \quad (I-9)$$

Przyjęta wartość mocy P_{AV} zapewnia, iż w trakcie czasu $t_{AV} < T_{obc}$ ubytek energii ΔE_1 zostanie uzupełniony przed ponownym załączeniem obciążenia, a układ będzie w pełni przygotowany na jego kolejne załączenie.

Z zależności (I-9) wynika także, iż minimalna ilość energii zmagazynowana w układzie zasobnika E_{S_min} powinna być większa od ΔE_1 , dla założonej maksymalnej mocy odbiornika (P_{obc_max}), maksymalnego czasu trwania pojedynczego impulsu (t_{i_max}) oraz minimalnego odstępu pomiędzy kolejnymi impulsami (t_{GAP_min}). Minimalną wartość energii zmagazynowanej w układzie z uwzględnieniem strat ΔE określono za pomocą zależności (I-10):

$$\begin{aligned} E_{S_min} &> P_{obc_max} t_{i_max} + \Delta E \\ E_{S_min} &> E_{obc_max} + \Delta E \end{aligned} \quad (I-10)$$

Dobrana w ten sposób wartość zmagazynowanej energii E_{S_min} zapewni, iż podczas załączania obciążenia układ będzie posiadał odpowiedni jej zapas do skompensowania przewidzianego charakteru obciążenia oraz pokrycie wewnętrznych strat na elementach.

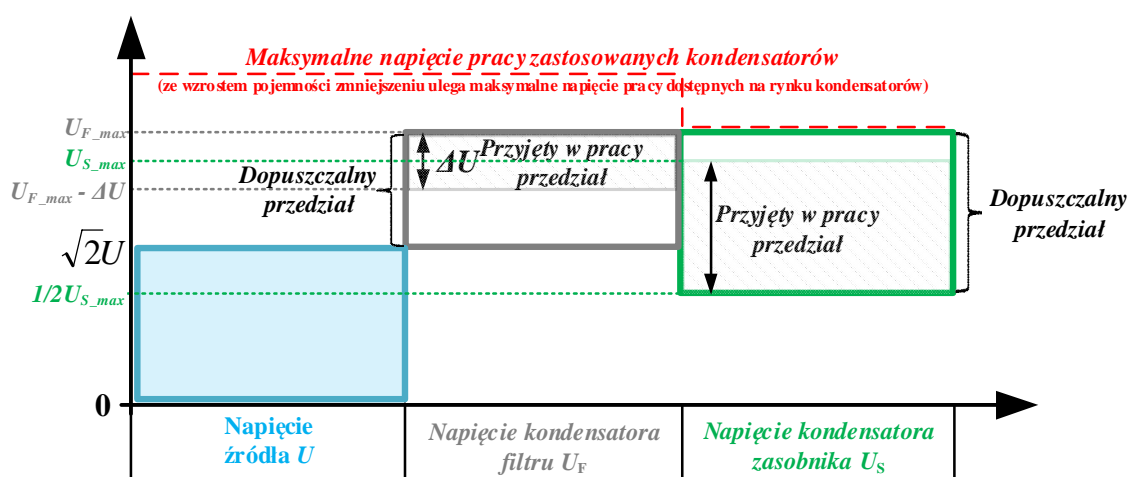
Do realizacji zaprezentowanych założeń konieczny jest przedstawiony w pracy układ filtru z dodatkowym zasobnikiem energii. Działanie zaproponowanego układu nie wpływa na prąd (moc) obciążenia, natomiast przyczynia się do ograniczenia prądu źródła.

Wykorzystana kaskadowa struktura połączeń filtru oraz zasobnika zapewnia pełną realizację postawionych przed rozwiązaniem celów. Zadaniem filtru aktywnego jest eliminacja harmonicznych oraz składowej biernej prądu (składowej nieaktywnej wg S. Fryzego), natomiast rolą zasobnika jest ograniczenie wahań mocy czynnej

występujących podczas załączenia obciążenia, odbywa się to poprzez ograniczenie składowej aktywnej prądu, kosztem energii zmagazynowanej w strukturze zasobnika.

Kluczowe znaczenie ze względu na wykorzystywane w pracy magazyny energii w postaci kondensatorów jest ich robocze napięcie pracy, od którego w drugiej potęgze zależy ilość zmagazynowanej energii.

Minimalna wartość napięcia U_F na kondensatorze filtru C_F dla właściwego kształtowania przebiegów prądu musi być większa niż wartość szczytowa napięcia źródła, dobór poziomu napięcia oraz jego dopuszczalny przedział zmian przedstawiono na rys. I-2.4.



Rys. I-2.4. Dobór istotnych ze względu na charakter pracy układu przedziałów napięć w obwodzie

Wartość pojemności filtru C_F została wyznaczona w wyniku przekształcenia zależności opisującej energię zgromadzoną przez kondensator, tak aby jej wartość za okres napięcia źródła, podczas pracy z maksymalną założoną mocą obciążenia P_{obc_max} nie spadła poniżej progu gwarantującego poprawną pracę (I-11):

$$E_{F_max} - E_{obc_max(1)} \geq E_{F_min} \quad (I-11)$$

gdzie:

$$E_{F_max} = \frac{1}{2} C_F U_{F_max}^2 \quad (I-12)$$

$$E_{F_min} = \frac{1}{2} C_F U_{F_min}^2 \quad (I-13)$$

$$E_{obc_max(l)} = P_{obc_max} \cdot T = \frac{P_{obc_max}}{f_i} \quad (I-14)$$

$$U_{F_min} = U_{F_max} - \Delta U \quad (I-15)$$

gdzie: E_{F_max} - maksymalny poziom energii zgromadzony w kondensatorze C_F ;
 E_{F_min} - minimalny poziom energii zgromadzony w kondensatorze C_F ;
 $E_{obc_max(1)}$ - maksymalna wartość energii pobrana przez obciążenie pracujące z mocą maksymalną P_{obc_max} w czasie jednego okresu napięcia źródła $T = 1/f_i$,
 f_i - częstotliwość podstawowej harmonicznej źródła energii; U_{F_max} - wartość maksymalna (robocza) napięcia na kondensatorze C_F ; ΔU - dopuszczalny spadek napięcia na kondensatorze C_F

W wyniku podstawienia zależności (II-12)-(II-15) do (II-11) otrzymano wyrażenie (I-16) na wyznaczenie minimalnej wartości pojemności kondensatora filtru:

$$C_F \geq \frac{P_{obc_max}}{f_i \left(U_{F_max} \Delta U - \frac{\Delta U^2}{2} \right)} \quad (I-16)$$

Uzyskana na podstawie zależności (I-16) wartość pojemności C_F zapewnia, iż przy założonym napięciu pracy zgromadzona energia zagwarantuje poprawną kompensację co najmniej jednego impulsu obciążenia w przypadku braku reakcji układu sterowania.

Kluczowym zagadnieniem w analizowanym układzie jest dobór wartości pojemności kondensatora zasobnika energii C_S . Ilość gromadzonej w nim energii (E_S) przekłada się bowiem na szybkość zmian prądu realizowanego przez filtr oraz jego minimalną wartość.

Zwiększenie ilości magazynowanej energii (np. przez zastosowanie zasobnika o większej pojemności), umożliwi zastosowanie wolniejszego regulatora, a przez to lepsze uśrednianie w czasie wypracowywanej referencji prądu źródła.

Energia zgromadzona w kondensatorze C_S powinna kompensować ubytki energii (E_F) w kondensatorze C_F w czasie pracy obciążenia jak również straty w elementach ΔE , bez konieczności zmiany wartości realizowanego prądu źródła.

Zbyt mała wartość pojemności zasobnika wymusza z kolei prace z większym prądem źródła (lub większymi wahaniami jego wartości skutecznej), tak aby załączenie obciążenia nie powodowało znaczących zmian poziomów energii w znajdujących się w układzie kondensatorach, a układ zachował możliwości kompensacyjne.

W przypadku kondensatora C_S w strukturze zasobnika, napięcie robocze U_{S_max} nie może przekroczyć wartości napięcia U_{F_max} pracy kondensatora C_F . Minimalna, przyjęta wartość napięcia U_S to 1/2 wartości znamionowej, która oznacza naładowanie zasobnika w zaledwie 25%. Rozładowanie kondensatora poniżej tej wartości w praktyce wyklucza już dalszą pracę układu (transfer energii z przekształtnika do kondensatora filtru jest nieefektywny). Dobór poziomu napięcia oraz jego dopuszczalny przedział zmian przedstawiono na rys. I-2.4.

Dobrana wartość pojemności C_S zasobnika, przy założonym napięciu pracy gwarantuje zapas energii na kompensację zakładanej liczby impulsów obciążenia, zanim zasobnik zostanie rozładowany do poziomu energii minimalnej.

Połączenie filtru i zasobnika jest realizowane przez układ dwukierunkowego nieseparowanego przekształtnika DC/DC, który zapewnia odpowiednie dopasowanie napięciowe i realizację stawianych układowi celów.

Wartość pojemności C_S została wyznaczona w wyniku przekształcenia zależności opisującej energię zgromadzoną przez kondensator, tak aby podczas kompensacji obciążenia załączanego na maksymalny czas t_{i_max} , (będący wielokrotnością całkowitej liczby okresów T napięcia źródła $t_{i_max} = n_{max} \cdot T$) oraz pracującego z mocą maksymalną P_{obc_max} , ilość zmagazynowanej energii nie spadła poniżej progu gwarantującego poprawną pracę przekształtnika DC/DC (II-33):

$$E_{S_max} - E_{obc_max(n)} > E_{S_min} \quad (I-17)$$

gdzie:

$$E_{S_max} = \frac{1}{2} C_S U_{S_max}^2 \quad (I-18)$$

$$E_{S_min} = \frac{1}{2} C_S U_{S_min}^2 \quad (I-19)$$

Pojedyncze załączenie obciążenia (impuls), pracującego z mocą maksymalną, załączonego na n okresów napięcia źródła, oznacza wydatek energetyczny rzędu (II-36):

$$E_{obc_max(n)} = t_{i_max} \cdot P_{obc_max} = n_{max} \cdot T \cdot P_{obc_max} = n_{max} \cdot E_{obc_max(1)} \quad (I-20)$$

gdzie: n_{max} - założona maksymalna liczba okresów pracy obciążenia z mocą maksymalną podczas jednego cyklu załączenia; $E_{obc_max(1)}$ - energia pobierana przez obciążenie w trakcie jednego okresu załączenia; $E_{obc_max(n)}$ - energia pobierana przez obciążenie w trakcie „n” okresów załączenia

Po podstawieniu (II-18), (II-19) oraz (II-20) do (II-17) otrzymano zależność na minimalną wartość pojemności C_S , która gwarantuje, iż podczas pojedynczego załączania obciążenia na czas t_{i_max} napięcie U_S pracującego układu, nie spadnie poniżej progu minimalnego U_{S_min} przyjętego na poziomie $1/2 U_{S_max}$ (I-21):

$$C_S > \frac{2 \cdot E_{obc_max(n)}}{U_{S_ref}^2 - U_{S_min}^2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow C_S > 2.67 \cdot \frac{P_{obc_max} t_{i_max}}{U_{S_max}^2} \quad (I-21)$$

gdzie: P_{obc_max} - maksymalna moc czynna obciążenia; t_{on_max} - maksymalny czas na jaki załączane jest obciążenie U_{S_max} - wartość maksymalna (robocza) napięcia na kondensatorze C_S

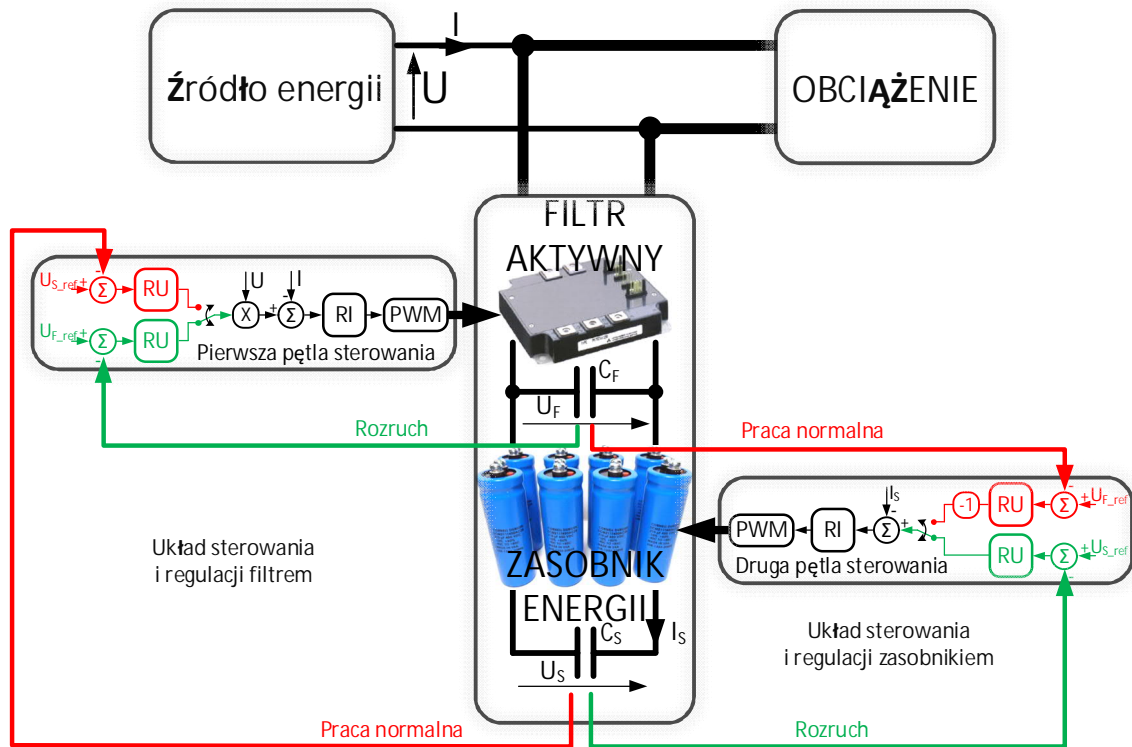
Nad prawidłową pracą urządzenia czuwają dwa kaskadowe układy sterowania i regulacji o przełączalnej strukturze (rys. I-2.4), do których implementacji wykorzystano regulatory proporcjonalno - całkujące PI. Struktura pojedynczej pętli sterowania składa się z wewnętrznego, szybkiego regulatora prądu oraz dwóch zewnętrznych (wolniejszych) regulatorów napięcia, z których jeden jest wykorzystywany podczas rozruchu, a drugi w trakcie pracy normalnej (regulator prądu wspólny dla obu faz pracy układu).

W czasie fazy rozruchowej zadaniem pierwszej z pętli sterowania jest stabilizacja napięcia U_F na zadanym poziomie (linie koloru zielonego na rys. I-2.4). Filtr zachowuje się w tym czasie jak prostownik o sinusoidalnym prądzie źródła (energia transferowana ze źródła energii do kondensatora filtru C_F), równocześnie z pracą filtru ma miejsce ładowanie pojemności w obwodzie zasobnika (energia przesyłana z kondensatora filtru C_F do kondensatora zasobnika C_S). Za kontrolę napięcia U_S odpowiada druga z wykorzystywanych pętli sterowania. Po osiągnięciu przez napięcia U_F oraz U_S poziomów referencyjnych (roboczych) następuje przełączenie struktury regulacji na wykorzystywaną podczas pracy normalnej (linie koloru czerwonego na rys. I-2.4).

W trakcie pracy normalnej poziom napięcia U_F na kondensatorze filtru C_F jest kontrolowany przez układ zasobnika (drugą z pętli sterowania). Zasobnik nie posiada informacji o aktualnym poziomie energii zgromadzonej w swoim kondensatorze C_S . Za kontrolę poziomu energii (napięcia) zasobnika odpowiedzialna jest z kolei pierwsza z pętli sterowania, która na podstawie napięcia U_S wypracowuje referencję prądu źródła.

W związku z tym, iż układ regulacji filtru (pierwsza pętla) nie posiada informacji o aktualnym poziomie napięcia U_F na kondensatorze C_F , jego wartość nie wpływa

bezpośrednio na zadaną wartość prądu źródła, która skutkiem tego może być utrzymywana praktycznie stała w czasie.



Rys. I-2.4. Ogólna struktura sterowania i regulacji układem: kolorem zielonym oznaczono sprzężenia zwrotne w trakcie rozruchu układu, natomiast kolorem czerwonym sprzężenia zwrotne podczas pracy normalnej

Zastosowane w pracy regulatory prądu PI charakteryzują się dużym (w porównaniu z regulatorami napięcia) współczynnikiem wzmocnienia członu proporcjonalnego K_p (od 50 do 130), koniecznym dla zapewnienia odpowiedniej dynamiki, natomiast czas zdwojenia T_i członów całkujących dobrano rzędu pojedynczych ms (od 1 do 5 ms). Szczegółowe dane przedstawiono w podrozdziale III-1.4 (Tabela III-1).

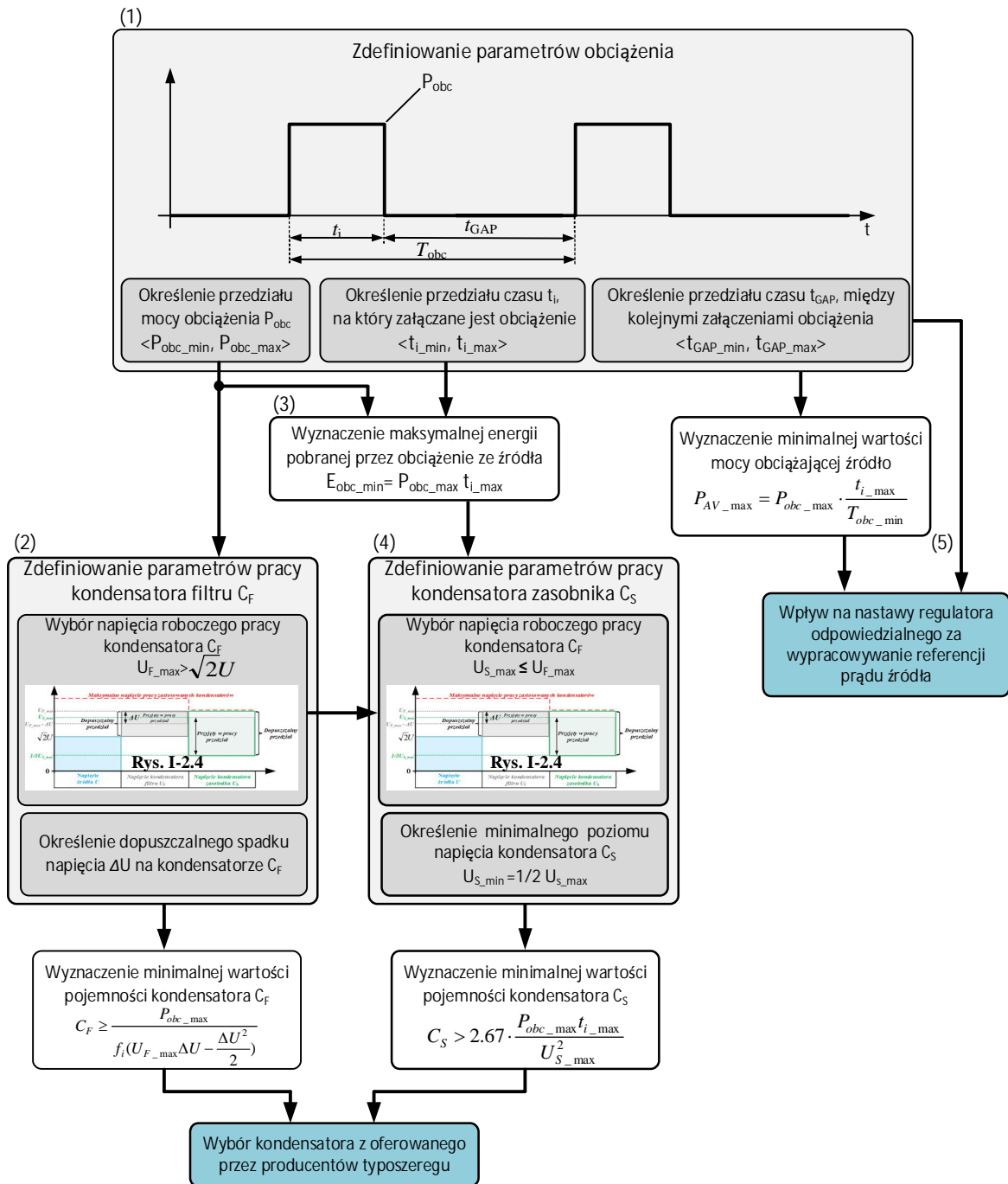
W przypadku regulatorów napięcia wartości wzmocnień członów proporcjonalnych nie przekraczają jedności (od 0,03 do 0,22), a dobrane czasy zdwojenia kilkunastu ms (od 10 do 20 ms). Niewielka wartość współczynnika wzmocnienia $K_p < 1$ w strukturze pierwszej z pętli sterowania filtrem, zapewnia podczas rozruchu odpowiednie tłumienie trzeciej harmonicznej w generowanym przebiegu prądu źródła.

Kluczowe znaczenie ze względu na funkcję uśredniania impulsu mocy obciążenia mają nastawy regulatora napięcia, wykorzystywanego w trakcie pracy normalnej przez pierwszą z pętli i sterowania filtrem. Regulator ten charakteryzuje się pomijalnie małym współczynnikiem wzmocnienia członu proporcjonalnego ($K_p = 0,03$), gwarantującym

jednak stabilizację napięcia U_S w założonym zakresie, bez możliwości przekroczenia dopuszczalnych progów bezpieczeństwa. Czas zdwojenia członu całkującego regulatora na poziomie 40 s, przyjęto na podstawie maksymalnego założonego odstępu między kolejnymi załączeniami obciążania (20 s). Dobrane w ten sposób nastawy regulatora zapewniają odpowiedni rozkład (uśrednianie) impulsu obciążenia w czasie. Wolne działanie regulatora (proces uzupełniania energii) jest możliwy tylko dzięki zastosowaniu odpowiednio dużego zasobnika energii (kondensatora C_S). Pojemność zasobnika musi zapewnić zapas energii równy co najmniej jednemu impulsowi obciążenia, o zakładanej mocy i czasie, a ubytek energii musi zostać uzupełniony przepływem dużo mniejszego prądu w czasie nie dłuższym niż do kolejnego załączenia obciążenia.

Podsumowaniem ogólnej koncepcji działania filtra aktywnego z zasobnikiem energii przedstawionej w podrozdziale, jest opracowany algorytm, zilustrowany na rys. I-2.5, umożliwiający zwymiarowanie podstawowych elementów układu w zależności od zdefiniowanych granicznych parametrów charakteryzujących wykorzystywany typ obciążenia. Struktura algorytmu opiera się o następujące działania:

- (1) zdefiniowanie parametrów granicznych charakteryzujących pracę obciążenia, istotnych dla opracowanego układu;
- (2) ustalenie napięcia roboczego kondensatora filtra C_F oraz wyznaczenie na tej podstawie jego minimalnej pojemności;
- (3) wyznaczenie maksymalnej energii pobranej przez obciążenie w trakcie jego pojedynczego załączenia;
- (4) ustalenie napięcia roboczego kondensatora zasobnika C_S oraz wyznaczenie na tej podstawie jego minimalnej pojemności;
- (5) uwzględnienie parametrów obciążenia (minimalnego i maksymalnego czasu między kolejnym załączeniem obciążenia) w trakcie doboru nastaw regulatorów, szczególnie regulatora odpowiedzialnego za wypracowywanie referencji prądu źródła podczas pracy normalnej układu.



Rys. I-2.5. Algorytm obrazujący wyznaczenie parametrów układu filtra z zasobnikiem na podstawie zdefiniowanego typu obciążenia: (1)- określenie parametrów granicznych charakteryzujących pracę obciążenia; (2)- wyznaczenie parametrów pracy i pojemności kondensatora filtra C_F ; (3)- wyznaczenie maksymalnej energii pobranej przez obciążenie w trakcie pojedynczego impulsu załączania; (4)- wyznaczenie parametrów pracy i pojemności kondensatora zasobnika C_S ; (5)- uwzględnienie parametrów charakteryzujących obciążenie podczas doboru nastaw regulatorów

I-3. Przykładowe kompensowane obciążenie - elektryczna zgrzewarka punktowa do metali

Typowym przykładem odbiorników niespokojnych (nieliniowych, o niskim współczynniku mocy, pracujących dorywczo) są elektryczne zgrzewarki punktowe. Umożliwiają one łączenie metalowych elementów pod wpływem ciepła wydzielonego na rezystancji obszaru łączenia, jak również wskutek docisku wywołanego elektrodami [83], [89], [91], [97]. Ilość ciepła wytworzonego w procesie zgrzewania oporowego określa się wg prawa Jule'a - Lenza (I-22):

$$Q = I^2 R t \quad (\text{I-22})$$

gdzie: Q - ciepło wydzielone podczas zgrzewania; I - prąd zgrzewania; R - rezystancja strefy zgrzewania; t - czas przepływu prądu zgrzewania.

Z wyrażenia (I-10) wynika, iż parametrami mającymi wpływ na ilość energii cieplnej dostarczanej do zgrzeiny są: całkowita rezystancja strefy zgrzewania, natężenie prądu i czas jego przepływu. Przy określaniu parametrów nie wystarczy rozważenie całkowitej energii zamienianej w ciepło, ponieważ część energii przenika do sąsiadujących warstw materiału, gdzie ulega rozproszeniu.

Wpływ wartości napięcia na ilość ciepła dostarczanego do jądra zgrzeiny opisano wyrażeniem (I-23):

$$Q = \int_0^t \frac{U^2}{R} dt \quad (\text{I-23})$$

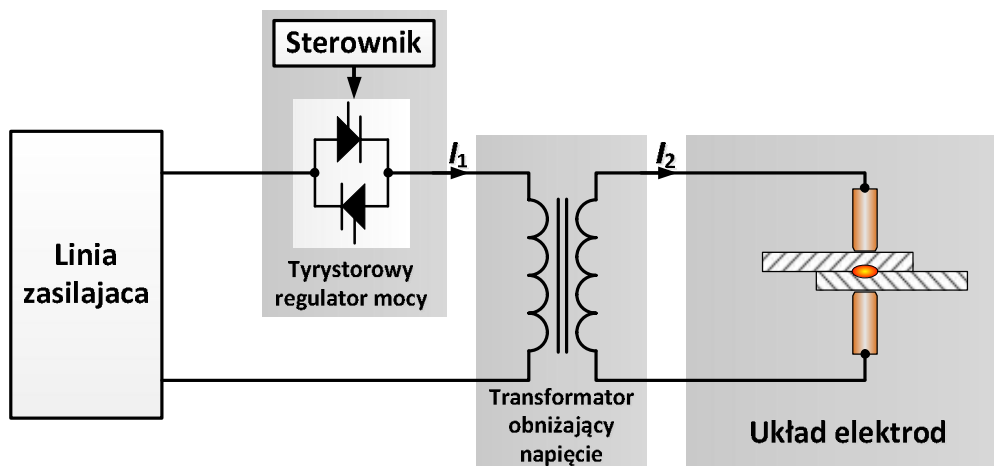
Przy stałym czasie zgrzewania, zmiana (zmniejszenie) napięcia zasilającego, ma znaczący wpływ na ilość energii - ciepła dostarczanego do jądra zgrzeiny, a tym samym na jakość procesu zgrzewania.

Zgrzewarki z tyrystorowym regulatorem mocy, w trakcie swojej pracy wymuszają przepływ przez linię zasilającą prądu odkształconego, nieciągłego o dużej wartości w krótkich przedziałach czasu (w stosunku do średniej wartości okresu powtarzania się pracy z obciążeniem). Prąd ten zawiera harmoniczne oraz składową bierną (składową nieaktywną wg S. Fryzego). Poza krótkimi czasami pracy, odbiorniki takie pozostają w trybie spoczynkowym, w którym nie pobierają energii z linii zasilającej lub pracują z niewielką mocą. Czas pracy urządzeń w odniesieniu do czasu spoczynkowego jest krótki. Proces zgrzewania trwa od kilku do kilkudziesięciu okresów napięcia zasilającego, natomiast przerwy pomiędzy zgrzewaniem kilka lub kilkadziesiąt sekund [83].

I-3.1. Elektryczna zgrzewarka punktowa - zasada działania

Zgrzewarki są odbiornikami jednofazowymi, zasilanymi napięciem fazowym lub międzyfazowym, wyposażonymi w regulatory tyrystorowe [97]. Umożliwia to regulację mocy dostarczanej do punktu zgrzewu (tzw. jądra zgrzeiny). Schemat układu zgrzewarki, której model został opracowany i był analizowany w toku aktywności przeprowadzonych w ramach niniejszej rozprawy doktorskiej przedstawiono na rys. I-3.1.

Występujący w układzie transformator, zapewnia izolację od sieci, odpowiednie obniżenie napięcia i zwiększenie wartości prądu zgrzewania. Pozwala to na zastosowanie łączników tyrystorowych (montowanych po stronie pierwotnej transformatora) o wielokrotnie mniejszym zakresie prądowym, [87].



Rys. I-3.1. Schemat układu zgrzewarki, gdzie: I_1 – prąd strony pierwotnej transformatora; I_2 – prąd strony wtórnej transformatora ($I_2 \gg I_1$)

Zrealizowany w pracy model zgrzewarki punktowej z dociskiem ręcznym przedstawiono na rys. I-3.2. Układ opracowano na podstawie schematu z rys. I-3.1.

Zaprezentowany na rys. I-3.3 układ sterownika (którego podstawą jest mikroprocesor rodziny Microchip PIC24 [74]) umożliwia płynną nastawę kąta opóźnienia załączenia tyrystorów, a także płynną nastawę czasu pracy (zgrzewania). Jest to konfigurowane za pośrednictwem wbudowanego interfejsu. Odmierzanie czasu zgrzewania odbywa się poprzez zliczanie okresów napięcia linii zasilającej.

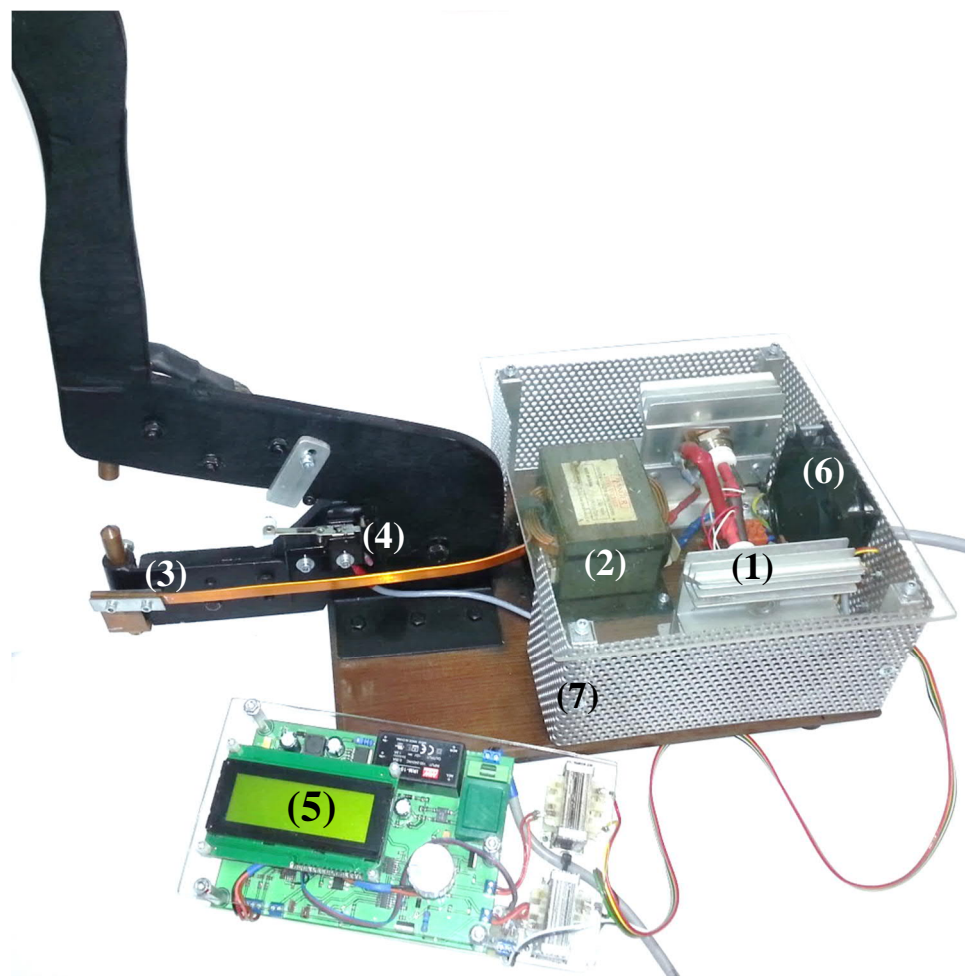
Liczba cykli (pełnych okresów napięcia zasilającego, przez które układ jest załączony) wynika m.in. z rodzaju materiału oraz z grubości elementów podlegających procesowi zgrzewania. Odstępy pomiędzy kolejnymi załączeniami układu są rezultatem procesu technologicznego, podczas którego elektrody, bądź materiał muszą zmienić położenie, co bezpośrednio określa chwilę ponownego załączenia układu. W procesie

zgrzewania automatycznego (wykorzystującego m.in. roboty), przerwy są praktycznie stałe i wynikają z procesu przemieszczania zgrzewanego materiału lub z ruchu ramienia robota.

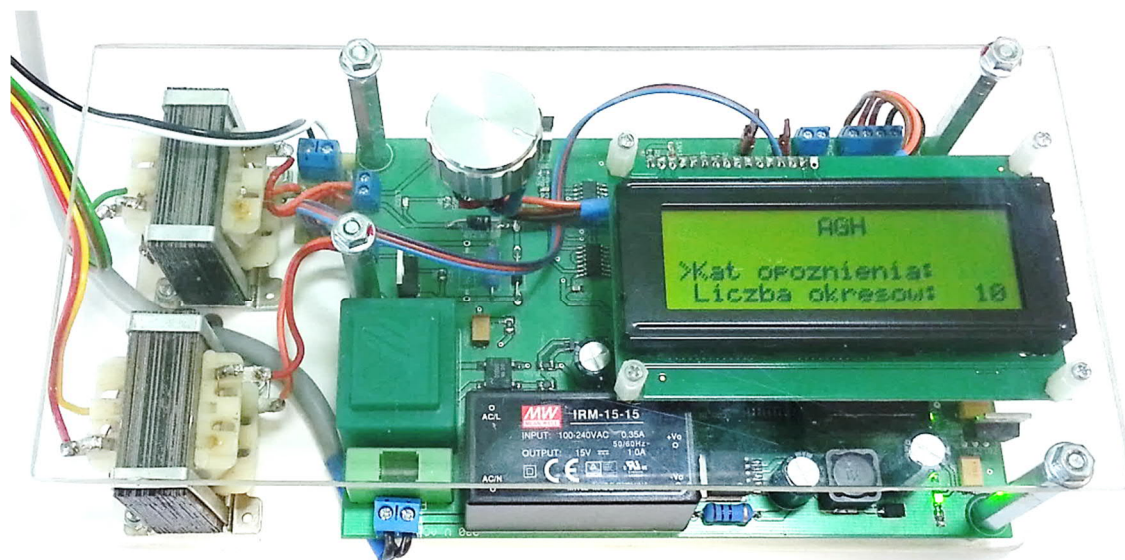
W przypadku zgrzewarek impulsy załączające tyrystory są synchronizowane względem przejścia przez zero napięcia linii zasilającej. Odpowiedni z tyrystorów rozpocznie przewodzenie dopiero w chwili, gdy nastąpi zetknięcie i dociśnięcie elektrod ze zgrzewanym materiałem oraz gdy zostanie on spolaryzowany w kierunku przewodzenia.

Zgrzewarka jest uruchamiana poprzez wyzwolenie wyłącznika krańcowego, umieszczonego na jednym z ramion zgrzewarki. Wygenerowany w ten sposób impuls inicjuje pracę układ sterowania - odmierzającego zadany czas zgrzewania.

Opracowany układ sterowania posiada zaimplementowaną korektę czasu załączenia, ze względu na charakter RL obwodu zgrzewarki. Zadanie minimalnej wartości kąta opóźnienia załączania tyrystorów odpowiada w przypadku zrealizowanej zgrzewarki pracy w rzeczywistości z kątem równym $\alpha = \varphi = 60^0$. Schematy układu oraz projekt płytki PCB zamieszczono w rozdziale Dodatek (D.1)



Rys. I-3.2. Zrealizowany model zgrzewarki punktowej; (1)- tyrystory wraz z układem chłodzenia, (2)- transformator obniżający napięcie, (3)- układ elektrod, (4)- krańcówka inicjująca proces zgrzewania, (5)- sterownik zgrzewarki, (6)- układ wentylacji



Rys. I-3.3. Zrealizowany układ sterownika zgrzewarki punktowej umożliwiający płynną nastawę kąta opóźnienia załączania tyrystorów oraz czasu załączenia

I-3.2. Analiza przebiegu prądu występującego podczas procesu zgrzewania na zrealizowanym modelu zgrzewarki

W trakcie prac nad układem dokonano analizy przebiegów prądów linii zasilającej, zarejestrowanych na modelu zgrzewarki, podczas zgrzewania blach ocynkowanych o grubości ok. 0,25 mm.

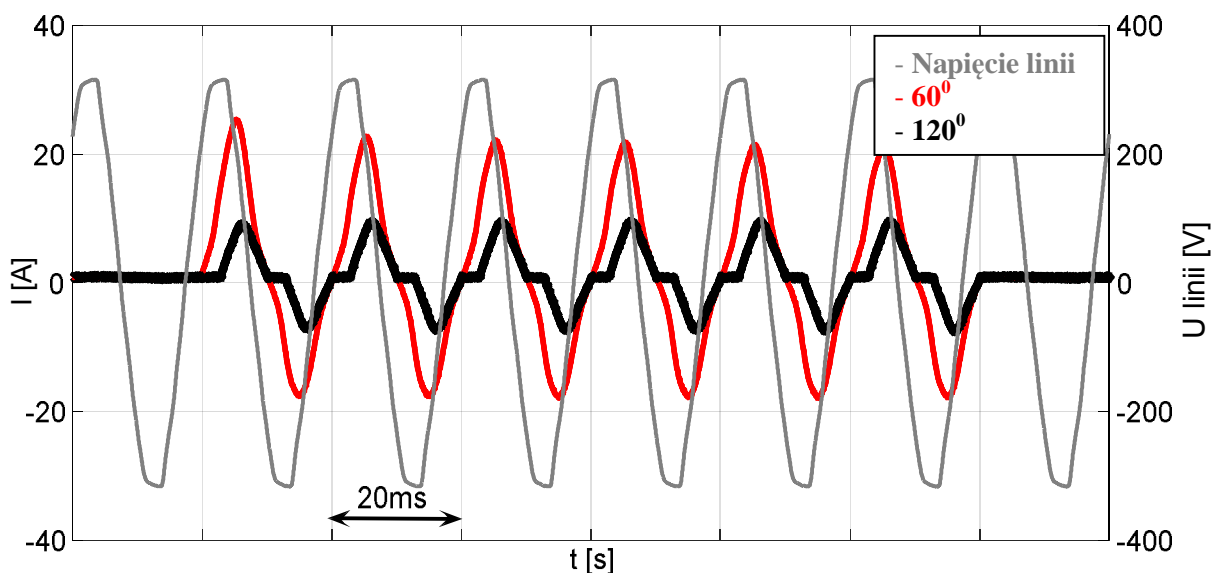
Zasadność analizy tak uzyskanych przebiegów wynika z tego, iż mogą one posłużyć przede wszystkim odpowiedniemu zwymiarowaniu (m.in. na podstawie energii pobranej w ciągu jednego cyklu) projektowanego filtra jak i bardziej kompleksowej analizie zjawisk na poziomie symulacji.

Przebiegi prądów i napięcia linii zasilającej podczas procesu zgrzewania przedstawiono na rys. I-3.4. Analizy dokonano dla wybranych kątów opóźnienia załączenia tyrystorów występujących w układzie, zadawanych z przedziału (I-24), przy załączeniu na 6 okresów ($t_i = 6 \times 20$ ms):

$$\varphi \leq \alpha \leq \pi \quad (\text{I-24})$$

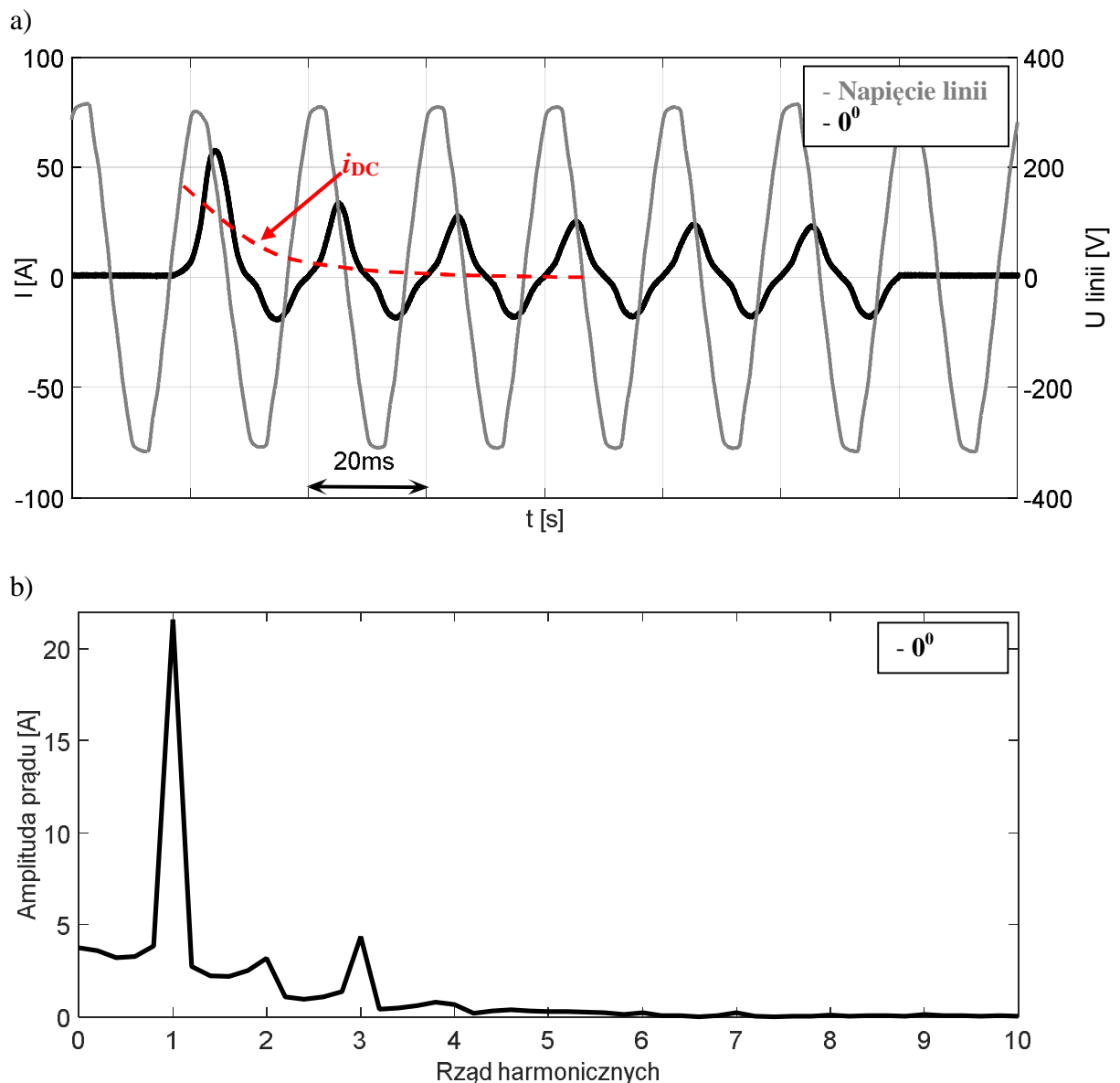
gdzie: α - zadany kąt opóźnienia załączenia tyrystorów; φ - kąt fazowy charakteryzujący urządzenie (w analizowanym przypadku ok. 60°)

Przesunięcie fazowe podstawowych harmonicznym prądu i napięcia jest rezultatem zmiany kąta opóźnienia załączenia tyrystorów, jak i reaktancji transformatora.



Rys. I-3.4. Przebiegi prądu i napięcia linii zasilającej podczas procesu zgrzewania dla wybranych opóźnień załączenia

Podczas działania urządzenia należy unikać pracy z kątami $\alpha < \varphi$. Powoduje to bowiem wystąpienie w przebiegach prądu składowej zerowej, jak również harmonicznych parzystych rzędów, mogących negatywnie oddziaływać na inne obiekty np. transformatory. Składowa zerowa jest odpowiedzialna za dodatkowe straty związane z przemagnesowaniem (nasyceniem) rdzenia, ponadto charakter wymuszanych prądów może być zbliżony do prądów występujących w trakcie zwarć, zawierających składową nieokresową (przejściową) i_{DC} [38], [90]. Sytuację taką przedstawiono na rys. I-3.5, zawierającym również widmo harmonicznych zarejestrowanego przebiegu prądu.



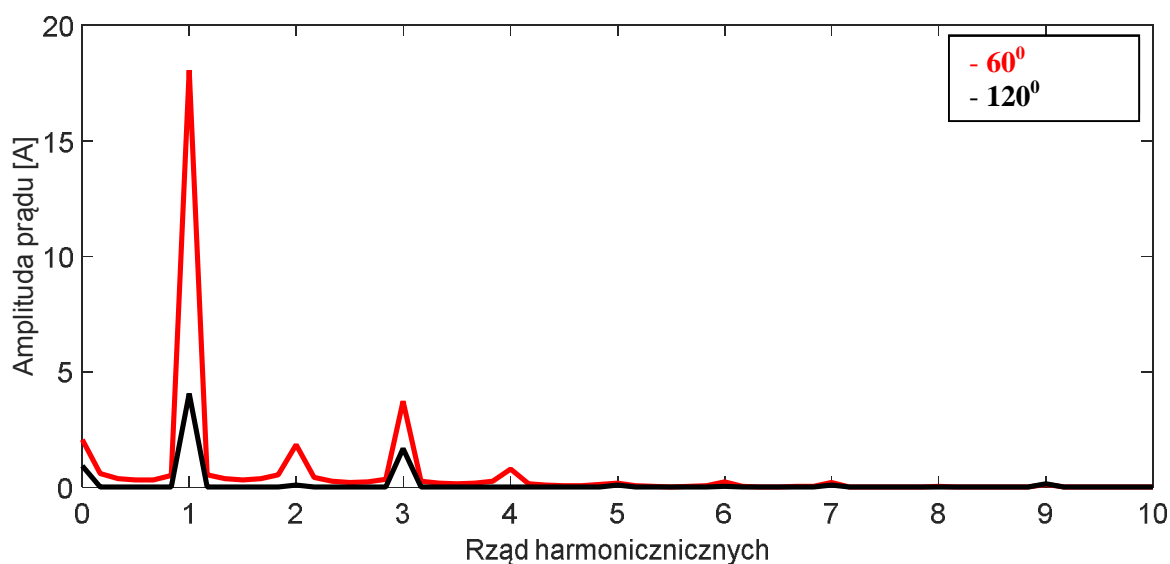
Rys. I-3.5. Przebiegi prądu i napięcia linii zasilającej a) podczas procesu zgrzewania w przypadku pracy z kątem $\alpha < \varphi$ ($\varphi \approx 0^0$ w chwili przejścia napięcia linii zasilającej przez zero) oraz b) widmo harmonicznych zarejestrowanego przebiegu prądu

W przypadku pracy z kątami $\alpha < \varphi$, załączaniu transformatora wchodzącego w strukturę zgrzewarki towarzyszy stan nieustalony strumienia i prądu. Strumień zmienia się w sposób ciągły, natomiast jego pochodna względem czasu (napięcie indukowane) może zmieniać się skokowo. Po włączeniu następuje nagły wzrost napięcia na zaciskach transformatora, od zera do wartości początkowej. Ciągłość strumienia powoduje konsekwentną ciągłość prądu zgodnie z charakterystyką magnesowania rdzenia, odpowiedzialną za składową nieokresową i_{DC} [89].

Dla kąta opóźnienia $\alpha = \varphi$, przebieg prądu ma kształt sinusoidalny. Zamieszczone na rys. I-3.6 widmo potwierdza obecność w prądzie tylko harmonicznym nieparzystych rzędów.

Wzrost kąta wysterowania powoduje nie tylko redukcję harmonicznym podstawowej prądu, lecz również nieciągłość w jego przebiegu [47]. Większe znaczenie zaczynają odgrywać harmonicznym nieparzystych rzędów.

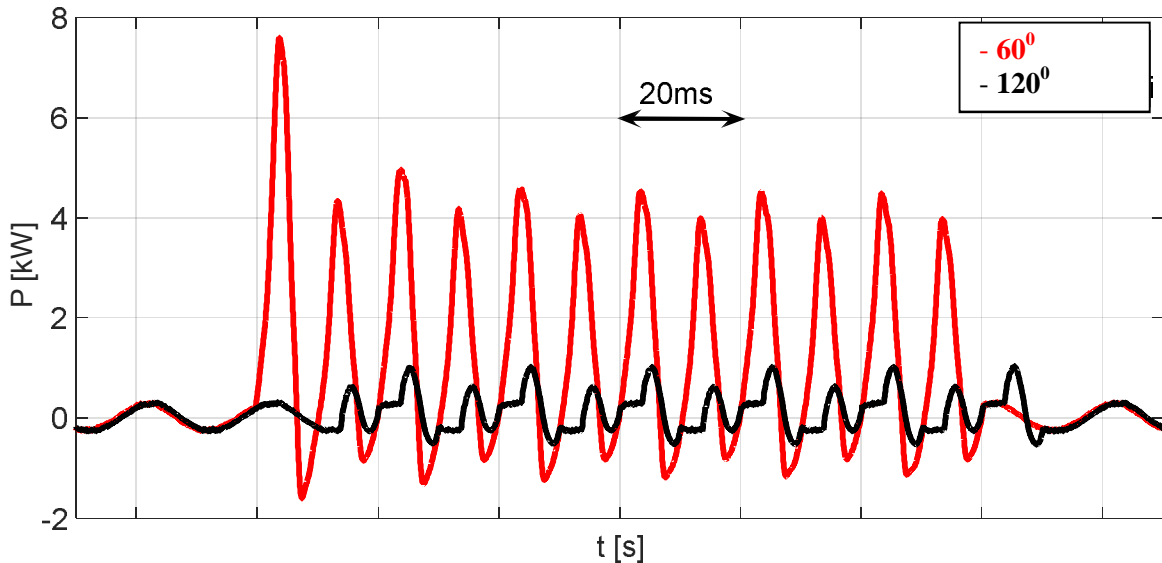
Dla analizowanej zgrzewarki, skuteczna wartość prądu (I_1) przekracza wartość 16 A. W przypadku pracy ciągłej, wiązałoby się to z koniecznością odpowiedniej modyfikacji linii zasilającej i zastosowanego osprzętu, który w zaistniałej sytuacji jest dobrany na długotrwałą wartość prądu nieprzekraczającą 16 A.



Rys. I-3.6. Widmo harmonicznym przebiegu prądu podczas procesu zgrzewania dla wybranych opóźnień załączenia

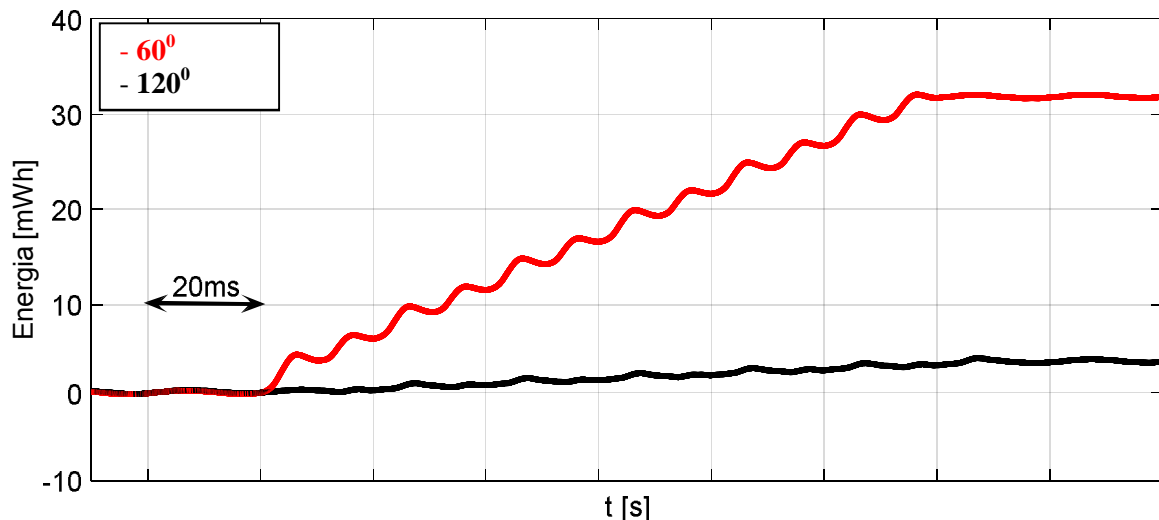
Przebiegi zamieszczone na rys. I-3.4 posłużyły wyznaczeniu chwilowych wartości mocy czynnej w trakcie pracy zgrzewarki (rys. I-3.7).

Linia zasilająca (np. aparatura rozdzielcza, transformator) jest obciążana skokowo zmienną mocą o znacznych wartościach chwilowych, jedyne w krótkich przedziałach czasowych. W analizowanym przypadku, moc w szczycie dochodzi nawet do 7,6 kW.



Rys. I-3.7. Przebiegi chwilowej wartości mocy chwilowej w trakcie procesu zgrzewania dla wybranych opóźnień załączenia

Przebiegi mocy chwilowej wykorzystano do wyznaczania energii pobieranej przez układ w trakcie pojedynczego załączenia, co zilustrowano na rys. I-3.8. W trakcie pracy zgrzewarka pobiera z linii zasilającej energię równą ok. 33 mWh (119 J za czas 120 ms) w przypadku pracy z minimalnym dopuszczalnym kątem opóźnienia załączenia tyrystorów ($\alpha = 60^\circ$).



Rys. I-3.8. Energia pobierana z linii zasilającej przez zgrzewarkę w trakcie procesu zgrzewania dla wybranych opóźnień załączenia

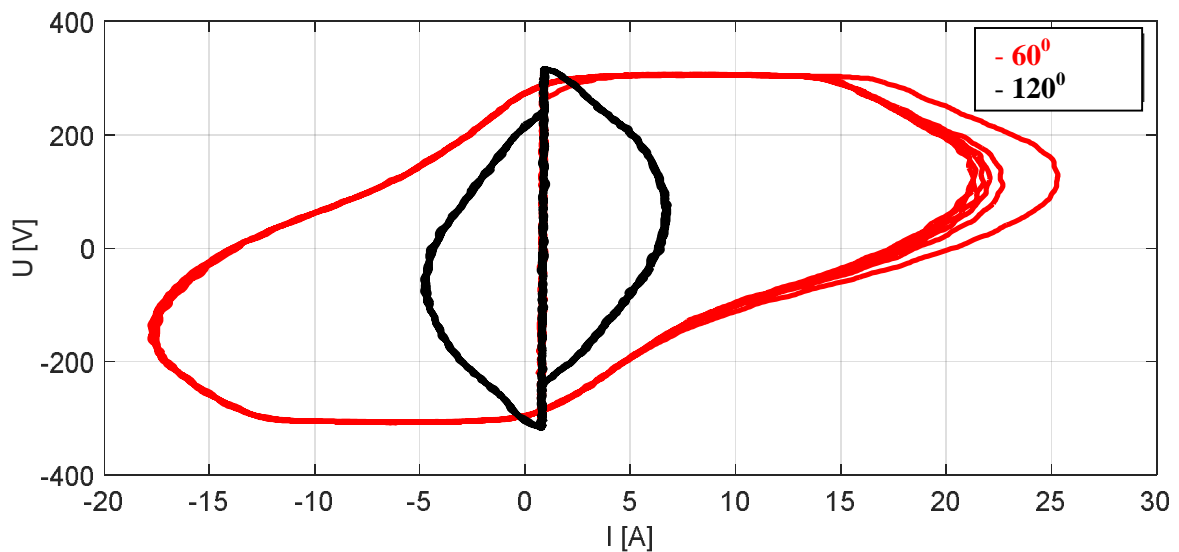
Na podstawie zarejestrowanych podczas procesu zgrzewania przebiegów (rys. I-3.4) wykreślono charakterystyki prądowo-napięciowe, przedstawione na rys. I-3.9. Pole powierzchni ograniczone przez charakterystykę jest proporcjonalne do mocy bierniej urządzenia [87].

$$Q = \frac{1}{2\pi} \int_0^T i(t) \cdot du = \frac{1}{2\pi} \oint i \cdot du \quad (\text{I-25})$$

gdzie: Q - moc bierna urządzenia; $i(t)$ - wartość chwilowa prądu; T - okres wymuszenia

Z zależności (I-25) wynika, iż moc bierna występuje tylko wówczas gdy charakterystyka prądowo - napięciowa przy wymuszeniu okresowym zakreśla krzywą o niezerowej powierzchni [114].

Oznacza to, że załączenie zgrzewarki wymusza przepływ przez linie zasilającą prądu biernego, powodując tym samym dodatkowe spadki napięcia, które negatywnie oddziałują na inne obiekty podłączone do tej samej linii zasilającej [26], [45], [46].



Rys. I-3.9. Charakterystyki prądowo-napięciowe zgrzewarki dla wybranych wartości kąta opóźnienia załączenia tyrystorów

Podsumowanie - cele badawcze oraz teza pracy

Niniejsza praca naukowa składa się z badań teoretycznych, symulacyjnych oraz eksperymentalnych. W przyjętych założeniach, cel pracy nastawiony jest na zdobywanie nowej wiedzy z zakresu energoelektroniki oraz jakości energii elektrycznej. Wartość merytoryczna pracy przyczyni się do poszerzenia bazy informacji naukowych z dziedziny energoelektroniki, która będzie stanowić podstawę do rozwiązywania mogących wystąpić w przyszłości problemów technicznych i technologicznych.

W projekcie postawiono hipotezę, iż prąd jednofazowej linii zasilającej odbiornik nieliniowy o niskiej i zmiennej wartości współczynnika mocy dla podstawowej harmonicznej, pracujący dorywczo ze zmiennym czasem przerw (odbiornik niespokojny) może być sinusoidalny i współfazowy z napięciem linii zasilającej, a wartość skuteczna tego prądu może być znacznie mniejsza, niż wartość prądu samego odbiornika wynikająca z jego mocy czynnej. Można to osiągnąć, jeśli do odbiornika zostanie dołączony odpowiedni układ energoelektroniczny pełniący funkcję filtru aktywnego, który dodatkowo będzie wyposażony w magazyn energii.

Proces rozwiązywania postawionych w pracy celów badawczych złożony był z następujących etapów:

Etap I: Analiza koncepcyjna

W trakcie której opracowano topologię oraz algorytm sterowania jednofazowym filtrem aktywnym z zasobnikiem energii, tak aby układ spełniał wszystkie założone w projekcie cele (kompensatora wahań/udarów mocy czynnej, kompensatora mocy biernej oraz filtru harmonicznym generowanych przez analizowany typ odbiornika).

Zaproponowany algorytm umożliwia wyznaczenie minimalnej wartości prądu linii zasilającej, kontrolę przepływu energii pomiędzy linią zasilającą a filtrem oraz filtrem a zasobnikiem.

Trudność w opracowaniu takiego algorytmu wynikała z niemożliwości zastosowania zwykłego bilansu mocy, ponieważ cykl pracy odbiornika może być zmienny, a algorytm powinien być w stanie nadążać za zmianami zachowania odbiornika.

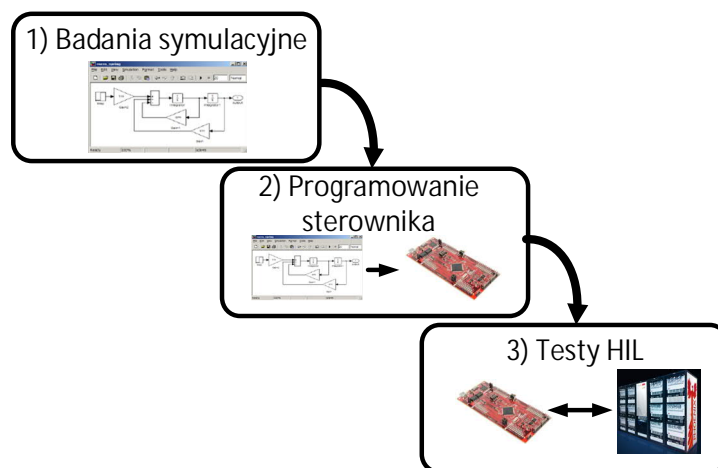
Etap II: Symulacje komputerowe

Podczas których zrealizowano model symulacyjny całego układu w środowisku Matlab & Simulink, na podstawie opracowanych metod sterowania oraz dobranej topologii obwodu mocy.

Przeprowadzone badania symulacyjne pozwoliły na wstępne sprawdzenie poprawności zaproponowanych algorytmów i układów sterownia oraz dokonanie niezbędnych korekt algorytmów.

Wyniki symulacji umożliwiły optymalizację dobranych parametrów elementów pasywnych: dławików ze względu na oczekiwaną wartość tętnień prądu oraz znajdujących się w układzie kondensatorów, których pojemność powinna pozwalać na poprawne zachowanie się kompensatora przy zmianie parametrów odbiornika np. zmianie wartości szczytowej prądu odbiornika, zmianie długości przerwy pomiędzy cyklami pracy, czy zmianie czasu pracy (w przyjętym zakresie wynikającym ze specyfikacji pracy odbiornika).

Następnie, opracowany układ sterownia został przeniesiony do docelowego układu sterowania DSP (alternatywą pozostaje opracowany sterownik FPGA). Wykorzystano w tym celu automatyczną generację kodu „Model Based Designe” programując układ DSP bezpośrednio z środowiska Matlab & Simulink. Prace nad układem sterownika przeprowadzono zgodnie z procedurą przedstawioną na rys. I-3.9.



Rys. I-2.9. Metodyka wykorzystana podczas programowania i testów sterownika układu

Tak zaprogramowany układ sterownika został przetestowany na symulatorze czasu rzeczywistego Opal Phenix RTS (ang. Real Time Simulator) [84], w Laboratorium Nowych Technologii w Elektroenergetyce, udostępnionym dzięki uprzejmości Korporacyjnego Centrum Badawczego ABB w Krakowie.

Sterownik kontrolował pracę układu filtru z zasobnikiem, zaimplementowanym w strukturze układu RTS (tzw. Hardware in the loop). Istotą systemów symulacji HIL jest zastępowanie rzeczywistych urządzeń platformą symulacyjną wyposażoną w interfejs umożliwiający połączenie symulatora z innymi fizycznymi urządzeniami [107].

Etap III: Budowa stanowiska badawczego i testy na rzeczywistym urządzeniu

W trakcie tego etapu zaprojektowano i zbudowano stanowisko badawcze w celu weryfikacji poprawności opracowanego układu sterowania, sprawdzonego wcześniej na modelu czasu rzeczywistego.

Kompensowanym odbiornikiem jest opracowana na potrzeby eksperymentu jednofazowa zgrzewarka punktowa wyposażona w tyrystorowy regulator prądu, sterowana fazowo.

Podstawowe parametry charakteryzujące zrealizowany w pracy układ obciążenia oraz jednofazowego filtru aktywnego z zasobnikiem energii zestawiono w Tabeli I-1.

Tabela I-1. Parametry charakteryzujące obciążenie i opracowany układ

	Nazwa parametru	Jednostka	Wartość		
			Min.	Wykorzystana (uzyskana) podczas pracy z układem	Max.
OBCIĄŻENIE	Prąd obciążenia I_{obc}	[A]	-	20	60
	Kąt opóźnienia załączenia obciążenia α	[°]	0	70	120
	Moc impulsu obciążenia P_{obc}	[kW]	0.1	1	3
	Założony czas trwania impulsu obciążenia t_i	[ms]	1x20 = 20	6x20 = 120	14x20 = 280
	Energia pojedynczego impulsu E_S	[J]	-	120	320
	Odstęp między impulsami t_{GAP}	[s]	1	5	20
FILTR Z ZASOBNIKIEM	Energia zmagazynowana w zasobniku E_S	[J]	-	380	-
	Energia zmagazynowana w kondensatorze filtru E_F	[J]	-	50	-
	Moc źródła podczas pracy układu P_{AV}	[kW]	-	0.4	-

Opracowany w trakcie prac układ filtru aktywnego z zasobnikiem, umożliwia kompensację obciążenia załączanego przypadkowo w odstępach nie krótszych niż 5 s.

Maksymalną, przewidzianą wartość kompensowanego prądu obciążenia ograniczono do 20 A wartości szczytowej (dopuszczalna wartość prądu urządzenia). Układ wyposażono w specjalne gniazdo umożliwiające współpracę z innymi typami obciążenia jednofazowego.

Moc kompensowanego obciążenia nie przekraczała 1 kW, a zgromadzona w zasobniku energia o wartości 376 J, przy napięciu wynoszącym 400 V, daje bezpieczny zapas na kompensację maksymalnie 14 okresów, na które może zostać załączone obciążenie.

ETAP IV: Opracowanie wyników eksperymentu

Uzyskane w trakcie badań wyniki poddano analizie, która wykazała, iż opracowane metody sterowania przekształtnikiem sieciowym (filtrem aktywnym) oraz magazynem energii spełniają postawione założenia.

Podjęcie wymienionych celów niniejszego projektu badawczego oraz opracowanie uzyskanych wyników, przyczyni się do zwiększenia spektrum zastosowań jednofazowych filtrów aktywnych. Pogłębiły stan wiedzy dotyczący sposobów poprawy jakości energii elektrycznej. Projekt oraz konstrukcja laboratoryjnego układu prototypowego dały cały szereg informacji dotyczących słuszności postawionych tez i opracowanych koncepcji całego systemu kompensacji wahań mocy czynnej w linii zasilającej. Przedstawione cele badawcze zrealizowano i opisano w pracy.

Opracowane algorytmy będą mogły być użyte w przekształtnikach energoelektronicznych ograniczających negatywne oddziaływanie niespokojnych, nieliniowych odbiorników na linii zasilającej.

Przedstawione w projekcie rozwiązanie może mieć wymierne rezultaty ekonomiczne, poprzez zmniejszenie mocy przyłączeniowej niezbędnej do zasilania cyklicznie pracujących odbiorników oraz poprawienie wskaźników charakteryzujących jakość energii elektrycznej. W przyszłości opracowana metoda kompensacji udarów mocy czynnej pozwoli na elastyczne podejście do wymogów dotyczących mocy przyłączeniowej punktu, do którego dołączany jest pracujący cyklicznie odbiornik o dużej szczytowej wartości prądu (mocy pozornej).

Treść rozprawy doktorskiej została podzielona na cztery główne rozdziały oraz rozdział Dodatek. Nadrzędne zagadnienia poruszane w każdym z nich to:

- W rozdziale I wprowadzono w tematykę podejmowanego w pracy doktorskiej zagadnienia, wpisującego się w światowy trend SMART GRIDS [11], [29], [43], [53], [82], [99]. Opisano ogólną ideę działania układu filtru aktywnego z zasobnikiem energii oraz przedstawiono cele badawcze. Dokonano również przeglądu spotykanych w literaturze światowej rozwiązań.

W rozdziale przedstawiono również metodologie doboru znajdujących się w układzie zasobników energii, mających kluczowe znaczenie dla podejmowanych w pracy zagadnień.

Szczegółowej analizie poddano pracę zgrzewarki punktowej, łączącej w sobie wszystkie negatywne cechy jednofazowych nieliniowych odbiorników pracujących w trybie przerywanym. Urządzenia tego typu pracują przez ściśle określony czas ze zmiennymi czasami przerw. Ich prąd jest odkształcony oraz zawiera składową bierną (harmonicznej podstawowej), a moc czynna w czasie zgrzewania jest wielokrotnie większa od mocy średniej za czas kilku lub kilkadziesiąt cykli zgrzewania.

Urządzenia takie stanowią zatem idealny wybór jako obiekt obciążenia w celu weryfikacji zawartych w pracy hipotez.

- W rozdziale II omówiono koncepcje działania oraz opisano budowę układu filtru aktywnego z dodatkowym zasobnikiem energii. Przedstawiono również metodologie doboru oraz wyznaczono wartości znajdujących się w układzie elementów pasywnych (indukcyjności i pojemności).
- W rozdziale III szczegółowo opisano zrealizowany model symulacyjny układu, wytyczne stawiane układowi sterownia i regulacji, jak również zaprezentowano podstawowe przebiegi w stanach ustalonych i nieustalonych uzyskane podczas badań symulacyjnych w środowisku Matlab & Simulink charakteryzujące pracę układu i potwierdzające realizację stawianych układowi wymagań.

- W rozdziale IV przedstawiono opis zrealizowanego układu laboratoryjnego, ze szczegółowym opisem elementów składowych oraz pełnionych przez nie funkcji.

Rozdział zawiera również rezultaty badań sterownika układu, przeprowadzanych na stanowisku RTS, które porównano z wynikami symulacji komputerowych.

Zakończenie rozdziału stanowią wyniki (oscylometry) badań na układzie rzeczywistym potwierdzające pełną realizację założeń pracy oraz dowodzące trafności postawionej tezy.

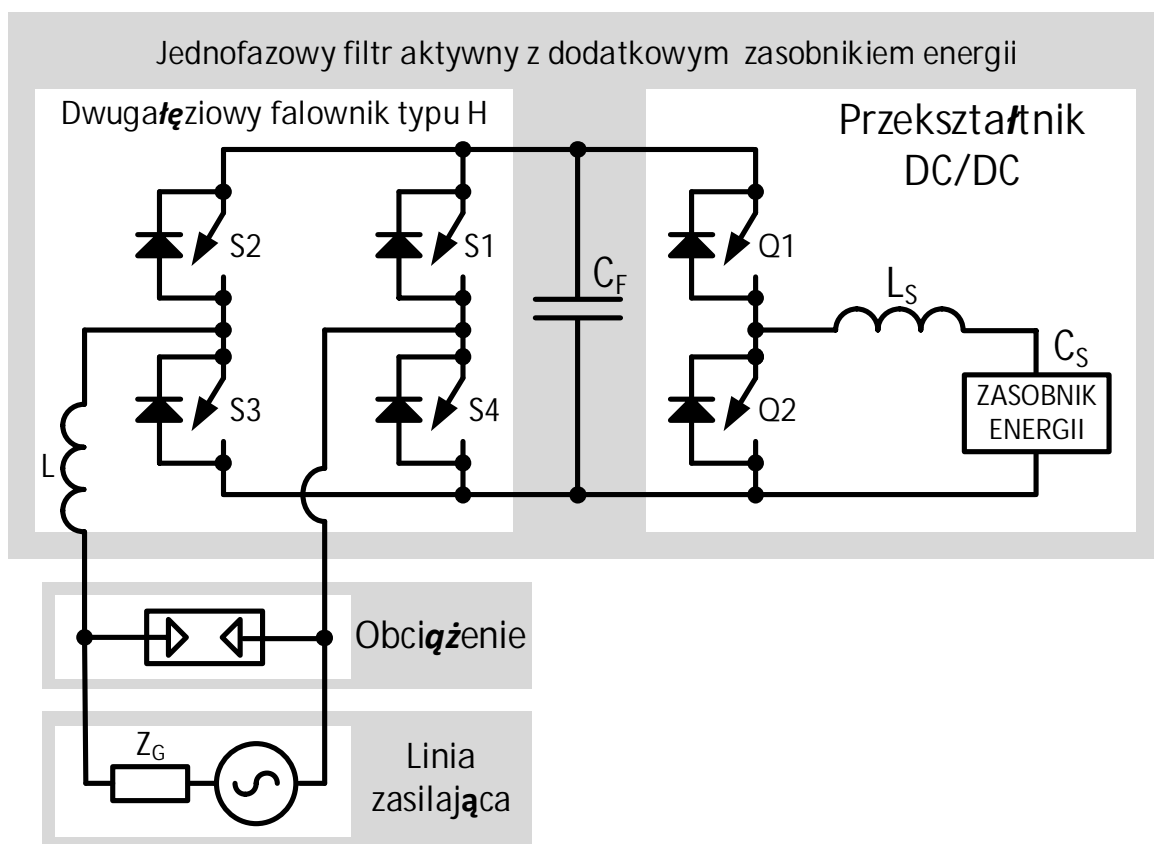
- W rozdziale Dodatek zawarto schematy elektryczne oraz schematy obwodów drukowanych zaprojektowanych podczas realizacji pracy układu laboratoryjnego.

II

II-1. Koncepcja działania jednofazowego filtra aktywnego z zasobnikiem energii	46
II-1.1. Zasada działania filtra - falownika w układzie mostka H	51
II-1.2. Zasada działania dwukierunkowego przekształtnika DC/DC.....	53
II-1.3 Struktura sterowania układem oraz algorytmy kontrolujące poziom energii w układzie	56
II-2. Dobór parametrów elementów pasywnych występujących w strukturze układu.....	60
II-2.1. Dobór wartości indukcyjności dławika L wejściowego filtra.....	60
II-2.2. Dobór wartości pojemności kondensatora C_F	64
II-2.3. Dobór wartości indukcyjności dławika L_S przekształtnika DC/DC	65
II-2.4. Dobór wartości pojemności kondensatora C_S przekształtnika DC/DC	66
Podsumowanie.....	69

II-1. Koncepcja działania jednofazowego filtra aktywnego z zasobnikiem energii

Na rys. II-1.1 przedstawiono schemat obwodu mocy filtra aktywnego z zasobnikiem energii, realizującego uprzednio przyjęte cele. Układ jest dołączony do jednofazowej linii zasilającej, równoległe z obciążeniem.



Rys. II-1.1. Schemat jednofazowego filtra aktywnego z zasobnikiem energii; S1-S4 łączniki wchodzące w skład struktury falownika, Q1-Q2 łączniki wchodzące w skład przeksztaltnika DC/DC, Z_G - impedancja wewnętrzna linii zasilającej

W celu wyjaśnienia zasady działania układu filtra aktywnego z zasobnikiem, posłużono się teorią mocy wg S. Fryzego [25], [87], [102]. Teoria ta wyodrębnia w przebiegu prądu (uogólnienie do układu jednofazowego) składową aktywną i_p , odpowiedzialną za przekazywanie mocy czynnej, której kształt odtwarza w pewnej ściśle określonej skali przebieg napięcia oraz składową nieaktywną i_q - która nie uczestniczy w przekazywaniu energii od odbiornika.

Chwilową wartość składowej aktywnej - czynnej opisuje zależność (II-1):

$$i_p = Gu \quad (\text{II-1})$$

gdzie:

$$G = \frac{P}{U^2} \quad (\text{II-2})$$

gdzie: i_p - chwilowa wartość składowej aktywnej; G - konduktancja zastępcza odbiornika o mocy P ; u - chwilowa wartość napięcia; U - skuteczna wartość napięcia

W idealnym przypadku przebieg prądu odbiornika - płynącego przez linię zasilającą zawiera jedynie składową aktywną (II-3):

$$i = i_p \quad (\text{II-3})$$

Odpowiada to, dołączeniu do linii zasilającej odbiornika o charakterze czysto rezystancyjnym. Prąd takiego elementu jest sinusoidalny i współfazowy z napięciem linii.

Jeśli przebieg prądu (linii zasilającej) różni się od przebiegu wynikającego z zależności (II-3), to można wyodrębnić składową nieaktywną prądu i_q , określoną za pomocą zależności (II-4):

$$i_q = i - i_p \quad (\text{II-4})$$

gdzie: i_q - chwilowa wartość składowej nieaktywnej; i - wartość chwilowa prądu płynącego z linii zasilającej

Średnia wartość mocy czynnej związana z prądami nieaktywnymi wg S. Fryzego jest równa zero [87], [102], co wynika z zależności (II-5):

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{1}{T} \int_0^T u i dt = \frac{1}{T} \int_0^T u \cdot (i_p + i_q) dt = \frac{1}{T} \int_0^T u \cdot \left(\frac{P}{U^2} u + i_q \right) dt = \\
 &= \frac{P}{U^2} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt + \frac{1}{T} \int_0^T u i_q dt = P + \frac{1}{T} \int_0^T u i_q dt \Rightarrow \\
 &\Rightarrow \frac{1}{T} \int_0^T u i_q dt = 0
 \end{aligned} \quad (\text{II-5})$$

Pozwala to na zasilenie filtru aktywnego (falownika) ze źródła napięcia stałego o zerowej mocy czynnej, jakim jest kondensator C_F .

Występujące na elementach falownika straty są odpowiedzialne za spadek napięcia na kondensatorze C_F . W związku z tym, dla stabilizacji tego napięcia należy wymusić

przepływ składowej aktywnej prądu (i_{p_filtr}) o niewielkiej wartości, jedynie na pokrycie strat w elementach układu, co zilustrowano na rys. II-1.2a.

Własności filtracyjne typowego układu równoległego filtra aktywnego przedstawionego na rys. II-1.2a, polegają na dostarczaniu składowej nieaktywnej prądu przez układ. Składowa ta nie płynie już z linii zasilającej ($i_{q_obc} = i_{q_filtr}$), przez co prąd linii zawiera już jedynie składową aktywną ($i_{p_linii} = i_{p_obc} + i_{p_filtr}$).

Falownik (filtr aktywny) nie posiada zdolności dostarczania i absorpcji składowej aktywnej prądu. Wymuszenie jej zbyt dużego lub zbyt małego przepływu powoduje wzrost lub obniżenie napięcia na kondensatorze filtra C_F , które dla prawidłowej pracy układu (filtru) musi być utrzymywane na stałym w czasie poziomie.

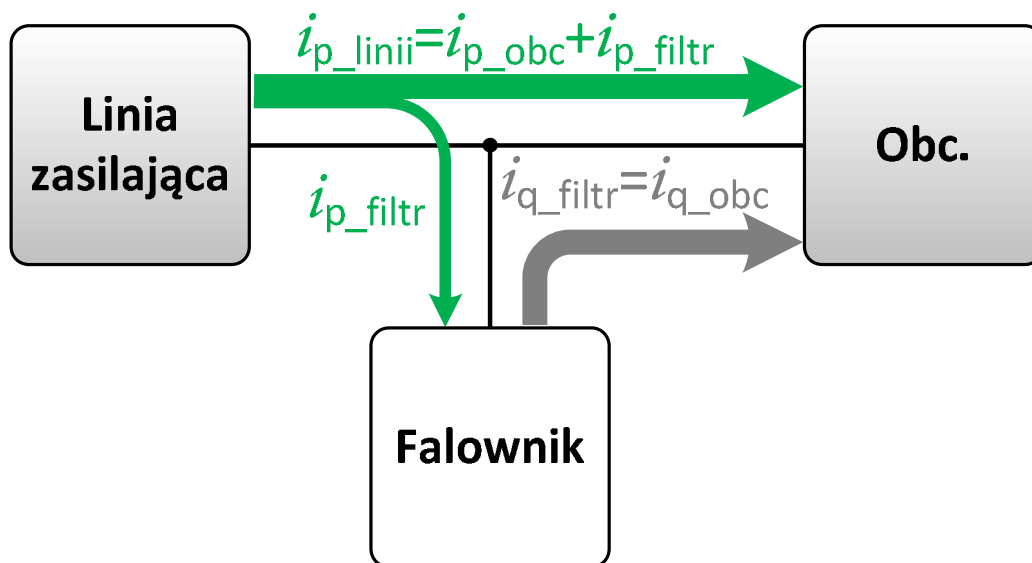
Zdolność dostarczania i absorpcji składowej aktywnej pojawia się dopiero wówczas, gdy zostaną ze sobą zintegrowane filtr i zasobnik energii. System taki zapewnia wtedy wsparcie dla kompensacji składowej aktywnej i nieaktywnej prądu, wprowadzanych przez obciążenie, co zilustrowano na rys. II-1.2b. W takiej sytuacji przepływ składowej aktywnej i_{p_obc} nie będzie powodował zmian napięcia U_F , a wywołane przez nią wahania będą odkładały się na kondensatorze C_S w układzie przekształtnika DC/DC ($i_{p_obc} = i_{p_filtr}$).

Analizowany jednofazowy energetyczny filtr aktywny to falownik napięcia w układzie mostka H z kształtowanymi poprzez modulację szerokości impulsów (PWM) przebiegami prądów [48], [80], [87], [93]. Do wyjścia DC falownika dołączono nieseparowany, dwukierunkowy przekształtnik DC/DC [55], [59], [86], [87], [95], [121] z dodatkowym zasobnikiem energii.

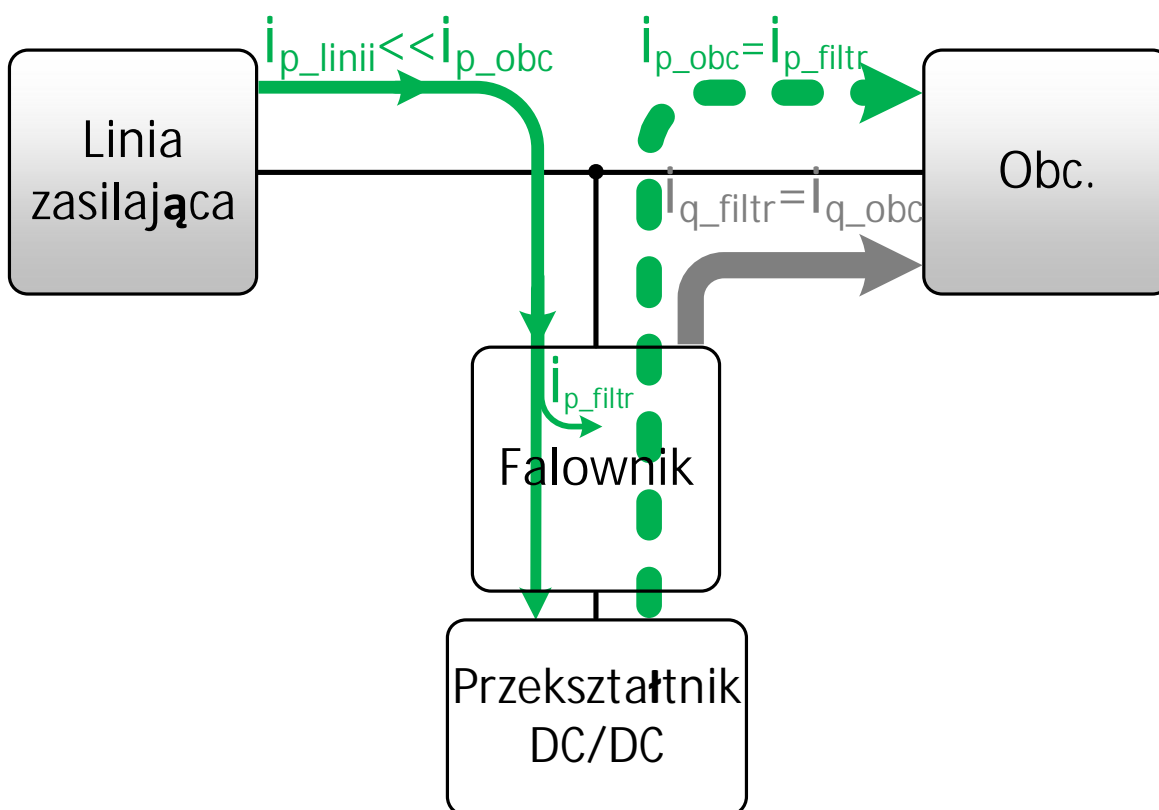
Wykorzystany w pracy zasobnik energii w postaci kondensatora elektrolitycznego wymaga zastosowania dodatkowego układu przekształtnika DC/DC w celu współpracy z szyną DC filtra.

Rozwiązanie to mimo wykorzystania tylko dwóch łączników gwarantuje pełną realizację założonych celów. Łącząc w sobie maksimum funkcjonalności z minimalną liczbą koniecznych elementów półprzewodnikowych. Przekształtnik taki stanowi zatem właściwy wybór niezależnie od magazynu energii, który można zastosować na jego wyjściu (np. kinetyczny zasobnik energii w postaci silnika z masą wirującą, cewka nadprzewodząca, superkondensatory lub baterię akumulatorów etc.) [42], [85], [92], [94], [122].

a)



b)



Rys. II-1.2. Rozpływ składowych aktywnej i nieaktywnej prądu w przypadku zastosowania:
a) falownika pełniącego funkcję filtru aktywnego; b) falownika - filtru aktywnego wraz z zasobnikiem energii - przekształtnikiem DC/DC; gdzie: i_{p_linii} – składowa aktywna prądu linii, i_{p_obc} – składowa aktywna prądu obciążenia, i_{p_filtr} – składowa aktywna prądu filtru, i_{q_filtr} – składowa nieaktywna prądu filtru, i_{q_obc} – składowa nieaktywna prądu obciążenia

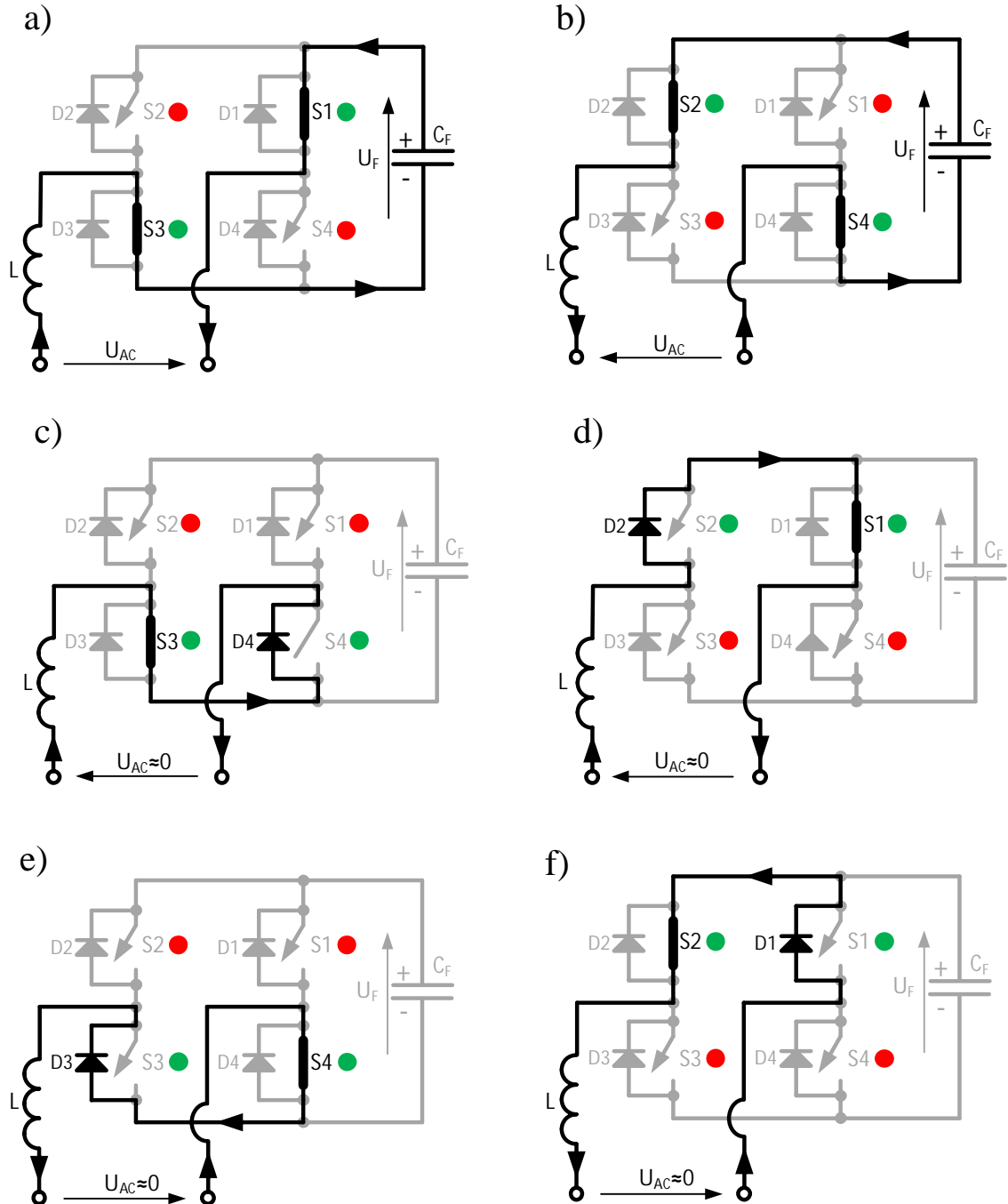
Czynnikami decydującymi o wyborze określonego zasobnika energii są przede wszystkim:

- duża gęstość gromadzonej energii;
- mała impedancja wewnętrzna - odpowiedzialna za szybkość narastania prądu;
- duża liczba cykli ładowania i rozładowania bez utraty zdolności magazynowania energii;
- złożoność układu niezbędnego do współpracy zasobnika z docelowym układem.

Spełnienie tych wymagań przez wybrane rozwiązanie obniża nie tylko koszty, ale również zwiększa sprawność, podnosi wydajność oraz niezawodność całego systemu.

II-1.1. Zasada działania filtru - falownika w układzie mostka H

Na rys. II-1.3 zilustrowano takty pracy, zachodzące w analizowanym układzie filtru, wykorzystującego unipolarną metodę generacji PWM. Liniami czarnymi oznaczono drogi przepływu prądu kolejno realizowane przez układ, elementy nieaktywne w tym samym czasie zaznaczono kolorem szarym.



Rys. II-1.3. Takty pracy zachodzące w jednofazowym mostku typu H przy wykorzystywaniu sterowania unipolarnym gdy $U_F > U_{AC}$; a), b) - stany aktywne, c), d), e), f) - stany nieaktywne (zerowe); - impuls załączający; • - brak impulsu załączającego

Punktami zielonymi oznaczono łączniki, na które w danym takcie pracy podawany jest sygnał logiczny „1” (załączający). W przypadku odpowiedniej polaryzacji łącznik zostanie załączony. W przypadku polaryzacji odwrotnej (zaporowej) mimo impulsu załączającego przewodząca będzie połączona z nim przeciwrównoległe dioda. Punktami czerwonymi oznaczono impulsy wyłączające („0”).

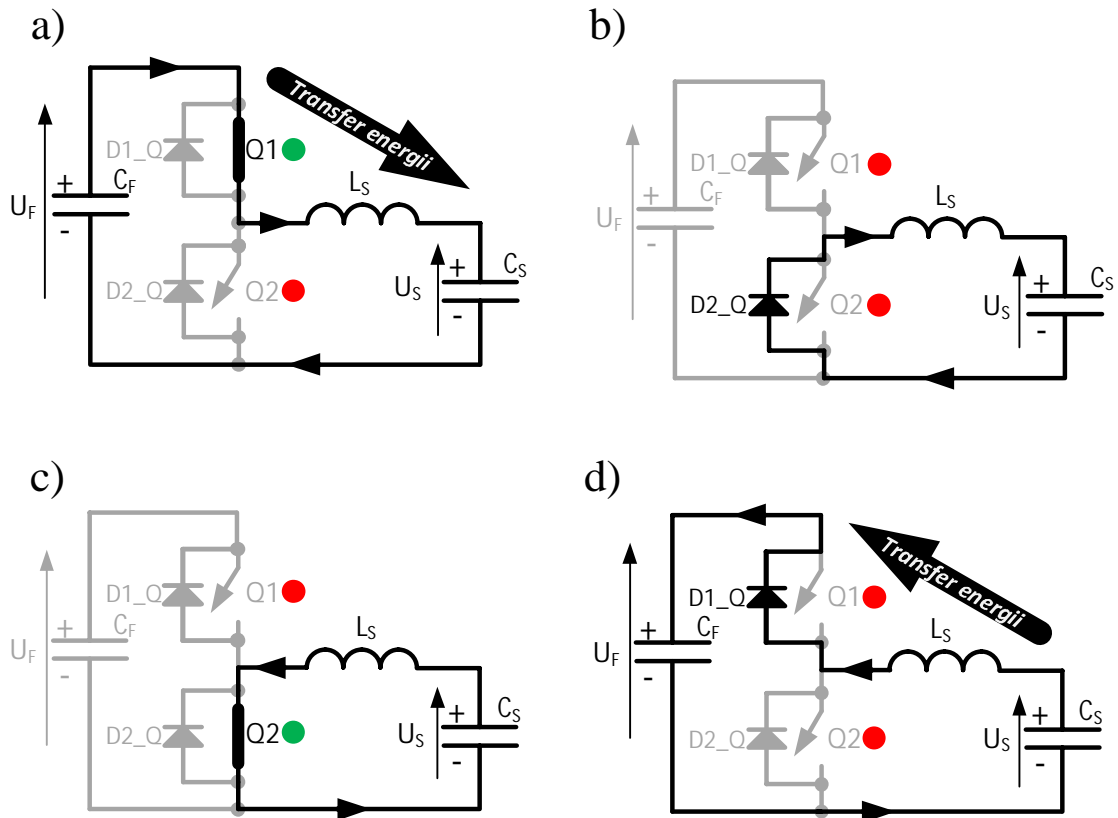
Występujące w układzie diody przejmują prąd wyłączany z łączników - stwarzając dla niego drogę przepływu. Jest to szczególnie istotne, ze względu na znajdujący się w układzie dławik L (odpowiedzialny za filtrację składowej o częstotliwości impulsowania), gdzie skokowa zmiana prądu - wymuszona wyłączeniem łącznika spowodowałaby niebezpieczne dla układu przepięcie.

Łączniki przewodzące w parach S1-S3 oraz S2-S4 są odpowiedzialne za realizację stanów aktywnych. W układzie pojawiają się również dwa dodatkowe stany - nieaktywne (zerowe), niedostępne w modulacji bipolarnej. Realizowane są przez załączenie par S1-S2 lub S3-S4. Następuje wtedy dołączanie wyjścia AC do jednego z biegunów kondensatora C_F w wyniku tego napięcie na wyjściu układu U_{AC} jest w przybliżeniu równe zero.

Załączanie danej z par nie odbywa się w sposób natychmiastowy, lecz z niewielkim opóźnieniem (czasem martwym), zabezpieczającym przed zwarcie kondensatora C_F .

II-1.2. Zasada działania dwukierunkowego przekształtnika DC/DC

Na rys. II-1.4 zilustrowano takty pracy, które zachodzą w układzie przekształtnika DC/DC. Liniami czarnymi oznaczono drogi przepływu prądu kolejno realizowane przez układ, elementy nieaktywne w tym samym czasie zaznaczono kolorem szarym.



Rys. II-1.4. Takty pracy zachodzące w dwukierunkowym przekształtniku DC/DC;
 ● - impuls załączający; ● - brak impulsu załączającego

Przekształtnik umożliwia realizację dwóch trybów pracy:

- Buck - zmniejszanie napięcia wejściowego dla ładowania kondensatora C_S na swoim wyjściu. Przepływ energii ze źródła o wyższym napięciu U_F do źródła o niższym napięciu U_S (tryb pracy możliwy aż do zrównania się wartości $U_S = U_F$). Stan ten jest realizowany w wyniku załączenia łącznika Q1, co przedstawiono na rys. II-1.4a. W związku z tym, po zakończeniu przewodzenia przez łącznik Q1, prąd dławika przejmuje dioda D2_Q (rys. II-1.4b), zachowując ciągłość prądu w obwodzie.

Średnią wartość napięcia wyjściowego U_S (rys. II-1.4a) otrzymuje się w wyniku uśrednienia impulsu, otrzymanego poprzez załączenie łącznika Q1, o czasie trwania t_{on_Q1} w okresie impulsowania T_{SW} [14], [87], zgodnie z wyrażeniem (II-6):

$$U_S = \frac{t_{on_Q1}}{T_{SW}} U_F \quad (\text{II-6})$$

gdzie współczynnik wypełnienia D_{Q1} impulsów sterujących pracą łącznikiem Q1 można opisać zależnością (II-7):

$$D_{Q1} = \frac{t_{on_Q1}}{T_{SW}} = \frac{U_S}{U_F} \quad (\text{II-7})$$

gdzie: t_{on_Q1} - czas trwania impulsu załączającego łącznik Q1; T_{SW} - okres impulsowania; D_{Q1} - współczynnik wypełnienia impulsów łącznika Q1

- Boost - zwiększanie napięcia U_F na wejściu kosztem energii uprzednio zgromadzonej w kondensatorze C_S . Stan ten jest realizowany przez załączenie łącznika Q2 (jak przedstawiono na rys. II-1.4c). Powstałe w wyniku tego w układzie oczko wymusza przepływ prądu, którego narastanie ograniczono jedynie indukcyjnością dławika L_S . Zmagazynowana w polu magnetycznym dławika energia po rozłączeniu łącznika Q2, poprzez diodę D1_Q (rys. II-1.4d) jest dostarczana na wejście przekształtnika, ładując kondensator C_F .

Średnia wartość napięcia wyjściowego U_S wynosi w tym przypadku (II-8) [87]:

$$U_{DC/DC} = \frac{1}{1 - \frac{t_{on_Q2}}{T_{SW}}} U_F = \frac{1}{1 - D_{Q2}} U_F \quad (\text{II-8})$$

gdzie współczynnik wypełnienia D_{Q2} impulsów sterujących pracą łącznikiem Q2 można opisać zależnością (II-9):

$$D_{Q2} = \frac{t_{on_Q2}}{T_{SW}} = 1 - \frac{U_S}{U_F} \quad (\text{II-9})$$

gdzie: t_{on_Q2} - czas trwania impulsu załączającego łącznik Q2; D_{Q2} - współczynnik wypełnienia impulsów łącznika Q2

Po podstawieniu (II-7) do (II-9) otrzymano następującą relację między współczynnikami wypełnienia D_{Q1} oraz D_{Q2} (II-10):

$$D_{Q2} = 1 - D_{Q1} \quad (\text{II-10})$$

Zależność (II-10) można uprościć do postaci (II-11):

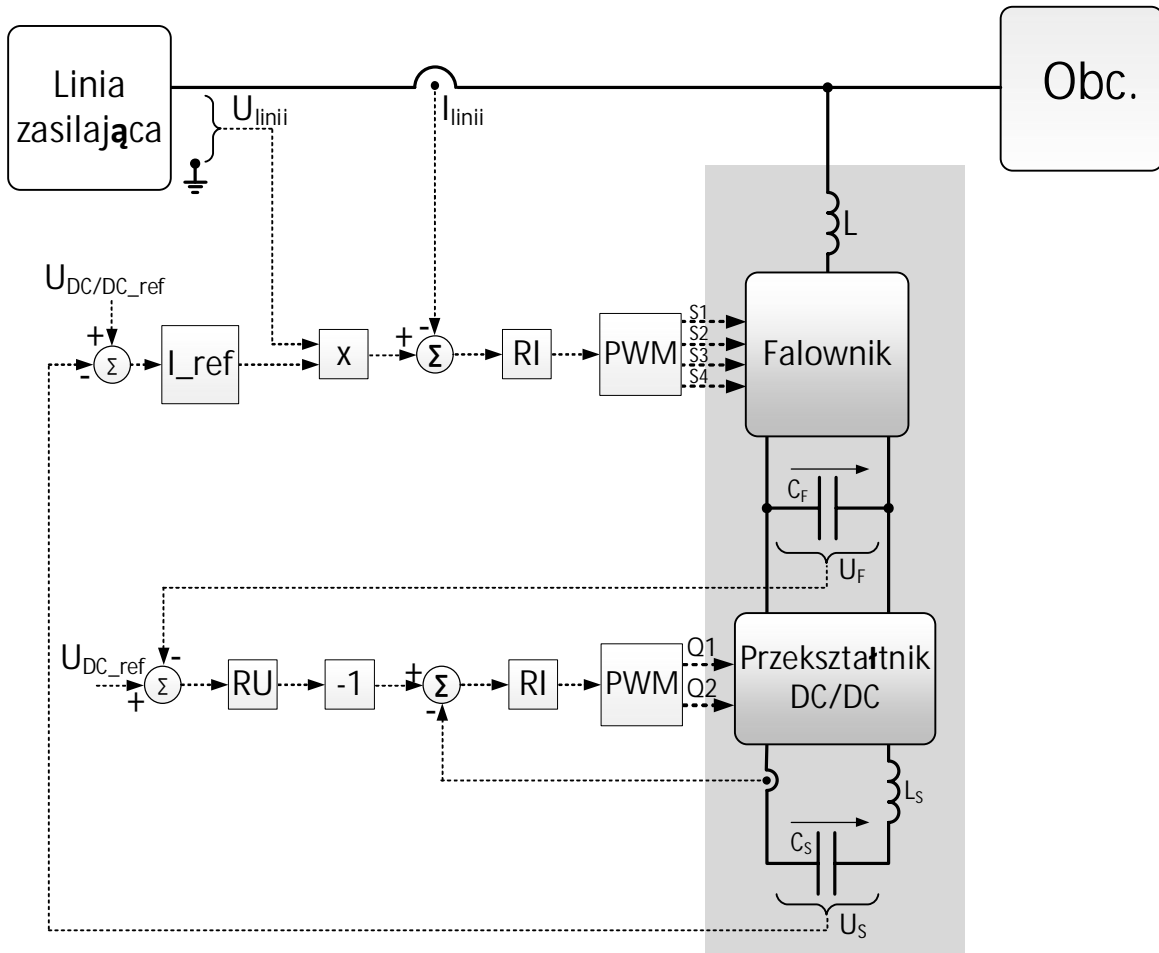
$$D_{Q2} = \overline{D_{Q1}} \quad (\text{II-11})$$

gdzie: *dwustanowa praca dwukierunkowego przekształtnika DC/DC jest realizowana za pomocą odpowiedniej kontroli współczynnika wypełnienia impulsów, sterujących pracą łączników Q1-Q2, których sygnały sterujące są względem siebie zanegowane*

Istotne znaczenie dla pracy układu mają wartości parametrów elementów pasywnych występujących w strukturze, wynikające m.in. z założonej częstotliwości przełączeń oraz dopuszczalnej wartości składowej prądu o częstotliwości impulsowania. Dobór elementów pasywnych znajdujących się w jej strukturze, stanowi przedmiot odrębnej analizy i został przedstawiony w podrozdziałach II-2.3 oraz II-2.4.

II-1.3 Struktura sterowania układem oraz algorytmy kontrolujące poziomy energii w układzie

Na rys. II-1.5 przedstawiono schemat blokowy obwodu mocy oraz proponowaną strukturę regulacji filtra aktywnego z dodatkowym zasobnikiem energii - dwukierunkowym przekształtnikiem DC/DC. Polem szarym oznaczono uproszczony obwód mocy, którego schemat szczegółowy zaprezentowano na rys. II-1.1.



Rys. II-1.5. Schemat blokowy układu filtra z zasobnikiem energii oraz układem sterowania i regulacji

W trakcie badań wykorzystano zamknięty układ regulacji filtra aktywnego, w którym prąd filtra generowany jest na podstawie pomiaru prądu linii zasilającej [69], [84]. Układ ten jest mniej kosztowny oraz mniej wrażliwy na błędy wyodrębnienia składowych nieaktywnych z przebiegów prądów (m.in. ze względu na brak konieczności dodatkowego pomiaru prądu obciążenia), w porównaniu z otwartą strukturą regulacji filtrem [10], [33], [81], [106], gdzie prąd filtra generowany jest na podstawie pomiaru składowej nieaktywnej prądu obciążenia.

Wyznaczanie składowej aktywnej (czynnej) prądu linii, połączonych równolegle filtru oraz kompensowanego obciążenia odbywa się na podstawie odchyłki napięcia na kondensatorze C_s . W przypadku otwartego układu regulacji, zmiany mocy czynnej odbiornika nie mają wpływu na wartość napięcia kondensatora [87], gdyż zostały wyznaczone bezpośrednio ze zmierzonego prądu odbiornika i uwzględnione przez układ regulacji. Tym samym, otwarta struktura regulacji umożliwia zastosowanie kondensatora o mniejszej pojemności. Okupione jest to jednak koniecznością dodatkowego pomiaru i większą złożonością obliczeniową.

Zadanie falownika w badanej topologii sprowadza się do roli bufora i filtru aktywnego, odpowiedzialnego za właściwe kształtowanie prądu linii zasilającej (I_{linii}), tak aby otrzymać przebieg sinusoidalny i współfazowy z napięciem linii zasilającej, zgodnie z równaniem (II-12):

$$i_{linii}(t) = i_{filtr}(t) + i_{obc}(t) \quad (II-12)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} i_{linii}(t) &= A \cdot \sin(\omega t + \varphi) \\ A &\approx const. \end{aligned} \quad (II-13)$$

gdzie: ω - pulsacja napięcia sieci; φ - zadane przesunięcie fazowe

Wzorzec prądu filtru jest kształtowany na podstawie chwilowej wartości napięcia linii zasilającej. Jeśli napięcie to jest mocno odkształcone (sieć miękka o małej mocy zwarciowej) konieczne jest zastosowanie pętli fazowej PLL [24], [123] (pomimo swoich zalet, jest to jednak rozwiązanie kosztowne, o ograniczonej dynamice), dla odtworzenia podstawowej harmonicznej. Otrzymany tak prąd linii (zawierający tylko składowa aktywną) można wtedy opisać zależnością (II-14) [34], [87]:

$$i_{linii}(t) = G u_{filtr}(t) \quad (II-14)$$

gdzie: G - konduktancja zastępcza liniowego odbiornika rezystancyjnego o mocy równej rozpatrywanemu obciążeniu

Z zależności (II-14) wynika, iż przebieg prądu linii odtwarza w pewnej skali przebieg napięcia, której wartość odpowiada konduktancji zastępczej obciążenia - liniowego o charakterze rezystancyjnym [87], [102].

Kompensacja składowej nieaktywnej prądu obciążenia sprowadza się do generowania przez filtr prądu o przebiegu tej składowej lecz o przeciwnym znaku [56], [102].

Za utrzymywanie odpowiedniego poziomu napięcia w obwodzie pośredniczącym DC (kondensator filtru C_F) odpowiada układ dwukierunkowego nieseparowanego przekształtnika DC/DC. Układ regulacji filtru nie posiada informacji o aktualnym poziomie napięcia na kondensatorze C_F . Jego wartość nie wpływa bezpośrednio na zadaną wartość prądu linii zasilającej.

Układ odpowiedzialny za poprawną pracę przekształtnika DC/DC (rys. II-1.5), opiera się na klasycznej kaskadowej strukturze regulacji. Zapewnia ona stabilizację napięcia na wejściu przekształtnika (U_F), a nie jak w przypadku konwencjonalnych rozwiązań, napięcia na jego wyjściu (U_S). Zmiana ta pociąga za sobą konieczność odwrócenia kierunku (znaku) referencji prądu (pochodzącej z regulatora napięcia RU). Stąd niezbędny iloczyn tego sygnału z wartością „-1”, w torze referencji prądu w celu poprawnego działania układu.

W omawianym układzie, referencja prądu realizowanego przez układ filtru (I_{ref}) jest związana z sygnałem proporcjonalnym do napięcia U_S na kondensatorze przekształtnika DC/DC, a nie jak w przypadku konwencjonalnych struktur sterowania o pętli zamkniętej [58], [87] z sygnałem wyjściowym regulatora napięcia (o strukturze P lub PI), na którego wejście podawany jest uchyb napięcia U_F na kondensatorze filtru.

Poprawne warunki pracy układu są zapewnione, gdy poziom napięcia U_S przekształtnika nie przekroczy dopuszczalnej, zadanej bezpiecznej wartości. Odpowiada to zadaniu zbyt dużej wartości prądu (konieczność magazynowania nadmiaru energii), lub zbyt długiemu okresowi oczekiwania na kolejne załączenie obciążenia.

Zadanie prądu o zbyt małej wartości, nie zagwarantuje poprawnej stabilizacji napięcia filtru U_F przez układ przekształtnika. Minimalny poziom napięcia U_S to 1/2 przyjętej wartości referencyjnej. Odpowiada to zaledwie 25%, energii gromadzonej przy napięciu nominalnym kondensatorowego zasobnika, co czyni dalszą pracę w trybie boost nieefektywną, a odzyskiwanie tak niewielkiej ilości energii jest już bezcelowe.

Od układu regulacji należy oczekiwać wypracowania sygnału proporcjonalnego do prądu zadanego, o stosunkowo małej wartości, gwarantującego zachowanie odpowiedniego poziomu napięcia na kondensatorze magazynującym energię, bez możliwości przekroczenia wartości maksymalnej, zwłaszcza pomiędzy kolejnymi załączeniami obciążenia.

Zadaniem regulatora kształtującego referencję prądu (I_{ref}) jest właściwy rozkład w czasie wartości maksymalnej prądu, wymuszanej przez skokowo załączane obciążenie. Odbywa się to kosztem energii uprzednio zgromadzonej w zasobniku układu, która jest następnie uzupełniana niewielkim prądem, zapewniającym poprawne zadziałanie przy kolejnym załączeniu obciążenia, bez konieczności skokowej zmiany zadawanej wartości prądu linii zasilającej.

II-2. Dobór parametrów elementów pasywnych występujących w strukturze układu

W trakcie prac nad układem założono, iż będzie on współpracował z siecią jednofazową o napięciu 230 V i dopuszczalnej długotrwałej wartości prądu nie przekraczającej 16 A. Wprowadza to dodatkowe ograniczenia związane z maksymalną wartością mocy i prądu w miejscu przyłączenia analizowanego typu odbiornika.

II-2.1. Dobór wartości indukcyjności dławika L wejściowego filtra

Ważnym aspektem w badanym układzie jest poprawny dobór indukcyjności dławika L , w celu zapewnienia założonej filtracji składowej o częstotliwości impulsowania, przy jednoczesnym zachowaniu odpowiedniej dynamiki odpowiedzi układu [1], [35], [93], [117], zwłaszcza podczas załączania się obciążenia.

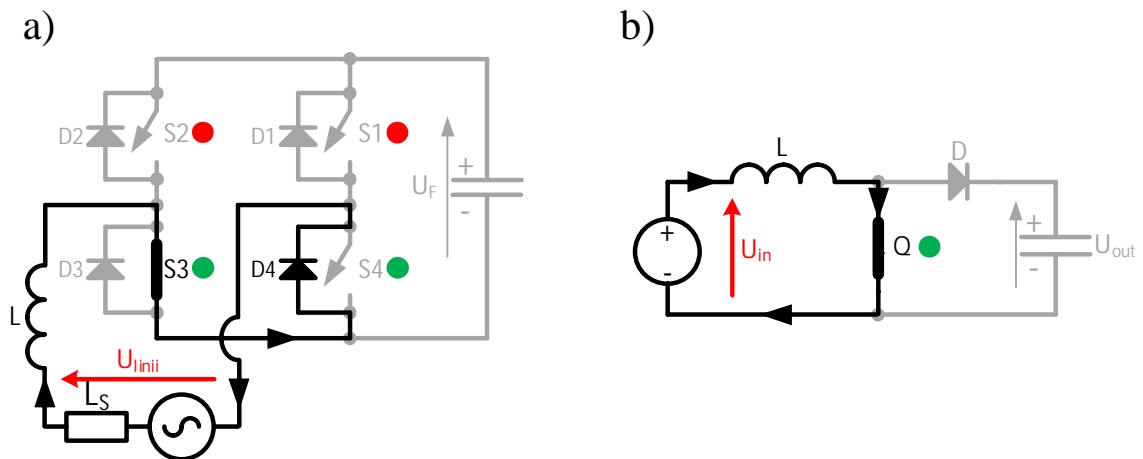
Przyjęta procedura wyznaczania indukcyjności, uwzględnia częstotliwość przełączeń f_{sw} oraz zakładany poziom napięcia w obwodzie pośredniczącym DC. Uwzględnia również dopuszczalną wartość tętnień prądu Δi , przyjętą w zakresie 15% ÷ 25% prądu znamionowego [1].

Podczas analizy pominięto rezystancje oraz spadki napięć na elementach półprzewodnikowych. Założono również, iż indukcyjność (reaktancja) linii zasilającej jest pomijalnie mała, w porównaniu z indukcyjnością dławika wejściowego filtra ($L_G \ll L$).

Dla obliczeń zastosowano analogię, jaka zachodzi w przypadku przewodzenia łączników, dla jednego z taktów pracy, przy modulacji unipolarnej (omówionej w podrozdziale II-1.1), a taktom pracy przetwornicy DC/DC podwyższającej napięcie (typu boost).

W obu przypadkach rozpatrzono takt pracy, podczas którego źródło energii jest zwierane, a narastanie prądu w tak powstałym oczku jest ograniczone jedynie występującym w układzie dławikiem o indukcyjności L .

Schemat zastępczy układu falownika oraz przetwornicy DC/DC, wykorzystany w celu wyznaczenia wartości indukcyjności przedstawiono na rys. II-2.1.



Rys. II-2.1. Schemat układu filtra w trakcie przewodzenia jednej z par łączników (a) wykorzystany do wyznaczenia wartości indukcyjności wejściowej L oraz analogiczny z nim schemat przekształtnika podwyższającego napięcie (b)

Stromość narastania prądu w układzie przedstawionym na rys. II-1.6 opisano zależnością (II-15):

$$\frac{di}{dt} = \frac{u_{linii}}{L} \quad (\text{II-15})$$

Wartość indukcyjności dławika, dla składowej prądu o częstotliwości impulsowania ogranicza możliwość jego przyrostu do wartości zakładanej Δi , w trakcie czasu t_{on} , gdy dana z par łączników jest załączona (II-16):

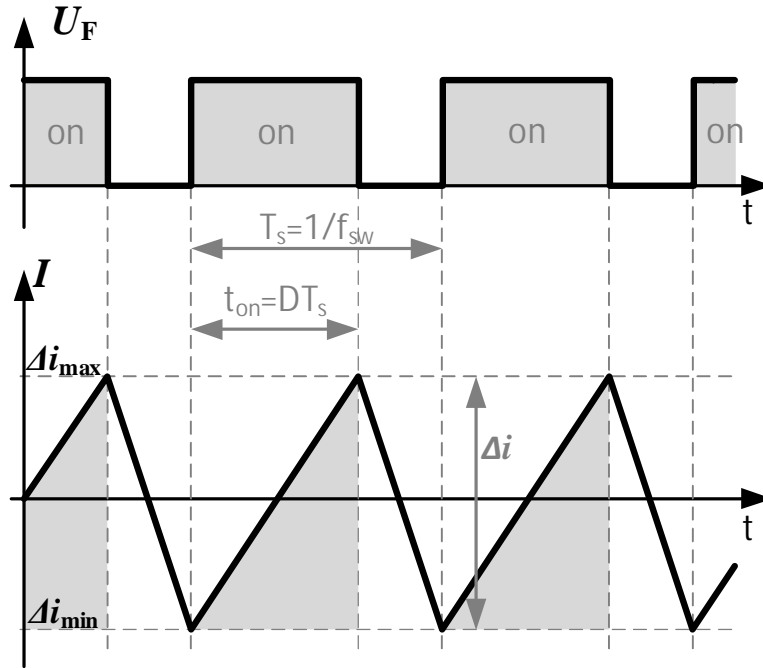
$$\Delta i = \frac{u_{linii}}{L} t_{on} \quad (\text{II-16})$$

Czas t_{on} jest związany z współczynnikiem wypełnienia D , co zilustrowano na rys. II-2.2, a opisano za pomocą wyrażenia (II-17). Analogicznie do współczynnika wypełnienia sterującego pracą łącznika Q w trybie boost (II-9):

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = 1 - \frac{u_{linii}}{U_F} \quad (\text{II-17})$$

$$u_{linii} = \sqrt{2} U_{linii} \sin \alpha t \quad (\text{II-18})$$

gdzie: u_{linii} - wartość chwilowa napięcia linii zasilającej, U_{linii} - wartość skuteczna napięcia linii zasilającej chwilowa



Rys. II-2.2. Przykładowe przebiegi napięcia i prądu obrazujące wyznaczenie t_{on}

Po podstawieniu (II-17 oraz II-18) do (II-16) otrzymano następującą zależność (II-18) opisującą tętnienia prądu w układzie:

$$\Delta i = \frac{\sqrt{2}U_{linii}}{Lf_{sw}} \left[\sin \alpha - \frac{\sqrt{2}U_{linii}}{U_F} \sin^2 \alpha \right] \quad (\text{II-19})$$

Funkcja (II-19) osiąga swoje maksimum dla $\sin \alpha = \frac{1}{2\sqrt{2}} \frac{U_F}{U_{linii}}$. Wartość wyznaczono w wyniku przyrównania pierwszej pochodnej wyrażenia (II-19) do zera.

W wyniku podstawienia otrzymano ostatecznie wyrażenie (II-20) na wyznaczenie wartości indukcyjności dla dopuszczalnej, założonej częstotliwości przełączeń f_{sw} przy $U_F = U_{F_ref}$:

$$L = \frac{U_{F_ref}}{4 f_{sw} \Delta i} \quad (\text{II-20})$$

gdzie: U_{F_ref} – napięcie referencyjne (robocze) na kondensatorze C_F filtru;
 f_{sw} – maksymalna częstotliwość przełączania tranzystorów w filtrze;
 Δi – dopuszczalna wartość tętnień prądu

Przy założeniu częstotliwości przełączeń na poziomie 10 kHz (20 kHz dla modulacji unipolarnej), dopuszczalnej wartości prądu tętnień na poziomie 15% wartości maksymalnej prądu oraz napięcia U_F na poziomie 500 V, wartość indukcyjności powinna wynosić ok. 3,68 mH (w trakcie dalszych prac wykorzystano dławik o indukcyjności 4 mH).

Wybrana wartość częstotliwości przełączeń f_{sw} wynika z możliwości zastosowanego inteligentnego modułu mocy IPM [77], którego parametry przedstawiono w podrozdziale IV-1.2.

Obliczenie wartości indukcyjności L , na podstawie zależności (II-20), z podstawieniem odpowiednich wartości, przedstawia wyrażenie (II-21):

$$L = \frac{U_{F-ref}}{4f_{sw}\Delta i} = \frac{500}{4 \cdot 10000 \cdot 15\% \cdot \sqrt{2} \cdot 16} = 3,68 \text{ mH} \quad (\text{II-21})$$

II-2.2. Dobór wartości pojemności kondensatora C_F

Wartość pojemności C_F została wyznaczona zgodnie z zależnością (I-16), której proces wyprowadzenia przedstawiono w podrozdziale I-2.

Przy założeniu stabilizacji napięcia na kondensatorze C_F na poziomie nie przekraczającym $U_{F_max} = 500$ V, dopuszczalnym spadku ΔU na poziomie 100 V (minimalna wartość na poziomie 400 V - większa niż determinowana przez amplitudę napięcia linii $\sqrt{2}U_{LINII}$ [87]) oraz pracy z mocą ok. 1,0 kW, przy częstotliwości podstawowej harmonicznej wynoszącej 50 Hz, wartość pojemności powinna wynosić ok. 444 μ F.

Obliczenie wartości pojemności C_F na podstawie otrzymanej zależności (I-16), z podstawieniem odpowiednich wartości, przedstawia wyrażenie (II-22):

$$\begin{aligned} C_F &\geq \frac{P_{max}}{f_i(U_{F_max}\Delta U - \frac{\Delta U^2}{2})} \Rightarrow \\ &\Rightarrow C_F \geq \frac{1000}{50 \cdot (500 \cdot 100 - \frac{100^2}{2})} = 444 \mu F \end{aligned} \quad (II-22)$$

gdzie: P_{max} - maksymalna moc czynna obciążenia; f_i - częstotliwość podstawowej harmonicznej; U_{F_max} - wartość maksymalna napięcia na kondensatorze C_F ; ΔU - dopuszczalny spadek napięcia na kondensatorze C_F

W trakcie dalszych prac, zastosowano kondensator C_F o wartości 400 μ F i napięciu maksymalnym 1000 V, wykonany w technologii metalizowanej taśmy polipropylenowej [115]. Zaniżenie wartości pojemności C_F wynikało z oferowanego przez producentów typoszeregu.

II-2.3. Dobór wartości indukcyjności dławika L_S przekształtnika DC/DC

Wartość indukcyjności w obwodzie przekształtnika wyznaczono przy założeniu zerowych strat na elementach w jej układzie [80], [116]. Podobnie jak w przypadku indukcyjności wejściowej filtru (podrozdział II-2.1) z wykorzystaniem równania opisującego napięcie na dławiku, które po przekształceniu zostało doprowadzone do postaci (II-23), dotyczącej analizowanego przypadku:

$$U_F - U_S = L_S \frac{\Delta i}{t_{on}} \quad (\text{II-23})$$

gdzie w trakcie czasu t_{on} (II-24), gdy dany z łączników jest załączony, następuje przyrost prądu o wartość Δi (co zilustrowano również na rys. II-2.2).

$$t_{on} = D \cdot T_s = \frac{U_F}{U_S} \cdot \frac{1}{f_{sw}} \quad (\text{II-24})$$

W wyniku podstawienia (II-23) do (II-24) otrzymano wyrażenie umożliwiające wyznaczenie wartości indukcyjności w obwodzie (II-31):

$$L_S = \frac{U_F - U_S}{f_{sw} \Delta i} \cdot \frac{U_S}{U_F} \quad (\text{II-25})$$

gdzie: U_F - napięcie wejściowe przekształtnika DC/DC; U_S - napięcie wyjściowe przekształtnika DC/DC; f_{sw} - maksymalna częstotliwość przełączania tranzystorów w przekształtniku DC/DC; Δi - dopuszczalna wartość tętnień prądu w obwodzie przekształtnika DC/DC

Przy założeniu częstotliwości przełączeń na poziomie 10 kHz i dopuszczalnej wartości prądu tętnień na poziomie 15% prądu znamionowego (16 A), obliczona wartość wynosi ok. 3,33 mH (w trakcie dalszych prac wykorzystano dławik o indukcyjności 4 mH). Również w tym przypadku przyjęto częstotliwość f_{sw} równą częstotliwości przełączania tranzystorów w strukturze filtru. Uprościło to konfigurację układów odpowiedzialnych za generację sygnału PWM na dalszym etapie prac, przedstawionym w podrozdziale IV-2.

Obliczenie wartości indukcyjności L , na podstawie otrzymanej zależności (II-25), z podstawieniem odpowiednich wartości, przedstawia wyrażenie (II-26):

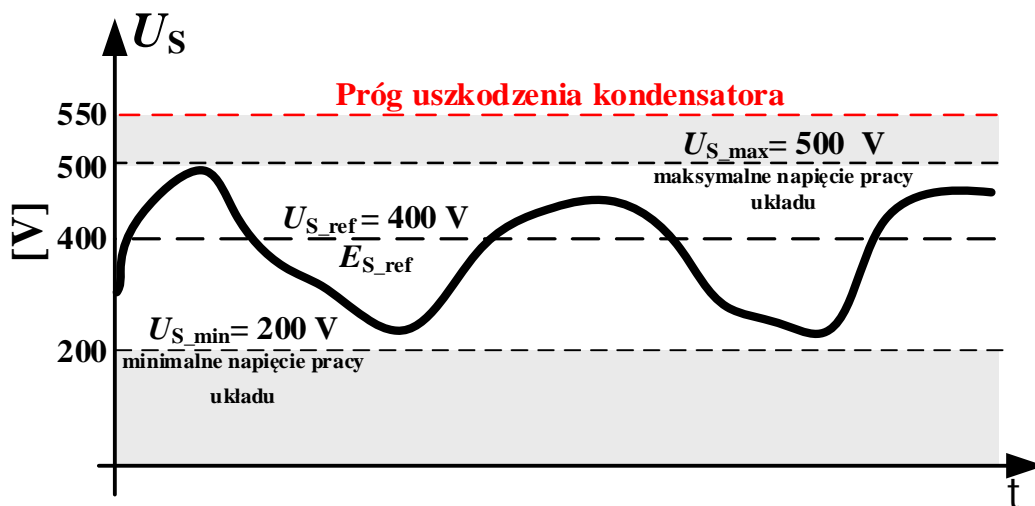
$$L_S = \frac{U_F - U_S}{f_{sw} \Delta i} \cdot \frac{U_S}{U_F} = \frac{500 - 400}{10000 \cdot 15\% \cdot 16} \cdot \frac{400}{500} = 3,33 \text{ mH} \quad (\text{II-26})$$

II-2.4. Dobór wartości pojemności kondensatora C_S przekształtnika DC/DC

Kluczowe znaczenie w przypadku doboru wartości pojemności kondensatora C_S ma wybór jego optymalnego napięcia pracy, ze względu na funkcje realizowane przez układ przekształtnika DC/DC. Kondensator C_S musi pracować z napięciem niższym niż napięcie referencyjne kondensatora C_F (500 V), aby praca przekształtnika w trybie buck była możliwa (transfer energii z kondensatora C_F do C_S).

W analizowanym przypadku, przyjęto napięcie referencyjne (robocze) U_S na poziomie 400 V, aby maksymalnie wykorzystać zdolność gromadzenia energii zastosowanego kondensatora. Napięcie to, znajduje się w przedziale ograniczonym maksymalną dopuszczalną wartością napięcia na kondensatorze C_S (500 V), a minimalną przyjętą na poziomie 200 V, przy której zasobnik jest naładowany w zaledwie 25%, a dalsza praca w trybie boost jest mało efektywna (transfer energii z kondensatora C_S do C_F).

Omówione przedziały napięciowe przedstawiono poglądowo na rys. II-2.3. Szerokość tak ograniczonego przedziału dopuszczalnych zmian napięcia U_S gwarantuje odpowiednie warunki pracy układu zasobnika.



Rys. II-2.3. Istotne ze względu na charakter pracy przekształtnika DC/DC przedziały napięcia U_S

Pojedyncze załączenie obciążenia, pracującego z mocą maksymalną, załączonego na 6 okresów napięcia linii zasilającej (analiza przedstawiona w podrozdziale I-3.2), oznacza wydatek energetyczny rzędu 120 J, zgodnie z (II-27):

$$E_{OBC_{(6)}} = n \cdot E_{OBC_{(1)}} = 6 \cdot 20 = 120 \text{ J} \quad (\text{II-27})$$

gdzie: n - założona maksymalna liczba okresów pracy obciążenia z mocą maksymalną podczas jednego cyklu załączenia; $E_{OBC(1)}$ - energia pobierana przez obciążenie w trakcie jednego okresu załączenia; $E_{OBC(6)}$ - energia pobierana przez obciążenie w trakcie sześciu okresów załączenia

Wartość pojemności C_S została wyznaczona za pomocą zależności (I-21), której proces wyprowadzenia przedstawiono w podrozdziale I-2. W wyniku podstawienia odpowiednich wartości ($U_{S_min} = 200$ V oraz $U_{S_ref} = 400$ V) wyznaczono następującą wartość pojemności C_S (II-28):

$$C_S > \frac{2 \cdot E_{OBC(6)}}{U_{S_ref}^2 - U_{S_min}^2} \Rightarrow \quad (II-28)$$

$$\Rightarrow C_S > \frac{2 \cdot 120}{400^2 - 200^2} = 2,0 \text{ mF}$$

Przy tak dobranej wartości pojemności energia E_S zgromadzona przy napięciu roboczym o wartości 400 V zapewni poprawną pracę układu dla założonej liczby - 6 cykli, na które zostanie załączone obciążenie.

W trakcie dalszych prac, wartość pojemności C_S (ze względu na straty i zaokrąglenie w dół pojemności filtru C_F) przewymiarowano, dobierając kondensator elektrolityczny o znacznie większej pojemności 4700 μ F i napięciu maksymalnym pracy 500 V [51] z oferowanego przez producenta typoszeregu wartości E6. Działanie takie, umożliwiło w przypadku badań laboratoryjnych testowanie pracy układu, podczas kompensacji obciążenia załączanego na znacznie większą liczbę okresów, niż przewidziana w trakcie analizy teoretycznej.

Jednocześnie, dobrana wartość pojemności oraz margines 100 V poniżej dopuszczalnej wartości napięcia U_{S_max} , gwarantuje odpowiedni zapas na ewentualne magazynowanie energii. Dopuszczalna szerokość przedziału zmian napięcia U_S , wynika z konieczności zbilansowania przepływu składowej czynnej przy założonej „wolnej” dynamice regulatora I_ref .

W tak dobranym kondensatorze C_S o pojemności 4700 μ F istnieje możliwość zgromadzenia 376 J (przy napięciu wynoszącym 400 V), co daje bezpieczny zapas energii na kompensację ok. 14 okresów załączenia obciążenia pracującego z mocą maksymalną (zanim kondensator zostanie rozładowany do poziomu 200 V). Dla porównania, energia zgromadzona w kondensatorze C_F dla założonych warunków pracy wynosi ok. 50 J, a jej poziom gwarantuje zapas energii, na co najmniej jeden okres pracy obciążenia (wartość wyznaczona na podstawie założeń przedstawionych podrozdziale I-3.2). Dowodzi to,

iż kondensator C_F jest traktowany w układzie jedynie, jako niewielki bufor energetyczny, który pośredniczy w wymianie energii między zasobnikiem a obciążeniem (linią zasilającą), jednak kondensator C_F jest niezbędny, ze względu na funkcje realizowaną przez filtr.

Bilans energetyczny na podstawie tych wartości potwierdza, iż energia zgromadzona w przekształtniku DC/DC i filtrze zapewni poprawne warunki pracy układu, bez konieczności ingerowania w wypracowaną referencję prądu w trakcie załączenia obciążenia.

Podsumowanie

W rozdziale II przedstawiono koncepcje działania układu oraz szczegółowo opisano budowę i funkcje układu filtru aktywnego z dodatkowym zasobnikiem energii.

Przedstawiono również metodykę doboru znajdujących się w układzie elementów pasywnych, ze zwróceniem szczególnej uwagi na uzasadnienie doboru zastosowanych zasobników energii, mających kluczowe znaczenie dla podejmowanych w pracy zagadnień, które bezpośrednio wpływają na jakość działania układu. W związku z tym, iż filtr musi zapewniać wsparcie dla kompensacji składowej nieaktywnej prądu, generowanej przez obciążenie, a zintegrowany z nim układ przekształtnika DC/DC jest odpowiedzialny za dostarczanie i absorpcję składowej aktywnej prądu.

Wyznaczone w rozdziale wartości indukcyjności dławików L oraz L_S , ograniczają do zakładanego poziomu (Δi) składową o częstotliwości impulsowania.

Pojemność kondensatora filtru C_F wyznaczono na podstawie mocy odbiornika, którego analizę przedstawiono w rozdziale I. Podobnie wyznaczono wartość pojemności zasobnika C_S , uwzględniając dodatkowo potencjalne zachowanie się odbiornika - maksymalny czas, na jaki może zostać on załączony oraz minimalny odstęp czasowy między jego kolejnymi załączeniami.

Wartość pojemności C_F zapewnia zapas energii, na co najmniej jeden okres napięcia linii zasilającej, podczas pracy z maksymalną założoną mocą obciążenia. Natomiast energia zmagazynowana w kondensatorze C_S zasobnika, zapewnia zapas energii na kompensację aż 14 cykli ($t_i = 14 \times 20$ ms), na które może zostać załączone obciążenie.

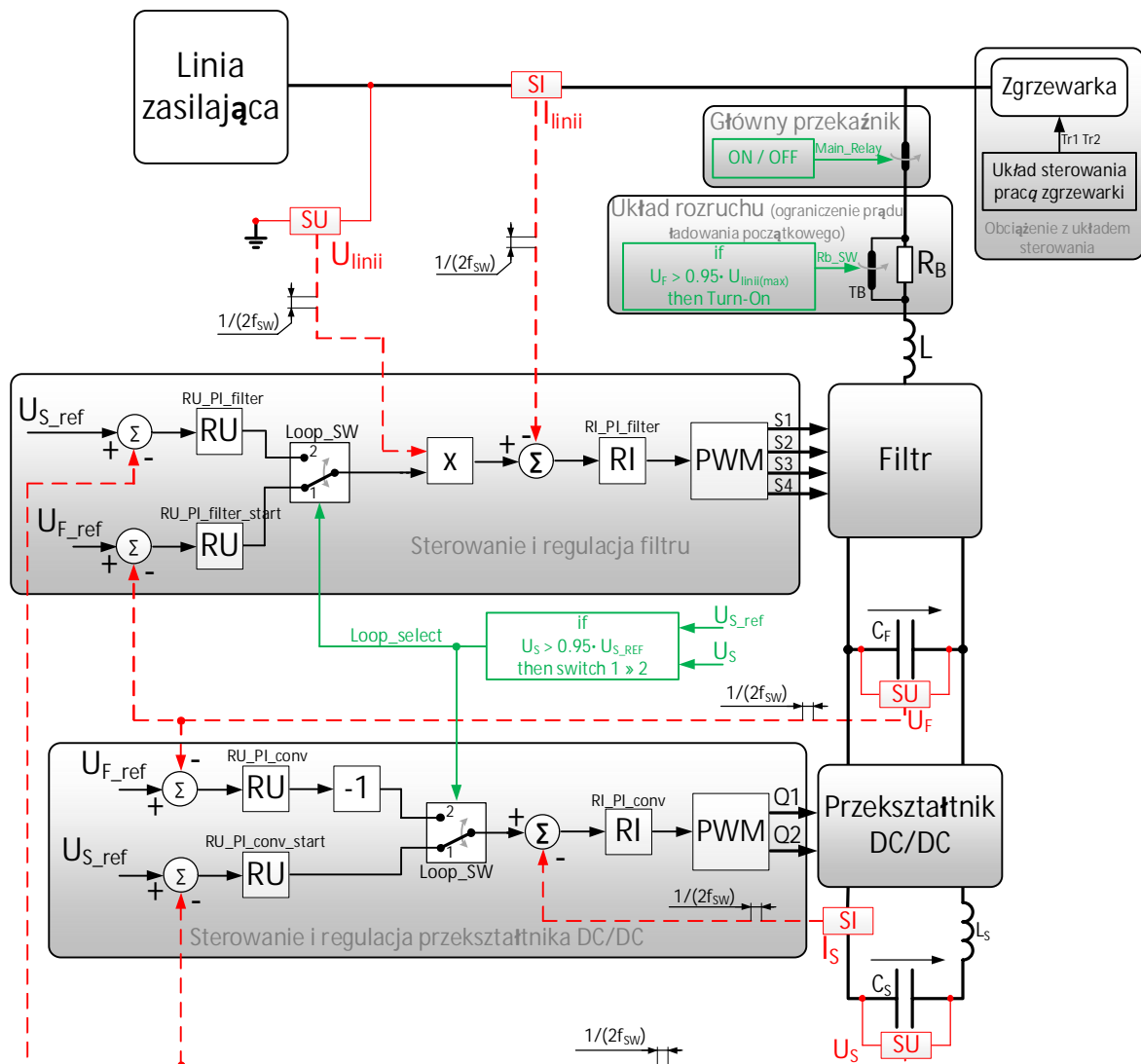
Analiza zawarta w rozdziale posłużyła do realizacji modelu symulacyjnego, którego opis i rezultaty badań przedstawiono w rozdziale III. Wartości wyznaczonych elementów zostały wykorzystane podczas realizacji praktycznej układu, którą opisano w rozdziale IV.

III

III-1. Realizacja modelu symulacyjnego układu	71
III-1.1. Model symulacyjny zgrzewarki.....	78
III-1.2. Model symulacyjny jednofazowego falownika napięcia (mostka H).....	81
III-1.3. Model symulacyjny przekształtnika DC/DC.....	83
III-1.4. Opracowana koncepcja rozruchu i sterowania pracą układu.....	84
III-1.4.1. Alternatywny sposób rozruchu układu.....	94
III-2. Rezultaty badań symulacyjnych	95
Podsumowanie.....	106

III-1. Realizacja modelu symulacyjnego układu

Badania układu przeprowadzono w środowisku Matlab & Simulink [1], [98]. Schemat blokowy układu (wraz z naniesionym podziałem na sekcje), na podstawie którego opracowano model symulacyjny przedstawiono rys. III-1.1. Kolorem czerwonym oznaczono sygnały pomiarowe niezbędne do działania układu, natomiast kolorem zielonym funkcje realizowane przez układ nadzorujący rozruch i prace układu. Procedurę rozruchową inicjuje załączenie głównego przełącznika Main_Relay.



Rys. III-1.1. Schemat blokowy układu filtru aktywnego z zasobnikiem wraz z układem sterowania i regulacji, na podstawie którego opracowano model symulacyjny w środowisku Matlab & Simulink, gdzie: RU- regulator napięcia; RI- regulator prądu; SU- czujnik pomiarowy napięcia; SI- czujnik pomiarowy prądu; Loop_SW- przełącznik konfiguracji układu sterowania

Opracowany na podstawie rys. III-1.1 schemat blokowy modelu symulacyjnego, wraz z analogicznym podziałem na sekcje, oznaczonymi liniami przerywanymi przedstawiono na rys. III-1.2. Szczegółowy opis wyodrębnionych sekcji, ze względu na pełnioną przez nie funkcjonalność zawarto w podrozdziałach III-1.1 do III-1.4.

Badane urządzenie jest podłączone równolegle między obciążenie a linią zasilającą, zamodelowaną jako źródło AC z szeregowo dołączoną indukcyjnością ($100 \mu\text{H}$) oraz rezystancją ($3 \text{ m}\Omega$). Wartości zostały wyznaczone za pomocą zależności (III-1 - III-3) [89], [90], na podstawie danych znamionowych przykładowej karty katalogowej trójfazowego transformatora dystrybucyjnego 15/0.4 kV [37].

Przyjęto, iż moc zwarciova w miejscu przyłączenia jest równa mocy znamionowej zastosowanego transformatora, a impedancja zwarcia transformatora odpowiada impedancji systemu dla składowej symetrycznej [90].

Uproszczenia dokonano na podstawie założenia, iż moc transformatora jest wielokrotnie mniejsza w porównaniu z mocą zwarciową linii zasilającej ($Z_G < 5\% Z_k$), dlatego niewielki spadek napięcia w linii zasilającej może zostać pominięty ($Z_G = 0$) [89].

$$Z_{k(DN)} = \frac{U_{DN}^2}{S_n} z_{\%} = 28.8 \text{ m}\Omega \quad (\text{III-1})$$

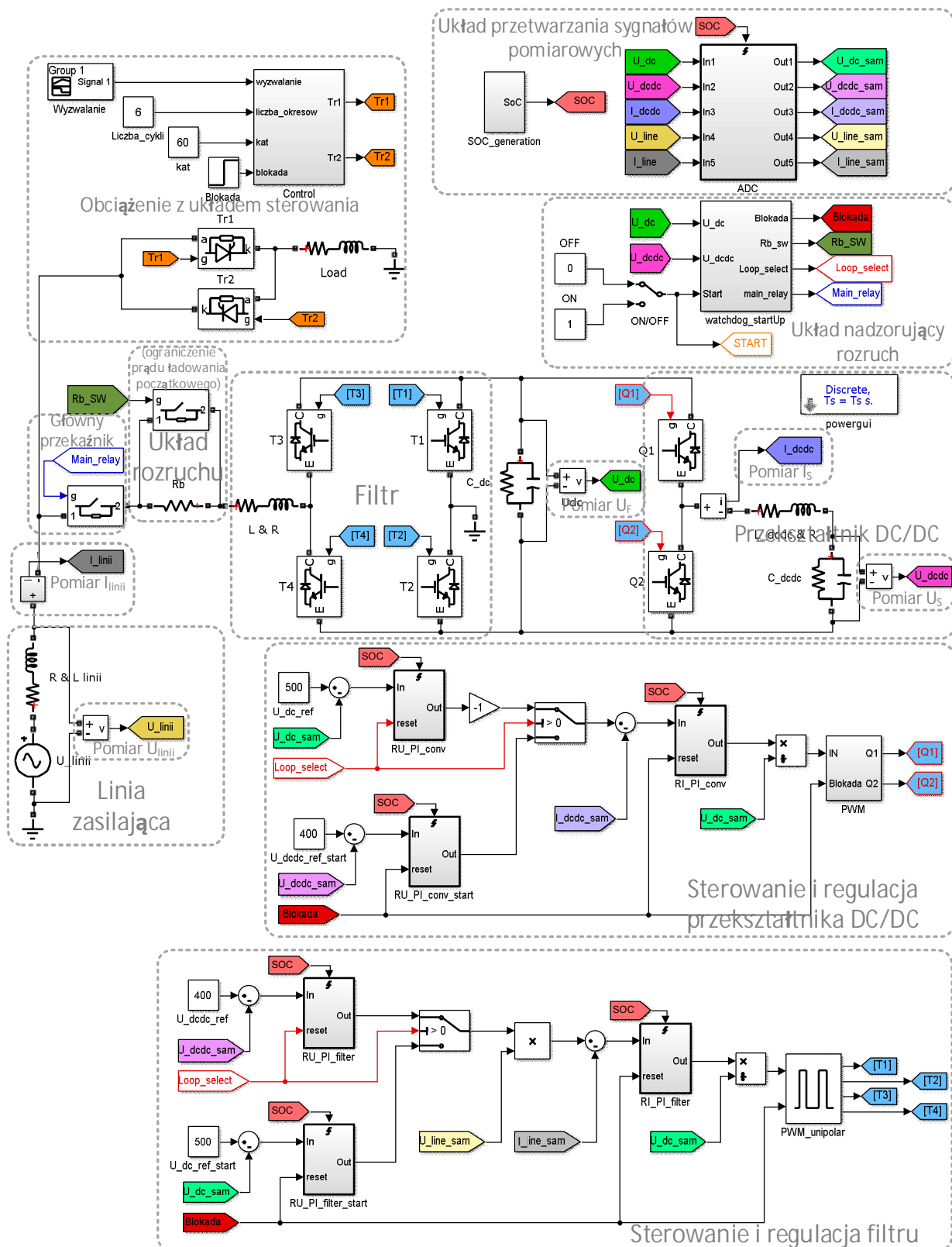
$$\frac{X_k}{R_k} = 10 \quad (\text{III-2})$$

$$Z_{k(DN)} = 2.87 \text{ m}\Omega + j28.7 \text{ m}\Omega \quad (\text{III-3})$$

gdzie: Z_k - impedancja zwarcia transformatora po stronie DN; U_n - napięcie znamionowe transformatora; S_n - moc znamionowa transformatora; $z_{\%}$ - znamionowe napięcie zwarcia transformatora %; X_k - reaktancja transformatora; R_k - rezystancja transformatora.

Tabela III-1. Dane znamionowe transformatora typu T0d wykorzystanego podczas obliczeń impedancji linii zasilającej [37]

Nazwa parametru	Wartość
Przekładnia U_{GN}/U_{DN}	15.75 kV/0.4 kV
S_n	0.25 MVA
$z_{\%}$	4.5%
Grupa połączeń	Dyn



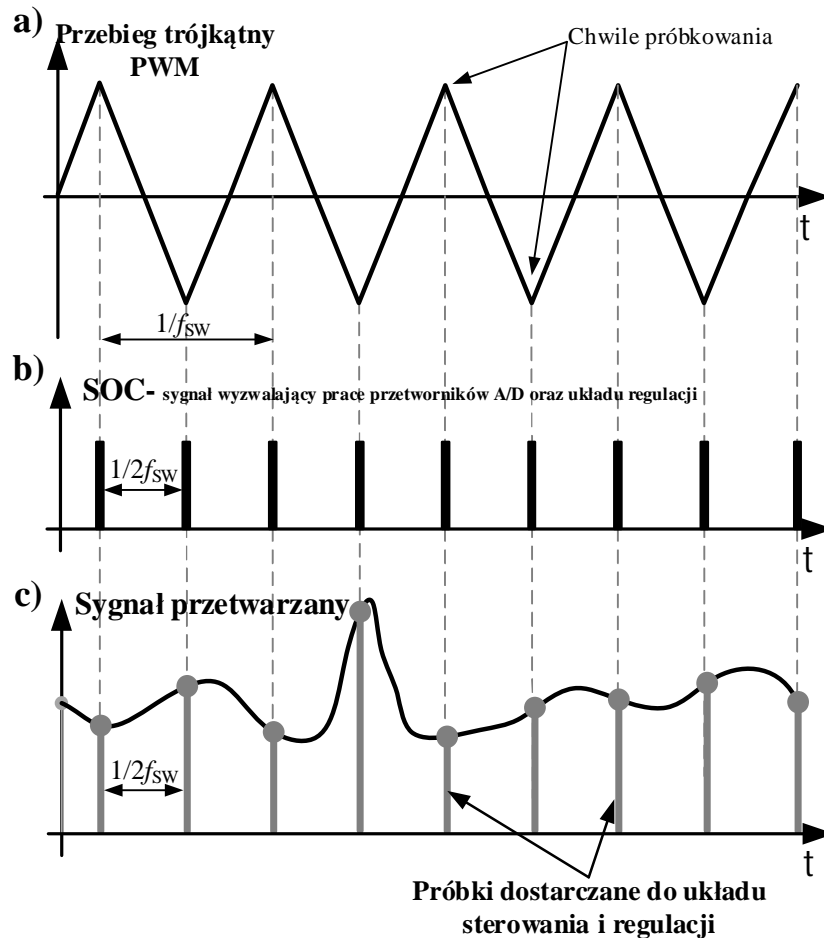
Rys. III-1.2. Model symulacyjny układu zrealizowany w środowisku Matlab & Simulink z wyszczególnionym podziałem na sekcje w zależności od ich funkcjonalności (parametry modelu: częstotliwość z jaką wykonywany jest model - 500 kHz, częstotliwość z jaką wykonywany jest układ sterowania i regulacji - 20 kHz)

W trakcie prac nad modelem dołożono starań, aby w jak największym stopniu odpowiadał on układowi rzeczywistemu, a zwłaszcza pracy docelowego sterownika o skończonej częstotliwości taktowania. Położono szczególny nacisk na uwzględnienie: opóźnień wnoszonych przez tory pomiarowe, czasów martwych realizowanych przez modulatory PWM, jak również szybkości (częstotliwości) z jaką pracuje układ sterowania i regulacji.

Sygnały pomiarowe wykorzystywane przez układ sterowania i regulacji w trakcie pracy modelu (U_{linii} , I_{linii} , U_F , U_S oraz I_S) są próbkowane synchronicznie względem przebiegu trójkątnego, zastosowanego do generacji sygnału PWM tranzystorów filtru, w chwili, gdy osiąga on wartość minimalną -0.99 lub maksymalną $+0.99$ (ang. double-update sampling) [50], co zilustrowano na rys. III-1.3. Wyzwalanie przetworników następuje za pomocą wygenerowanego w ten sposób sygnału wyzwalającego - SOC (ang. start of conversion). Częstotliwość przebiegu trójkątnego wynosi 10 kHz , podczas gdy cały model wykonuje się z krokiem $2\text{ }\mu\text{s}$ (500 kHz), natomiast częstotliwość próbkowania sygnałów wynosi $2f_{sw}$ (20 kHz).

Działanie takie (próbkowanie sygnałów) ma własności uśredniające, ponadto eliminuje możliwość pomiaru oraz dostarczenia do układu regulacji próbki, w trakcie pomiaru której mogło wystąpić zakłócenie, wywołane przełączeniem tranzystorów, zaburzające wartość rzeczywistą próbkowanego sygnału.

Wybór chwili próbkowania (dostarczania sygnałów do układu regulacji) odpowiada w rzeczywistości pracy z przetwornikami A/D. Układy te wymagają zewnętrznego sygnału SOC, inicjującego przetwarzanie sygnałów doprowadzonych na wejście przetwornika. Przetworniki powinny przetwarzać sygnały z możliwie dużą częstotliwością, aby w przypadku przekroczenia dopuszczalnych wartości mierzonych sygnałów, autonomiczny układ kontroli i zabezpieczeń mógł dostatecznie szybko zareagować.



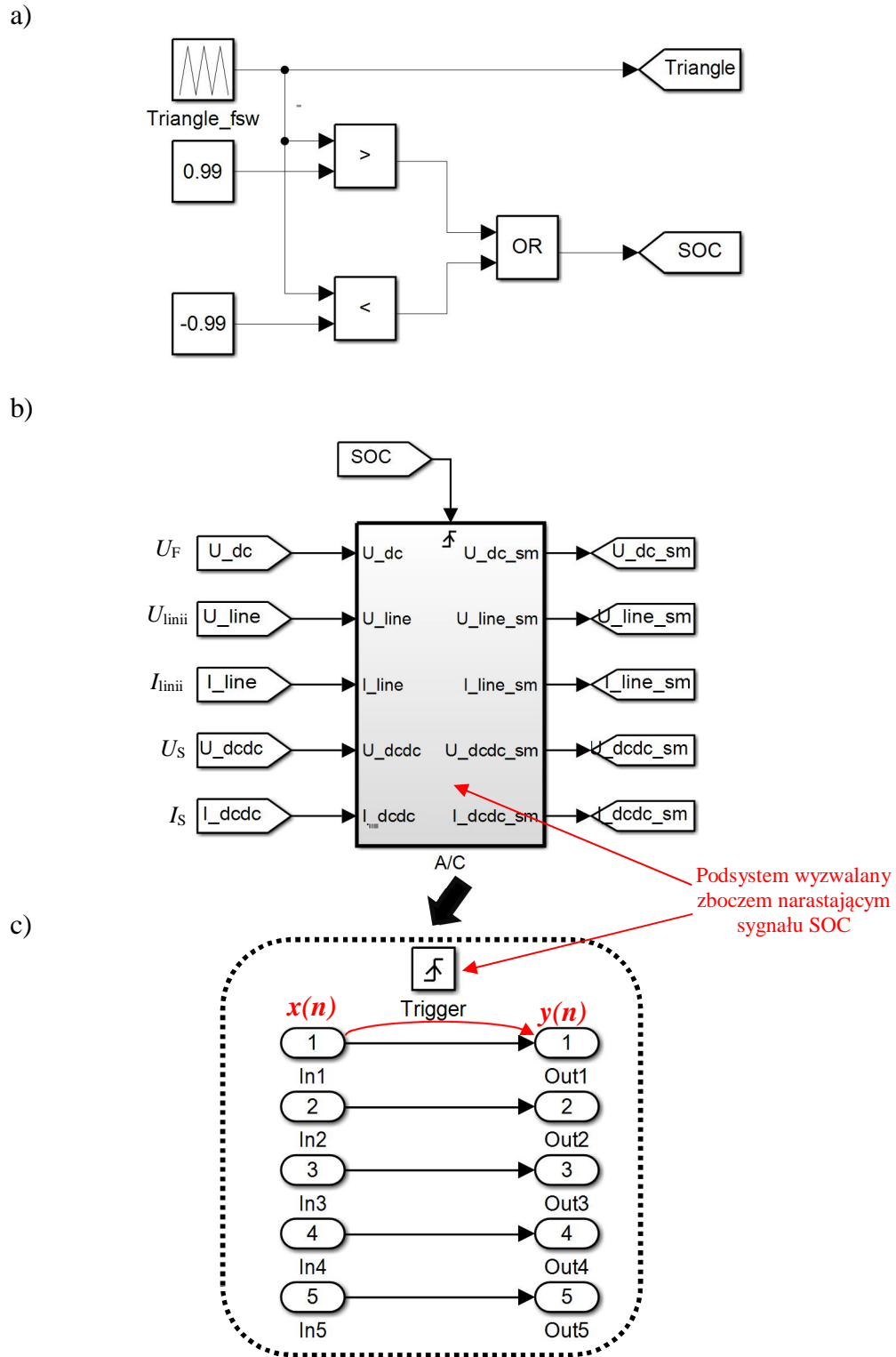
Rys. III-1.3. Przykład ilustrujący sposób próbkowania sygnałów dostarczanych do układu sterowania i regulacji: (a)- przebieg piłokształtny wykorzystywany do generacji PWM; (b)- generowany na jego podstawie sygnał SOC odpowiedzialny za wyzwalanie przetworników A/D oraz układu regulacji; (c)- przetwarzany sygnał z zaznaczonymi chwilami próbkowania

Schemat układu odpowiedzialnego za synchroniczne próbkowanie sygnałów wykorzystywanych przez układ sterowania i regulacji przedstawiono na rys. III-1.4.

Każdy z przetwarzanych kanałów jest obsługiwany w osobnej linii, brak jest multipleksera. Emuluje to pracę rzeczywistych przetworników A/C o przetwarzaniu równoległym (ang. simultaneous sampling). Działanie układu opiera się na funkcji realizowanej także przez predefiniowany blok Sample & Hold.

Sygnał z wejścia $x(n)$ jest przenoszony na wyjście $y(n)$ w chwili gdy dokonana jest detekcja minimum lub maksimum przebiegu trójkątnego. Wykonanie aktualizacji wyjścia, jest wyzwalane zboczem narastającym sygnału SOC. Funkcjonalność ta jest realizowana za pośrednictwem umieszczanego w obrębie podsystemu bloku Trigger.

Sygnał SOC jest również odpowiedzialny za wyzwalanie pracy układu regulacji - pracującego z nim synchronicznie.



Rys. III-1.4. Układ odpowiedzialny generację sygnału SOC w chwili osiągnięcia przez przebieg piłokształtnej wartości uznanej max lub min (a); układ synchronicznego z nim próbkowania sygnałów dostarczanych do układu sterowania i regulacji (b); wewnątrz bloku próbkowania sygnałów (c)

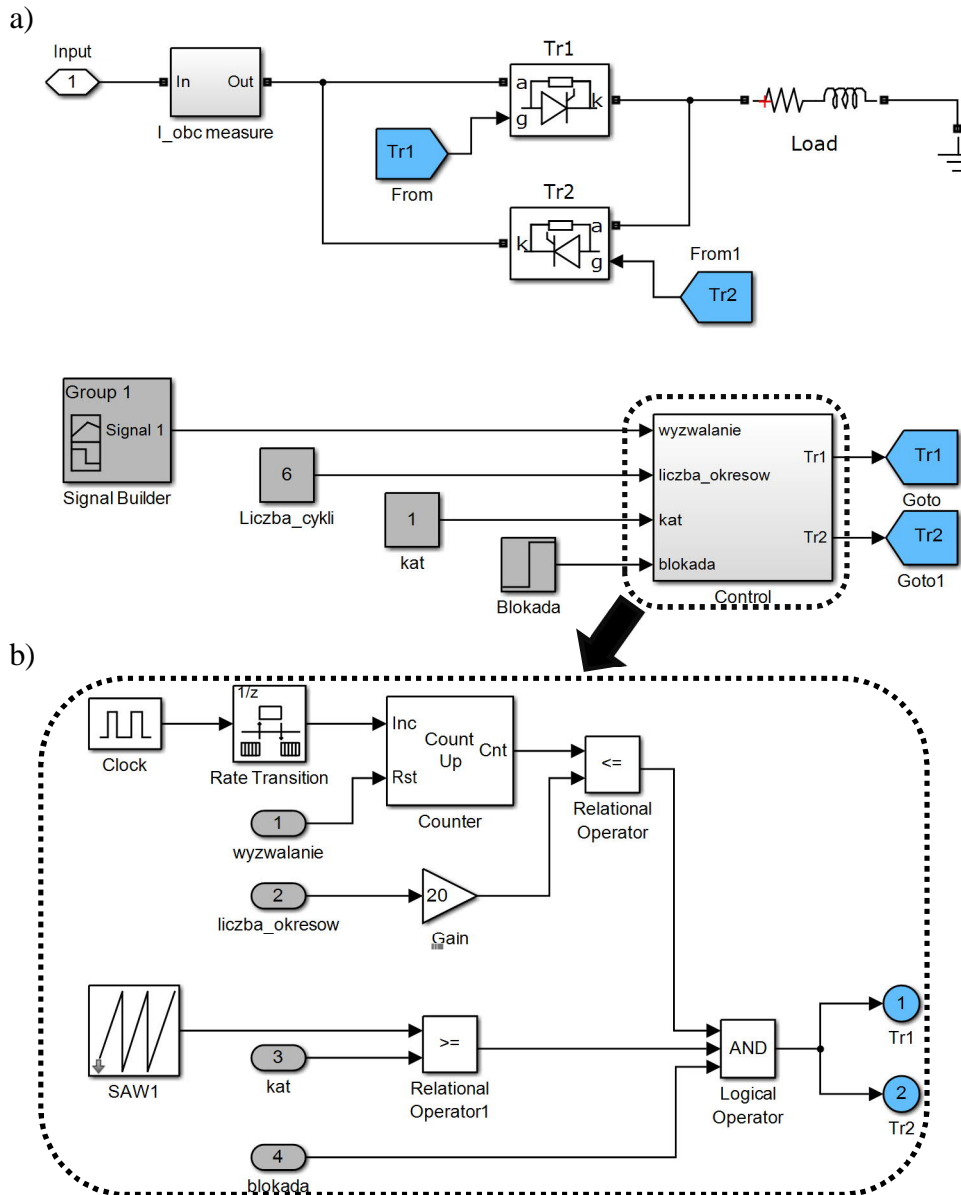
W celu poprawy dokładności opracowanego modelu, pojemności C_F oraz C_S zbocznikowano elementami rezystancyjnymi. Ich zadaniem jest rozładowywanie energii zgromadzonej w pojemnościach po zakończeniu pracy przez układ (zabezpieczenie przeciwporażeniowe).

Wpływ na rozładowywanie pojemności (w przypadku układu rzeczywistego) mają również zastosowane pomiarowe przetworniki napięciowe typu LEM. Dla uzyskania maksymalnej dokładności wymagają one wymuszenia przepływu prądu o wartości 10 mA po stronie pierwotnej - dla założonej wartości napięcia znamionowego [64].

W trakcie normalnej pracy urządzenia, rezystancje są źródłem dodatkowych strat (zwiększając prąd upływu). W konsekwencji konieczna jest praca z większą wartością składowej aktywnej prądu, realizowanej przez filtr. Uwzględnienie tych strat na poziomie symulacji, jest niezbędne do dokładniejszego oszacowania bilansu mocy oraz sprawności całego urządzenia.

III-1.1. Model symulacyjny zgrzewarki

Model symulacyjny zgrzewarki wraz z układem sterowania przedstawiono na rys. III-1.5a. W trakcie badań, zgrzewarkę (transformator i jego stronę wtórną) zamodelowano za pomocą odpowiednio dobranych elementów modelu zastępczego RL [100], [101]. Układ generacji impulsów wyzwalających tyrystory w strukturze zgrzewarki przedstawiony na rys. III-1.5b. Synchronizacja z napięciem linii zasilającej odbywa się za pomocą przebiegu piłokształtnego SAW (zmiennego w zakresie od $0 \div 180$, z którym porównywana jest zadana wartość kąta wysterowania tyrystorów, co zilustrowano na rys. III-1.6a). Podobnie jak w układach rzeczywistych opracowany model umożliwia płynną nastawę czasu pracy, kąta opóźnienia oraz momentu załączenia zgrzewarki.



Rys. III-1.5. Model symulacyjny układu zgrzewarki: a) schemat blokowy układu; b) układ sterowania

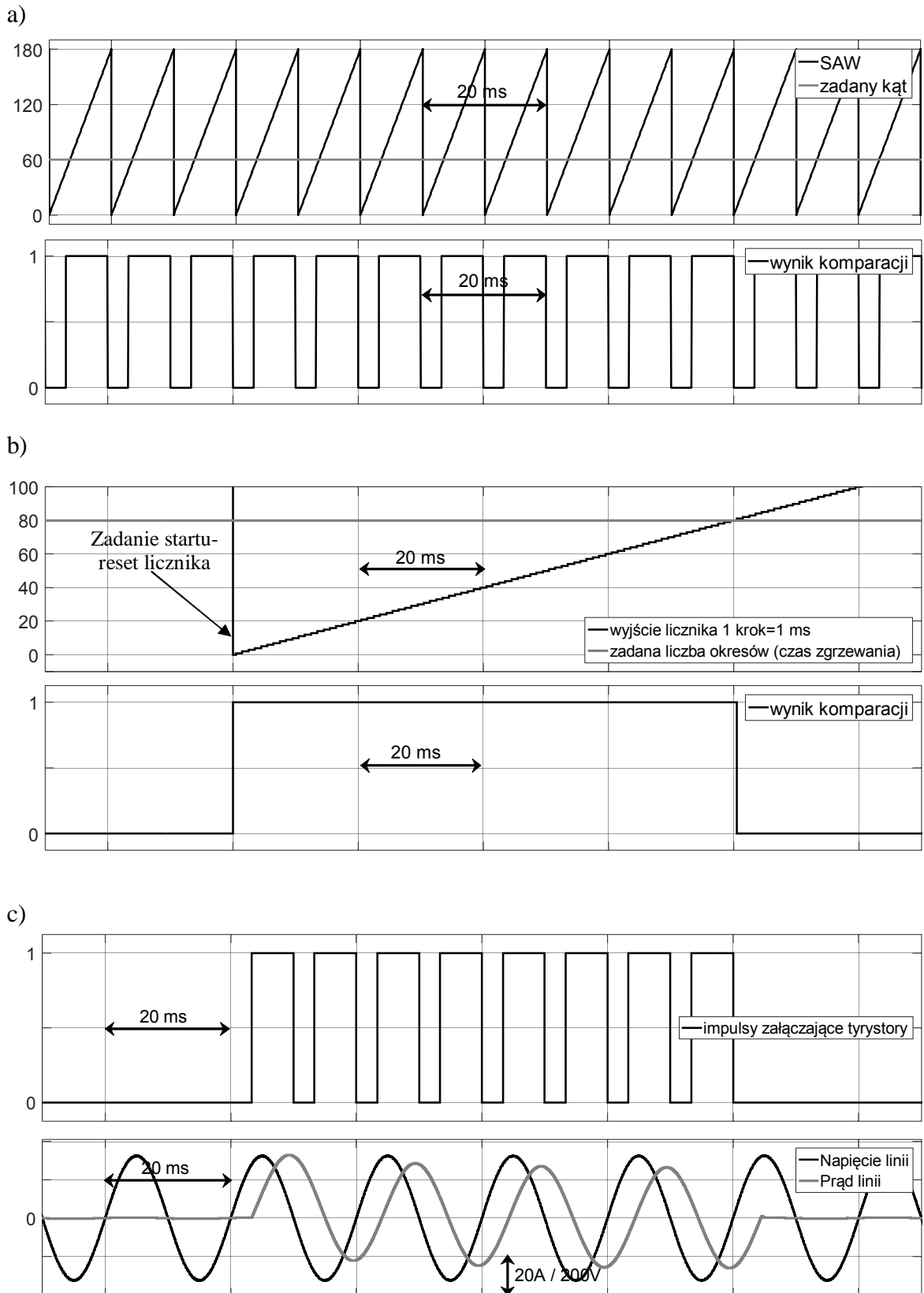
Po rozpoczęciu procesu zgrzewania (zadaniu układowi startu), następuje wyzerowanie zbroczem narastającym sygnału „wyzwalanie” licznika *Counter*, zliczającego impulsy o częstotliwości 1 kHz ($T = 1$ ms), a następnie ponowne rozpoczęcie zliczania z wartością licznika równą zero, co zilustrowano na rys. III-1.6b.

Wyjście licznika porównywane jest z zadanyam czasem pracy (liczbą okresów, w analizowanym przypadku 4x20 ms), na jakie załączono urządzenie. Po przekroczeniu czasu będącego całkowitą wielokrotnością zadanej liczby okresów, następuje zerowanie wyjścia - blokada impulsów bramkowych.

Załączanie tyrystorów w układzie może mieć miejsce tylko w przypadku równoczesnego spełnienia trzech warunków logicznych (na wejściu bramki typu AND):

- pracy z zadanyam kątem opóźnienia załączenia tyrystorów (wynik komparacji przedstawiony na rys. III-1.6a);
- nie przekroczenia zadanego czasu, na które załączano tyrystory (wynik komparacji przedstawiony rys. III-1.6b);
- braku zewnętrznej blokady (w analizowanym przypadku wartość sygnału przyjęto arbitralnie, jako równą 1- brak blokady).

W układzie dokonywane jest quasi - losowe załączanie tyrystorów. Odbywa się to z wykorzystaniem impulsów, w uprzednio zdefiniowanych chwilach czasu z wykorzystaniem bloku *Signal builder*.

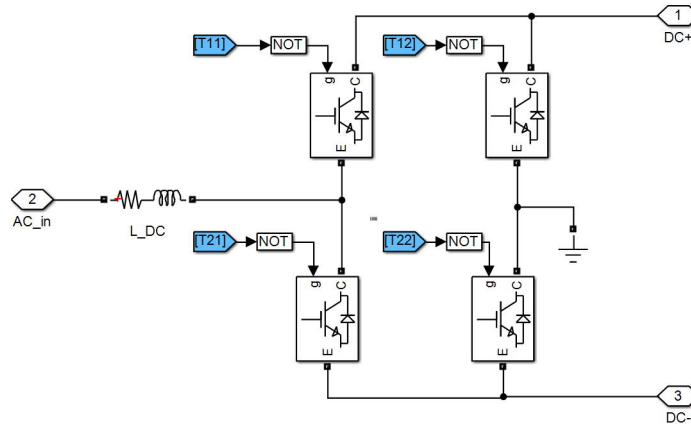


Rys. III-1.6. Przebiegi sygnałów w układzie sterowania zgrzewarki obrazujące sposób generowania impulsów załączających tyrystory: a) przebieg piłokształtny SAW i komparowana z nim wartość zadanego kąta 60° oraz wynik komparacji; b) przebieg inkrementacji licznika i komparowana z nim wartość zadanego czasu zgrzewania (liczby okresów) 4×20 ms oraz wynik komparacji; c) impulsy załączające tranzystory oraz przebieg napięcia i prądu linii zasilającej podczas załączania tyrystorów

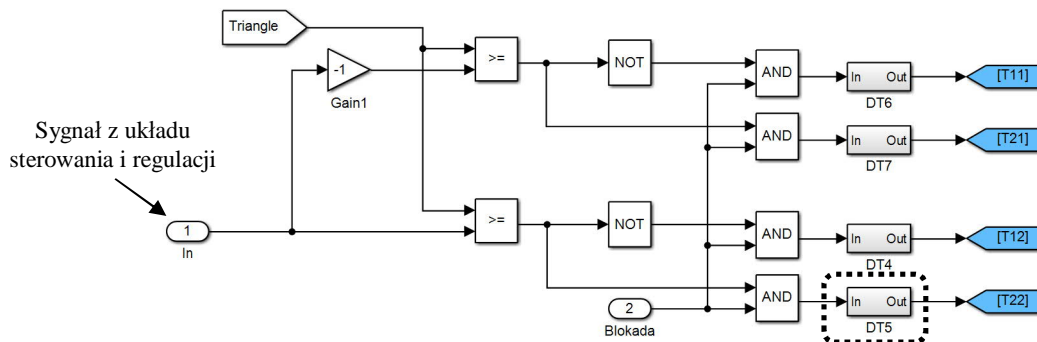
III-1.2. Model symulacyjny jednofazowego falownika napięcia (mostka H)

Opracowany model symulacyjny wykorzystywanego w pracy falownika napięcia typu H przedstawiono na rys. III-1.7a. Tranzystory wchodzące w jego skład [1], [118], realizują unipolarną metodę modulacji PWM (rys. III-1.7b) - dodatkowo redukującą składową zmienną w prądzie falownika, w konsekwencji minimalizującą niezbędną wielkość dławika wejściowego filtra L [16], [93]. W przypadku modulacji unipolarnej, częstotliwość składowej zmiennej w generowanym przez falownik przebiegu prądu jest dwukrotnie większa od częstotliwości przełączeń ($2f_{sw}$), w porównaniu z metodą bipolarną o tej samej częstotliwości przełączeń (f_{sw}) [63].

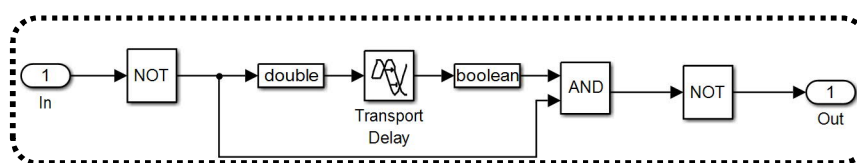
a)



b)



c)



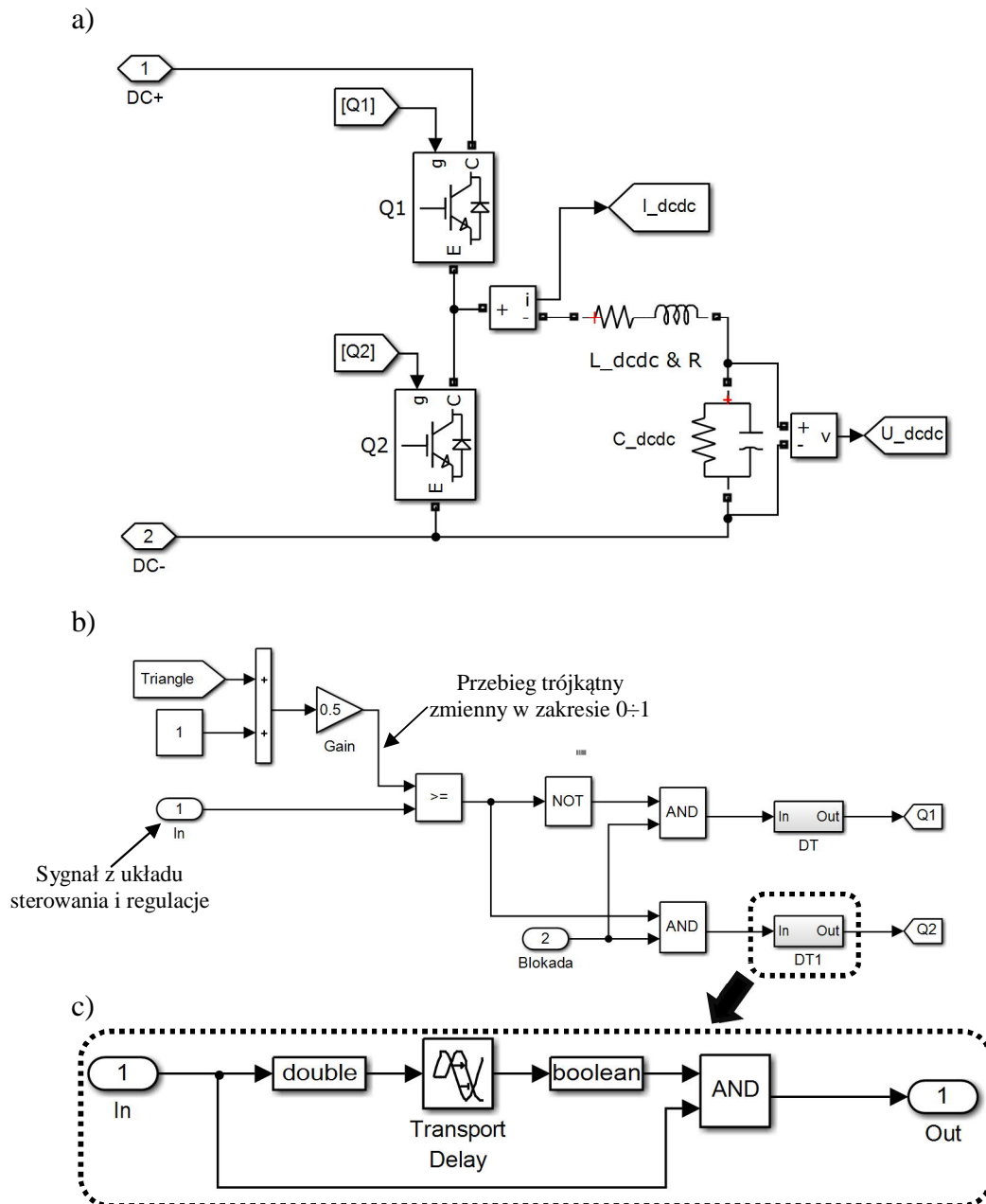
Rys. III-1.7. Model symulacyjny falownika typu H: a) schemat blokowy falownika wraz z układem generacji impulsów wyzwalających tranzystory; b) wykorzystywany układ modulacji unipolarnej PWM; c) układ odpowiedzialny za generację czasów martwych- opóźnienie zboczy opadających

Tranzystory załączane są sygnałem logicznym „0” (co wynika z charakterystyki pracy zastosowanego podczas realizacji praktycznej modułu IPM), a zbocza opadające sygnałów wyzwających tranzystory są wzajemnie opóźnione o 3 μ s (minimalna wartość czasu martwego ang. dead time ustalona na podstawie karty katalogowej zastosowanego modułu [77]). Wyklucza to możliwość zwarcia w gałęziach podłużnych falownika. Realizuje to układ przedstawiony na rys. III-1.7c.

III-1.3. Model symulacyjny przekształtnika DC/DC

Opracowany model symulacyjny wykorzystywanego w pracy przekształtnika DC/DC oraz użyty modulator PWM przedstawiono na rys. III-1.8.

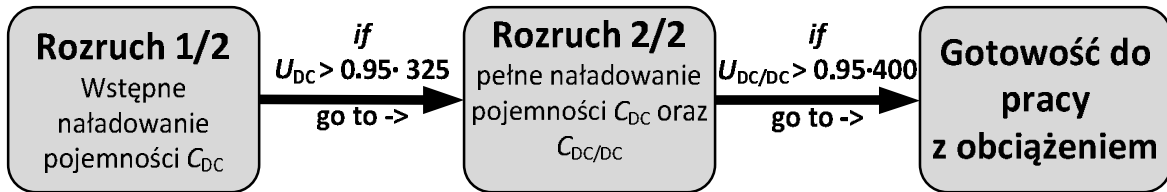
Sygnaly załączające oba łączniki są wzajemnie zanegowane, co stanowi dodatkowe uproszczenie podczas realizacji sterowania tego rodzaju układów. Tranzystory załączane są stanem logicznym „1”, w związku z czym zbocza narastające sygnałów sterujących są opóźniane o czas martwy wynoszący 1 μ s, w wyniku zastosowania układu z rys. III-1.8c.



Rys. III-1.8. Model symulacyjny przekształtnika DC/DC: a) schemat blokowy; b) wykorzystywany układ modulacji PWM; c) układ odpowiedzialny za generację czasów martwych DT - opóźnienie zboczy narastających

III-1.4. Opracowana koncepcja rozruchu i sterowania pracą układu

Opracowany model sterowania układem uwzględnia realizację następujących stanów pracy, przedstawionych za pomocą grafu na rys. III-1.9.



Rys. III-1.9. Graf stanów występujących w opracowanym modelu

Pierwszy ze stanów - „Rozruch 1/2” polega na wstępnym naładowaniu pojemności C_F . Ładowanie kondensatora następuje poprzez diody znajdujących się strukturze tranzystorów IGBT. Proces dla jednej z półfal napięcia linii zasilającej zilustrowano na rys. III-1.10.

Ograniczenie prądu ładowania jest realizowane za pomocą rezystora R_B (50Ω), umieszczonego na wejściu filtru. Alternatywą dla tego rozwiązania jest umieszczenie rezystora w szynie DC, bezpośrednio z ładowanym kondensatorem. W przypadku układów 3- fazowych jest to rozwiązanie korzystne, gdyż wymaga zastosowania tylko jednego rezystora oraz styku zwierającego, jednak w analizowanej sytuacji, działanie takie zwiększyłoby jedynie niepożądane indukcyjności doprowadzenia w obwodzie napięcia stałego, odpowiedzialne za występowanie przepięć [104].

W powstałym oczku (rys. III-1.10) złożonym z elementów RLC wartość rezystancji musi być większa od wartości krytycznej [28], określonej nierównością (III-4):

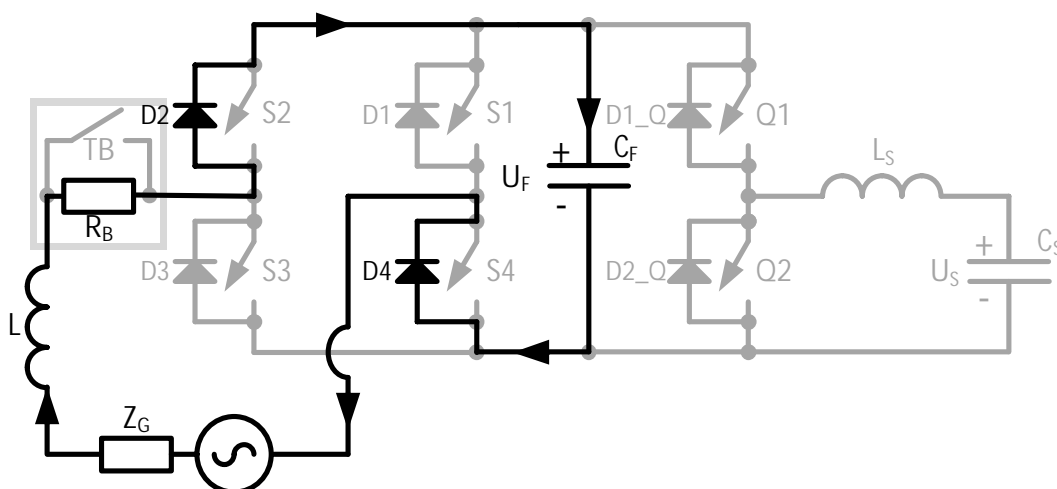
$$R_B > 2 \sqrt{\frac{L}{C_F}} \quad \text{(III-4)}$$

Dla $L = 4 \text{ mH}$, $C_F = 400 \mu\text{H}$, rezystancja $R_B > 3.2 \Omega$ gwarantuje, iż ładowanie kondensatora przez dławik i rezystor ma charakter aperiodyczny.

Dobrana wartość rezystancji $R_B = 50 \Omega$ zapewnia również, iż prąd ładowania początkowego w najgorszym z możliwych przypadków załączenia układu w chwili, gdy napięcie linii osiąga swoje maksimum nie przekroczy w szczycie 7 A .

Po osiągnięciu przez napięcie U_F wartości ustalonej następuje zwarcie rezystora R_B przez przełącznik bocznikujący TB. W przypadku, gdy napięcie linii zasilającej nie jest odkształcone, napięcie na kondensatorze będzie wynosić ok. $\sqrt{2}U_{\text{linii}(RMS)} = 325 \text{ V}$.

Załączenie przekaźnika TB następuje już przy $U_F > 310 \text{ V}$ ($U_F > 0.95U_{\text{linii(MAX)}}$), ze względu na możliwą obecność w napięciu linii zasilającej 3-harmonicznej, obniżającej wartość szczytową.



Rys. III-1.10. Realizacja pierwszej (1/2) z faz rozruchu w układzie; stan przewodzenia diod dla jednej z półfal napięcia linii zasilającej

W trakcie drugiego etapu „Rozruch 2/2” (rys. III-1.9) następuje zwolnienie blokady impulsów sterujących tranzystorami w filtrze i przekształtniku oraz aktywacja układu sterowania (przedstawionego na rys. III-1.11), zrealizowanego za pomocą regulatorów proporcjonalno - całkujących (PI) w kaskadowej strukturze regulacji.

Zadaniem pierwszej struktury regulacji (złożonej z *RU_PI_filter_start* oraz *RI_PI_filter*, rys. III-1.11) jest stabilizacja napięcia na kondensatorze filtru C_F na poziome referencyjnym 500 V. Jest to realizowane poprzez wypracowanie odpowiedniej referencji prądu linii zasilającej. Układ filtru zachowuje się w trakcie tej fazy jak prostownik o sinusoidalnym prądzie źródła [18], [19], [27].

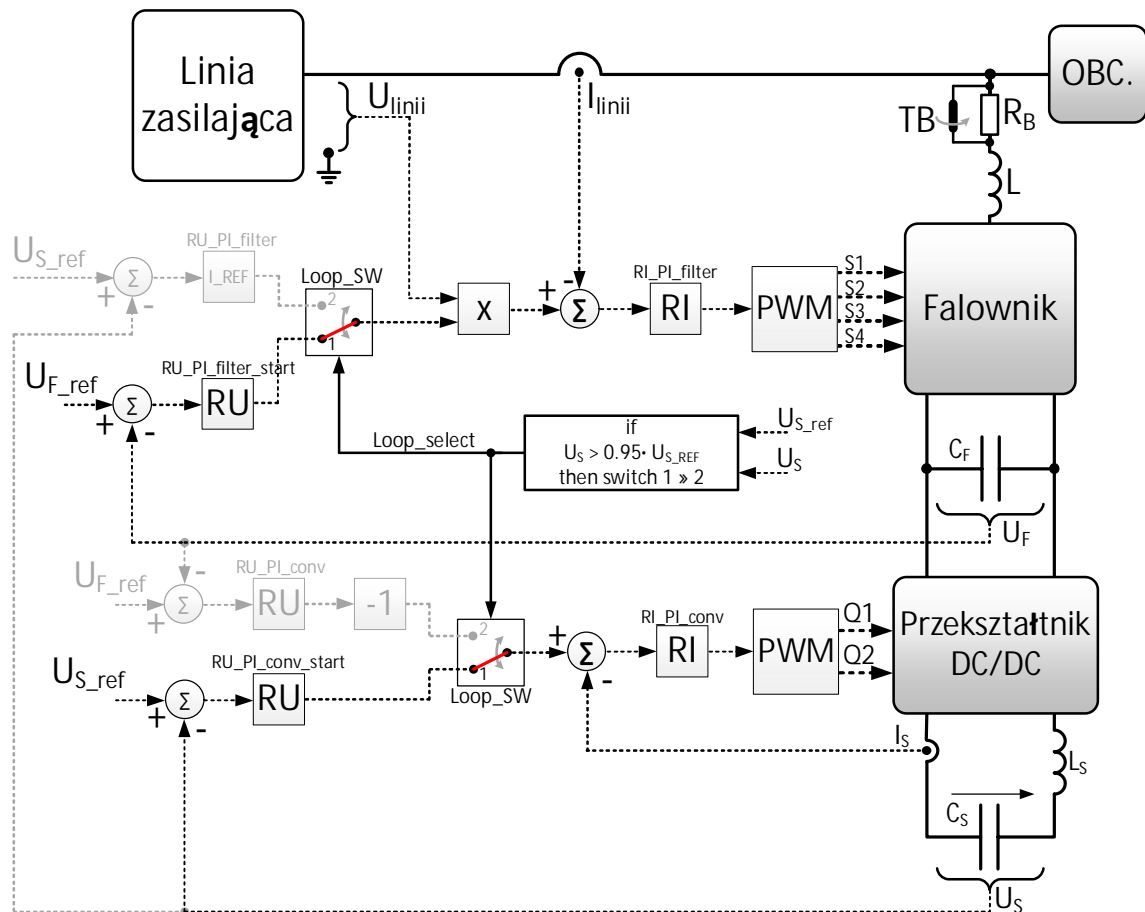
Jednocześnie z pracą układu regulacji filtru następuje aktywacja układu sterowania i regulacji przekształtnika DC/DC (złożonego z *RU_PI_conv_start*, rys. III-1.11). Zadaniem którego jest stabilizacja napięcia wyjściowego przekształtnika U_S na poziomie referencyjnym, w tym przypadku wynoszącym 400 V (dobór napięcia pracy zawarty w podrozdziale II-2.4).

Ładowanie kondensatora C_S przez przekształtnik odbywa się kosztem energii zgromadzonej w kondensatorze filtru C_F (tryb pracy buck przekształtnika). Powoduje to obniżenie napięcia U_F , które jest kompensowane przez układ regulacji filtru, odpowiednio zwiększający wartość realizowanej referencji prądu linii zasilającej.

Prąd I_S odpowiedzialny za ładowanie kondensatora C_S ograniczono do 2 A (wartość tylko dla fazy rozruchowej $0 \div 2$ A). Natomiast, aby samo załączenie układu filtru nie było dla linii zasilającej źródłem niekorzystnych zjawisk (udaru mocy czynnej), do których kompensacji je przewidziano, wartość prądu realizowanego przez falownik w trakcie rozruchu ograniczono do poziomu ± 7 A. Dokonano tego poprzez wybór odpowiedniej wartości nasycenia regulatorów napięcia, która zapewnia iż ładowanie kondensatora przekształtnika C_S nie spowoduje znaczącego spadku napięcia na kondensatorze filtru C_F , z kompensacją którego układ regulacji filtru mógłby sobie nie poradzić, ze względu na zastosowany, wolny regulator napięcia. Zapewnia on jednak prawidłowe tłumienie trzeciej harmonicznej w generowanym przebiegu prądu linii zasilającej. Różnica wartości prądów jest również podyktowana koniecznością pokrycia ewentualnych strat w elementach układu.

Aktywacja docelowego układu sterowania, opisanego w podrozdziale II-1.3, (oznaczonego kolorem szarym na rys. III-1.11) następuje w chwili, gdy wartość napięcia U_S przekroczy 0.95 swojej wartości referencyjnej ($U_S > 380$ V). Układ osiąga wtedy „*Gotowość do pracy z obciążeniem*” (rys. III-1.9). Wypracowana wówczas przez układ, wartość prądu linii zasilającej gwarantuje podtrzymanie zadanych poziomów napięcia na kondensatorach znajdujących się w układzie.

Układy sterowania filtrem i przekształtnikiem, przedstawione na rys. III-1.11 wykorzystują w swojej wewnętrznej pętli sterowania tylko jeden regulator prądu (RI_PI_filter oraz RI_PI_conv). Jest on wykorzystywany (aktywny) w czasie fazy rozruchowej, a następnie podczas pracy normalnej. Zmianie ulegają jedynie struktury zewnętrznych pętli - napięciowych. Odbywa się to za pomocą przełączników $Loop_SW$ wyzwalanych sygnałem $Loop_Select$ w chwili gdy $U_S > 380$ V ($U_S > 0.95U_{S_ref}$).



Rys. III-1.11. Realizacja drugiej (2/2) z faz rozruchu w układzie- kolor czarny; kolorem szarym oznaczono docelowy układ sterowania i regulacji wykorzystywany podczas pracy normalnej

Przedstawiony sposób rozruchu układu wymusza zastosowanie jedynie dwóch dodatkowych regulatorów PI, realizujących aktywną kontrolę poziomów napięć oraz ograniczenie prądów płynących w trakcie rozruchu. Rezystor rozruchowy R_B wykorzystywany jest tylko w trakcie pierwszej fazy rozruchu, przez co minimalizowane są straty energii.

Za realizację procesu rozruchu, (po załączeniu układu sygnałem wysokim $START = 1$) odpowiada nadrzędny układ sterowania (rys. III-1.1). Zadaniem układu jest również kontrola poziomów napięć U_F oraz U_S , a w przypadku przekroczenia dopuszczalnych limitów, automatyczna blokada impulsów sterujących łącznikami oraz odłączenie układu od linii zasilającej za pomocą łącznika/przełącznika $Main_relay$ (rys. III-1.1 oraz III-1.2). Szczegółowy opis układu zabezpieczeń i rozruchu umieszczono w podrozdziale IV-2.

Opracowany w środowisku Matlab & Simulink układ regulacji zaprezentowano na rys. III-1.12. Jego podstawę stanowią regulatory proporcjonalno - całkujące (PI)

o strukturze szeregowej, przedstawionej na rys. III-1.13, opracowanej na podstawie [20], [21], [32].

Układ sterowania i regulacji (podsystem w opracowanym modelu) pracuje synchronicznie z impulsami generowanymi w chwili detekcji minimum lub maksimum przebiegu piłokształtnego. Zrealizowano to za pomocą bloku o funkcjonalności *Trigger* (gdzie zbocze narastające zewnętrznego sygnału - SOC uruchamia wykonanie programu wewnątrz podsystemu, w którym jest umieszczony). Częstotliwość z jaką obliczany jest tak wyzwalany układu regulacji wynosi $2f_{sw}$, ma to istotne znaczenie zwłaszcza w trakcie doboru czasu zdwojenia T_i regulatorów. Opracowany model uwzględnia przeskalowanie wzmocnienia członów całkujących K_i , w przypadku zmiany częstotliwości przełączania f_{sw} , zgodnie z zależnością (III-5):

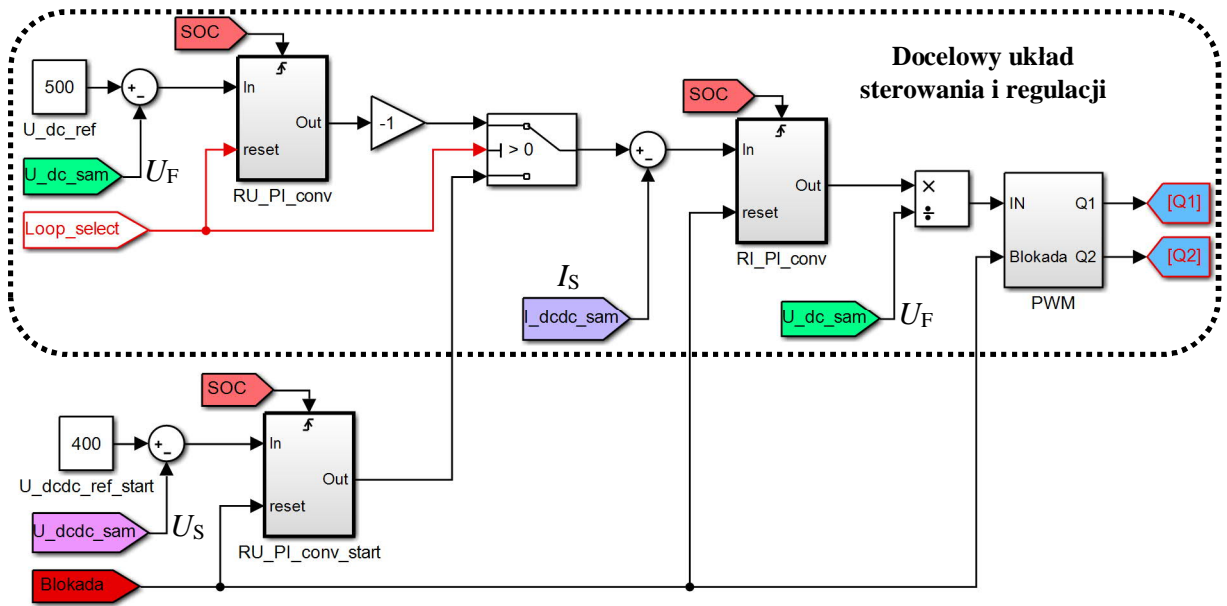
$$K_i = \frac{1}{2f_{sw}T_i} \quad (III-5)$$

Skalowanie umożliwia płynną zmianę częstotliwości pracy układu, bez konieczności każdorazowego, ręcznego wprowadzania nastaw. Było to szczególnie istotne podczas testów sterownika na układzie RTS, przedstawionych w podrozdziale IV-3.

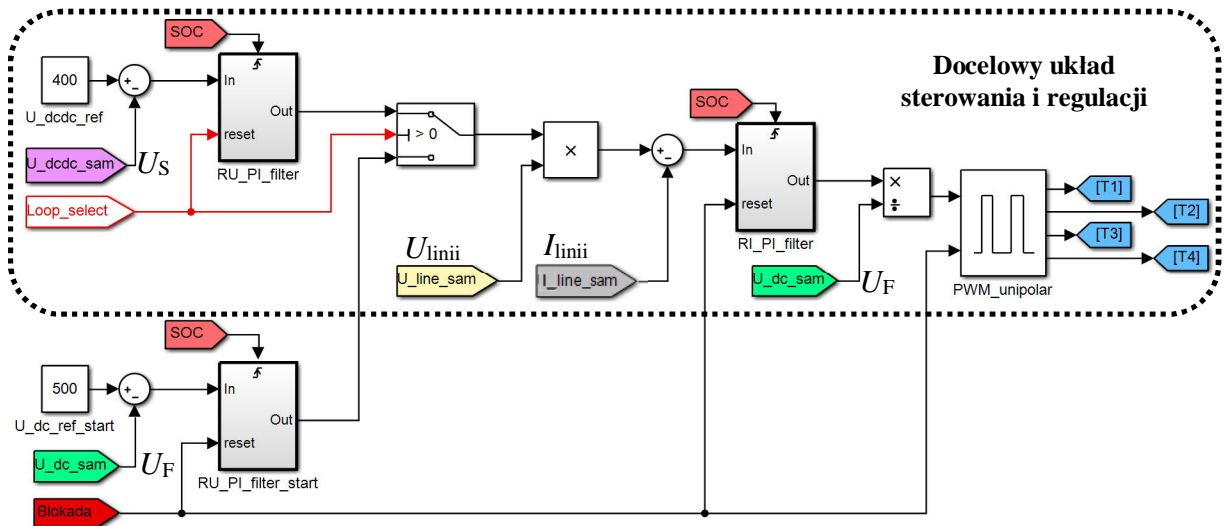
Przed rozpoczęciem pracy układu konieczne jest wyzerowanie członów całkujących w regulatorach PI. W przeciwnym razie istnieje groźba, iż do układu trafią sygnały wypracowane przez układ regulacji w czasie, gdy filtr aktywny był wyłączony. Doprowadziłoby to do wejścia regulatorów w nasycenie, a w konsekwencji do braku kontroli i przekroczenia dopuszczalnych limitów napięć w układzie po wykonaniu rozruchu.

Zerowanie - blokadę członów całkujących regulatorów PI zrealizowano za pomocą elementów oznaczonych przerywaną linią na rys. III-1.12. W trakcie, gdy dany z układów regulacji nie pracuje (nie zadano startu) na wejścia regulatorów PI podawany jest sygnał uchybu o wartości „0”. W chwili otrzymania polecenia startu, gdy dana z pętli sterownia rozpoczyna prace na wejście regulatorów podawany jest już właściwy sygnał uchybu.

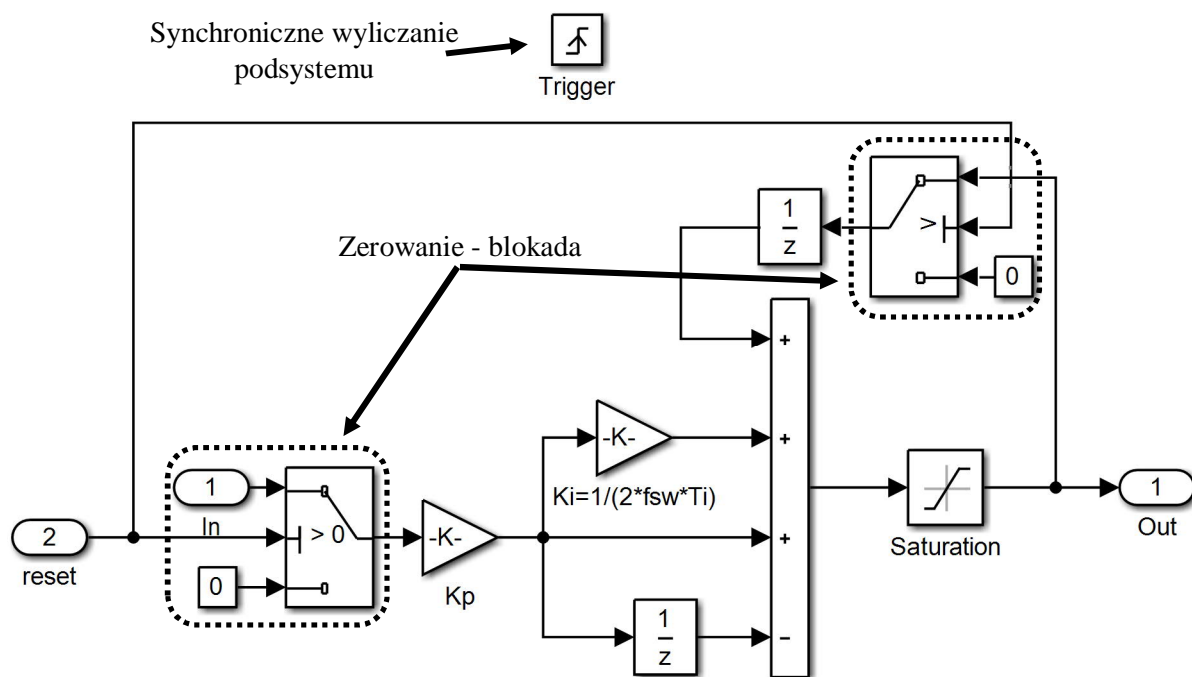
a)



b)



Rys. III-1.12. Układ sterowania i regulacji: a) przekształtnikiem DC/DC; b) filtrem-falownikiem



Rys. III-1.13. Wykorzystywana szeregową strukturą regulatorów PI

Przedstawiony na rys. III-1.12a schemat docelowego układu sterowania i regulacji przekształtnika DC/DC jest odpowiedzialny za utrzymanie zadanej wartości napięcia U_F (na wejściu przekształtnika). Wszelkie wahania (zmiany) tego napięcia wywołane składową aktywną prądu (pochodzące od przepływu prądu kompensowanego obciążenia) będą przenoszone na pojemność zasobnika C_S .

Zewnętrzny - regulator napięcia (oznaczenie RU_PI_conv na rys. III-1.12a) na podstawie uchybu napięcia na kondensatorze filtra C_F wypracowuje referencję prądu, która następnie po porównaniu z rzeczywistym prądem w obwodzie przekształtnika (I_S) dociera do regulatora prądu (RI_PI_conv, rys. III-1.12a). Sygnał referencyjny po przeskalowaniu (dzieleniu przez aktualną chwilową wartość napięcia U_F) podawany jest następnie na wejście układu odpowiedzialnego za generację sygnałów PWM dla tranzystorów Q1 oraz Q2 w obwodzie przekształtnika.

Druga z docelowych pętli sterowania i regulacji przedstawiona na rys. III-1.12b, jest odpowiedzialna za wypracowanie odpowiedniej wartości prądu realizowanego przez układ filtra aktywnego.

W tym przypadku mamy również do czynienia z kaskadową strukturą sterowania i regulacji. Na wejście regulatora napięcia (RU_PI_filter, rys. III-1.12b) doprowadzony jest sygnał uchybu napięcia na kondensatorze C_S , na tej podstawie wypracowują on referencyjną wartość amplitudy prądu linii zasilającej.

Praca filtru powinna wywołać przepływ przez linie zasilającą prądu zawierającego jedynie składową aktywną, która zgodnie z teorią mocy wg S. Fryzego odpowiada kształtem i fazą przebiegowi harmonicznej podstawowej napięcia linii zasilającej, stąd w układzie iloczyn sygnału proporcjonalnego do chwilowej wartości napięcia linii zasilającej z wypracowaną przez regulator wartością prądu. Sygnał ten jest następnie porównywany z rzeczywistą wartością prądu linii i dostarczany na wejście regulatora prądu (RI_PI_filter). Na podstawie sygnału wypracowanego przez regulator, generowane są sygnały sterujące tranzystorami T1, T2, T3, oraz T4. Odbywa się to z zastosowaniem unipolarnego modulatora PWM.

Dodatkowy zasobnik energii w postaci kondensatora C_s , sprzęgnięty z układem filtru za pomocą przekształtnika DC/DC, jest odpowiedzialny za utrzymywanie stałej wartości napięcia na kondensatorze filtru C_F . W związku z tym układ sterowania filtrem może pozostać w pewnym stopniu nieczuły na zmiany - udary składowej aktywnej, która nie powoduje zmian napięcia na jego pojemności. Skutkiem tego może on pełnić funkcje filtru harmonicznych prądu oraz kompensatora mocy biernej, przy jednoczesnym utrzymaniu - w pewnym zakresie stałej amplitudy realizowanego prądu. Działanie takie umożliwia odpowiednio dobrana wartość pojemności zastosowanego zasobnika, przy założonej „nieregularności” pracy obciążenia.

Założone warunki pracy zasobnika (wartość pojemności oraz napięcie referencyjne użytego kondensatora C_s) umożliwiają zastosowanie regulatora PI napięcia, o niewielkiej wartości wzmocnienia członu proporcjonalnego gwarantującego jednak stabilizację napięcia U_s w założonym zakresie, bez możliwości przekroczenia dopuszczalnych progów bezpieczeństwa. Czas zdwojenia członu całkowitego przyjęto na podstawie maksymalnego założonego – dopuszczalnego odstępów między kolejnymi załączeniami obciążenia (20 s). Przyjęto również, iż obciążenie nie będzie załączane częściej niż co 5 s. W trakcie badań symulacyjnych kolejne załączenia obciążenia wykonywano w tym przedziale.

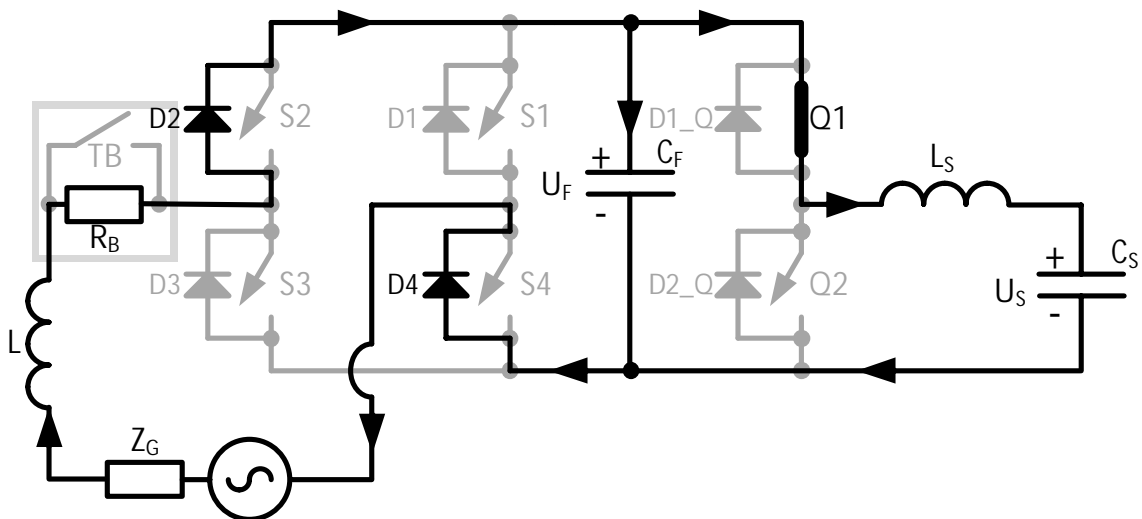
Parametry dobranych na podstawie symulacji regulatorów PI zestawiono w Tabeli III-1.

Tabela III-1. Przykładowe parametry zastosowanych regulatorów PI w jednostkach bezwzględnych

Nazwa parametru	Układ sterowania i regulacji przekształtnikiem DC/DC (rys. III-1.12a)			Układ sterowania i regulacji filtrem (rys. III-1.12b)		
	Regulator napięcia <i>RU_conv_start</i>	Regulator napięcia <i>RU_conv</i>	Regulator prądu <i>RI_conv</i>	Regulator napięcia <i>RU_filter_start</i>	Regulator napięcia <i>RU_filter</i>	Regulator prądu <i>RI_filter</i>
K_p [-]	0.22	0.6	50	0.09	0.03	130
T_i [s] ($T_i = T_s / K_i$)	20e-3	11e-3	5e-3	10e-3	40	1e-3
Nasycenie wyjściowe górny limit	2 A	20 A	500 V	7 A	15 A	500 V
Nasycenie wyjściowe dolny limit	0	-20 A	0	-7 A	-15 A	-500 V

III-1.4.1. Alternatywny sposób rozruchu układu

W niniejszym podrozdziale przedstawiono alternatywny sposób rozruchu układu, zilustrowany na rys. III-1.14. W trakcie wstępnego ładowania kondensatora filtra C_F (przez rezystor ograniczający prąd R_B) ma również miejsce ładowanie pojemności przekształtnika C_S , realizuje się to przez załączenie tranzystora Q1. Po osiągnięciu przez napięcia U_F oraz U_S wartości ustalonej ($\sqrt{2}U_{limitRMS}$) ma miejsce z bocznikowanie rezystora R_B przez przełącznik bocznikujący TB oraz wyłączanie impulsów załączających tranzystor Q1. Następuje wtedy aktywacja docelowego układu sterowania, wypracowującego referencję prądu odpowiedzialną za doładowanie zastosowanych magazynów energii, do zadanych poziomów referencyjnych, kiedy to układ osiąga „Gotowość do pracy z obciążeniem”.



Rys. III-1.14. Realizacja alternatywnej metody rozruchu w układzie; stan przewodzenia diod dla jednej z półfal napięcia linii zasilającej

Podstawową wadą metody, są jednak straty energii na rezystorze R_B , równe energii zgromadzonej w ładowanych kondensatorach, które można wyrazić zależnością (III-6):

$$\Delta E_{R_B} = \int_0^{\infty} R_B i(t)^2 dt = \frac{1}{2} (C_F + C_S) U_F^2 \quad (III-6)$$

Przyjęto, iż obie pojemności zostały naładowane do tej samej wartości napięcia ($U_F = U_S$).

Stała czasowa, równolegle połączonych pojemności C_F oraz C_S dla analizowanego układu rozruchu wynosi (III-7):

$$\tau = R_B(C_F + C_S) \quad (\text{III-7})$$

gdzie: ΔE_{R_B} - strata energii na rezystancji R_B ; $i(t)$ - wartość chwilowa prądu przepływającego przez rezystor R_B ; t - czas przepływu prądu przez rezystor R_B , τ - stała czasowa układu złożonego z elementów RL

Straty energii na rezystorze R_B w analizowanej konfiguracji, nie zależą od wartości rezystancji, a jedynie od wartości pojemności ładowanego przez rezystor kondensatora. Naładowanie kondensatorów do maksymalnej wartości napięcia linii zasilającej (325 V), oznacza wydzielenie na rezystancji R_B energii o wartości co najmniej 270 J. Natomiast w przypadku zastosowanego sposobu rozruchu, strata energii nie przekroczy 21 J. Skróceniu ulega również czas, po którym układ uzyskuje pełną gotowość do pracy z obciążeniem (co wynika z wartości stałej czasowej). Przykładowe obliczenia energii oraz stałych czasowych w celu porównania omówionych sposobów startu układu przedstawiono w Tabeli III-2.

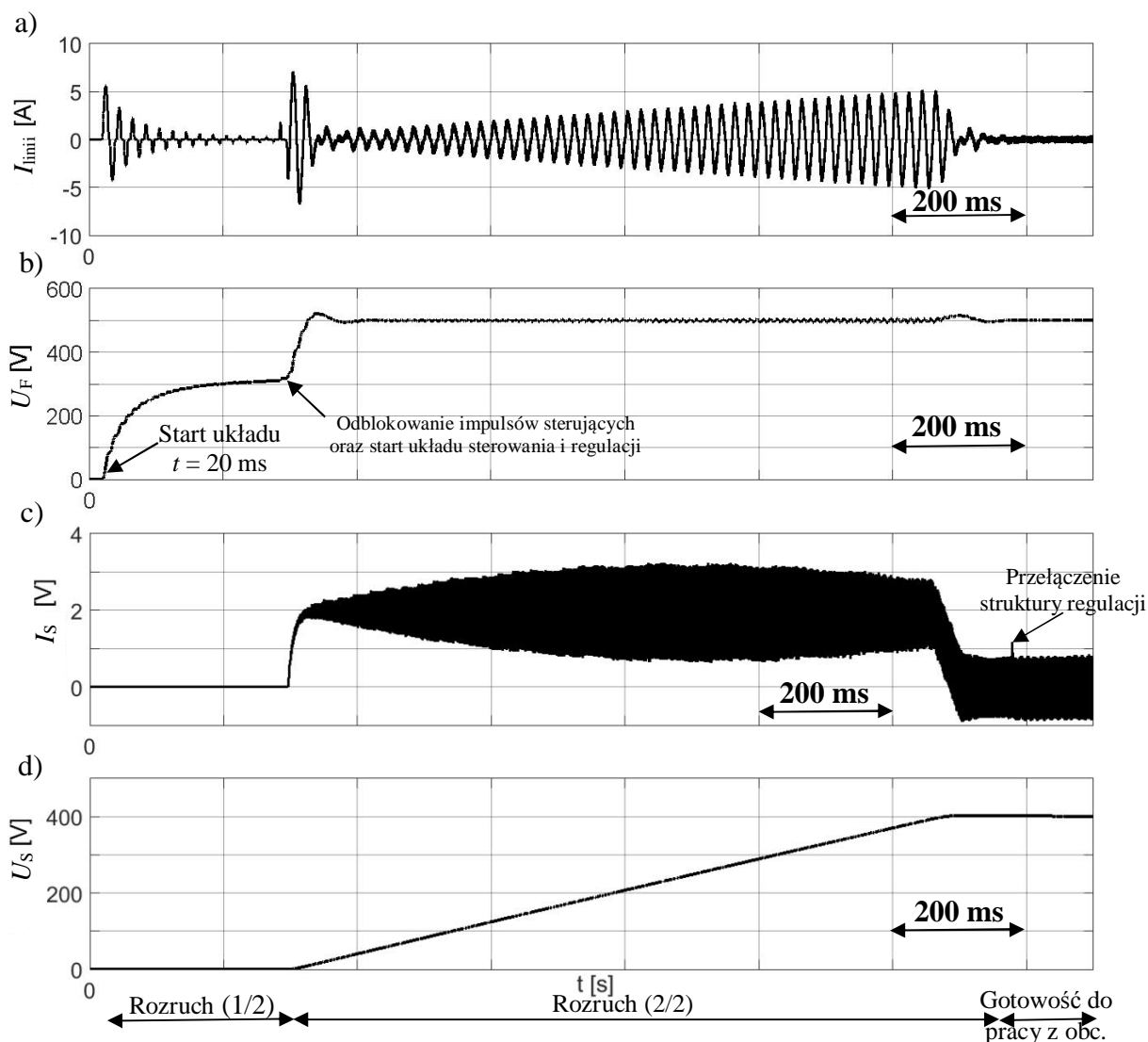
Tabela III-2. Parametry charakteryzujące analizowane sposoby rozruchu układu ($U_F = 325$ V, $C_F = 400$ μ F, $C_S = 4700$ μ F)

Nazwa parametru	Sposób rozruchu	
	Metoda wybrana (rys. III-1.10)	Metoda alternatywna (rys. III-1.14)
Energia zgromadzona w kondensatorach podczas rozruchu (równa energii strat w R_B) [J]	$\frac{1}{2} C_F U_F^2 = 21$	$\frac{1}{2} (C_F + C_S) U_F^2 = 270$
τ [s]	$R_B C_F = 0.0204$	$R_B (C_F + C_S) = 0.26$
5τ [s] (stan ustalony występujący po ok. pięciu stałych czasowych)	0.102	1.3

III-2. Rezultaty badań symulacyjnych

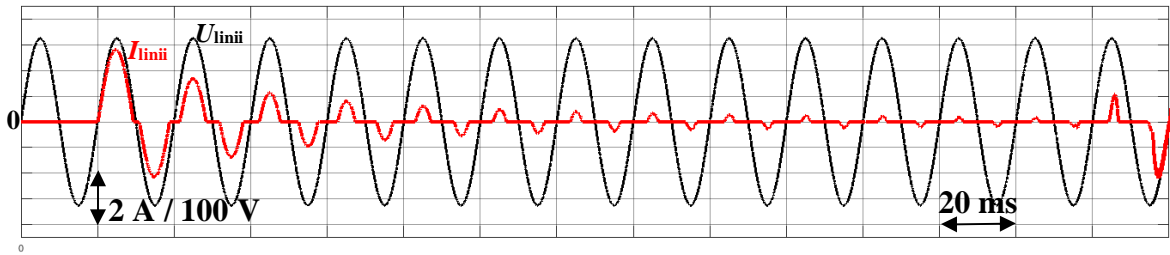
Na rys. III-2.1 przedstawiono otrzymane w wyniku badań symulacyjnych przebiegi prądów linii zasilającej i przekształtnika (I_{linii} , I_s) oraz napięć obwodzie filtru i przekształtnika (U_F , U_s), zarejestrowanych podczas rozruchu opracowanego modelu układu. Start układu w chwili $t = 20$ ms. W dalszych rozważaniach proces rozruchu pominięto. Ładowanie znajdujących się w obwodzie kondensatorów odbywa się zgodnie z procedurą z rys. III-1.9, a układ już po czasie ok. 1,4 s uzyskuje pełną gotowość do pracy z obciążeniem.

Powiększenie poszczególnych etapów rozruchu, pozwalające na ocenę jakości pracy układu oraz kształtowanego przebiegu prądu linii, na tle napięcia linii zasilającej przedstawiono na rys. III-2.2.

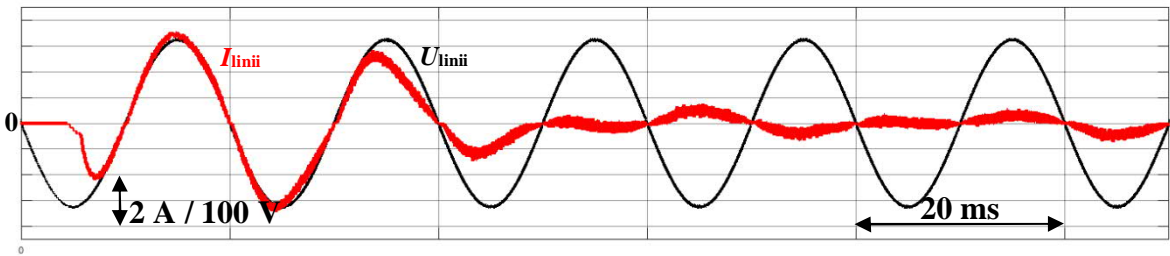


Rys. III-2.1. Rozruch układu zgodnie z procedurą przedstawioną na rys. III-1.9: a) przebieg prądu linii zasilającej I_{linii} ; b) napięcia w obwodzie pośredniczącym DC filtru U_F ; c) prądu w obwodzie przekształtnika I_s ; d) napięcia w obwodzie przekształtnika U_s

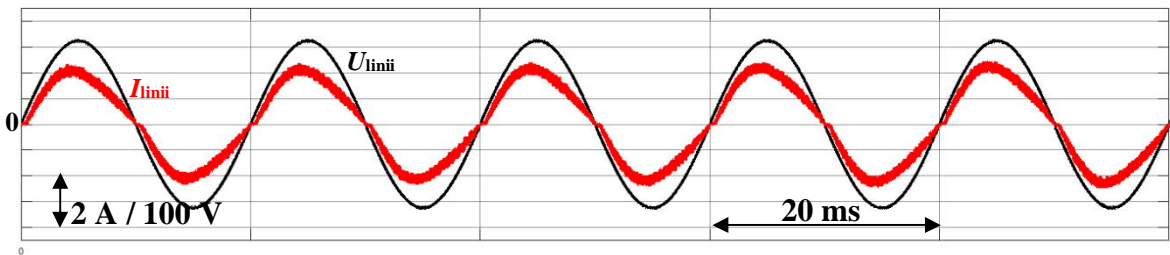
a)



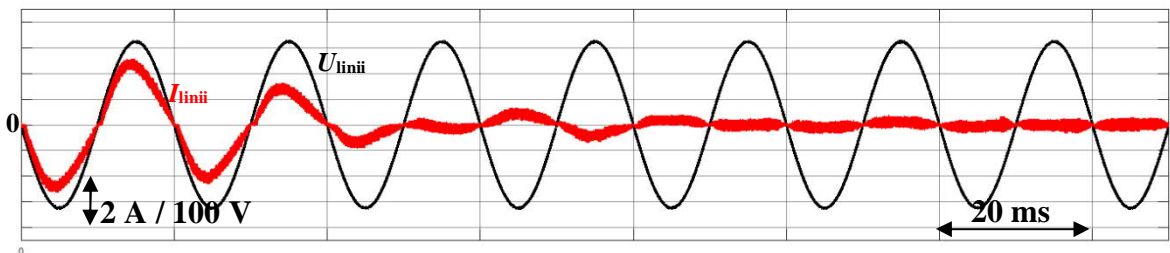
b)



c)



d)



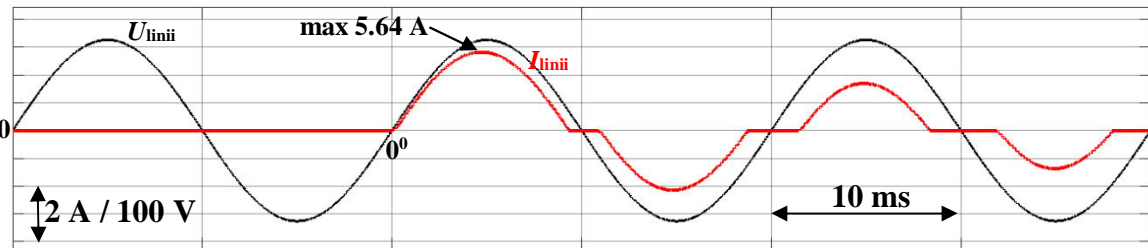
Rys. III-2.2. Powiększenie przebiegów prądu i napięcia linii zasilającej (I_{linii} , U_{linii}) podczas kolejnych etapów rozruchu: a) Rozruch(1/2) - ładowanie początkowe przez diody; b) Rozruch(2/2) - start układu sterowania i regulacji; c) Rozruch(2/2) - kształt prądu podczas procesu rozruchu; d) Rozruch(2/2) - przełączenia struktury sterowania na docelową (osiągnięcia przez układ gotowości do pracy z obciążeniem)

W pierwszej fazie *Rozruch(1/2)* (rys. III-2.1 oraz rys. III-2.2a) następuje ładowanie kondensatora C_F poprzez diody w strukturze zastosowanych tranzystorów IGBT, a prąd linii jest w tym czasie ograniczony przez rezystor R_B . Maksymalna wartość prądu nie przekracza w tym czasie wartości ok. 5,64 A (start układu w zerze napięcia linii zasilającej). W przypadku układu rzeczywistego chwila załączenia urządzenia ma

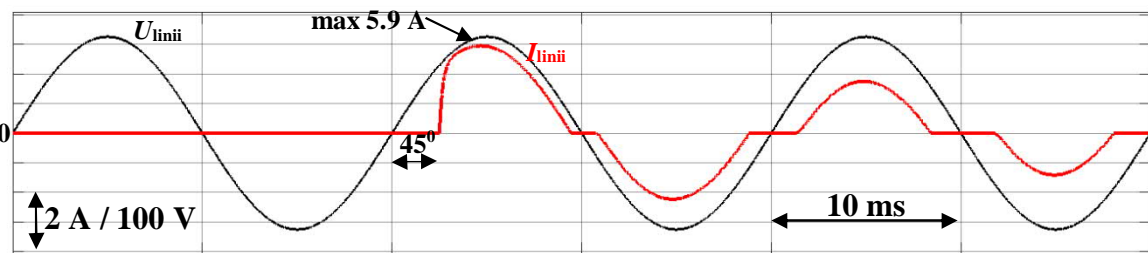
charakter losowy. W celu analizy wpływu chwili załączenia układu, na początkową wartość prądu przeprowadzono dodatkowe symulacje, których rezultaty przedstawiono na rys. III-2.3.

Największa wartość początkowego prądu rozruchowego wystąpi podczas załączenia układu w maksimum napięcia linii (opóźnienie złączenia o 90° względem przejścia przez zero napięcia linii zasilającej), jednakże wartość prądu nawet w takim przypadku nie przekracza zakładanego progu 7 A.

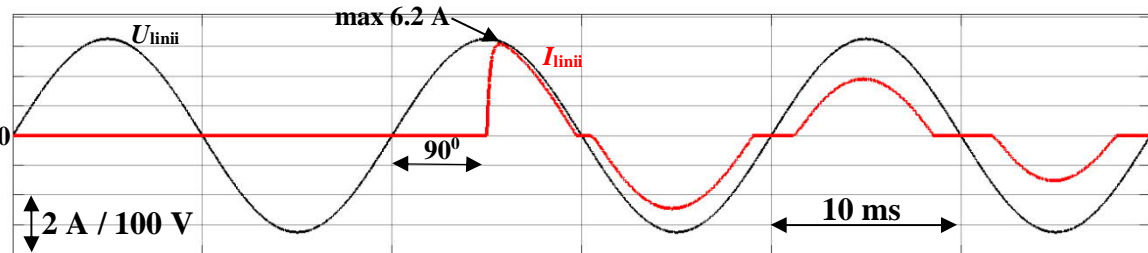
a)



b)



c)



Rys. III-2.3. Wpływ chwili załączenia układu, względem przejścia przez zero napięcia linii zasilającej na początkową - maksymalną wartość prądu ładowania przez diody: a) załączenie w zerze napięcia 0° ; b) opóźnienie załączenia o 45° ; c) opóźnienie załączenia o 90°

W chwili, gdy wartość napięcia U_F przekracza wartość 310 V (kondensator C_S nie jest w tym czasie ładowany, $I_S = 0$) następuje przejście do drugiej z faz *Rozruch(2/2)*: zwarcie łącznika bocznikującego rezystor R_B , a następnie z opóźnieniem 20 ms zwolnienie blokady impulsów sterujących tranzystorami w układzie oraz aktywacja rozruchowej struktury sterowania i regulacji (rys. III-2.2b).

W trakcie etapu *Rozruch(2/2)* napięcie na kondensatorze filtra C_F osiąga i jest stabilizowane na swoim poziomie referencyjnym wynoszącym 500 V. Prąd płynący z linii zasilającej ograniczono, przez nasycenie regulatora napięcia do poziomu ± 7 A. W tym samym czasie rozpoczyna się również praca przekształtnika DC/DC i ładowanie kondensatora C_S . Proces ten jest zdecydowanie wolniejszy, w porównaniu z ładowaniem kondensatora C_F , ze względu na wielokrotnie większą wartość pojemności C_S (prawie 12-krotnie większy stosunek pojemności C_S/C_F). Prąd przekształtnika ograniczono do wartości nieprzekraczającej 2 A (nastawy i ograniczenia regulatorów przedstawione w Tabeli III-1).

W przebiegu generowanego prądu linii zasilającej można zauważyć wpływ trzeciej harmonicznej (rys. III-2.2c). Jej obecność wynika z charakterystyki zastosowanej w trakcie rozruchu topologii sterowania. Występujący w układzie sterowania iloczyn w dziedzinie czasu, sygnałów napięcia linii zasilającej o częstotliwości 50 Hz oraz napięcia U_F , w którego przebiegu wystąpią oscylacje o częstotliwości 100 Hz, stanowi splot ich widm w dziedzinie częstotliwości [124]. Ograniczenie zjawiska jest możliwe dzięki zastosowaniu regulatora napięcia (*RU_filter_start*) o niewielkim współczynniku wzmocnienia. Widoczne nieciągłości w okolicach przejścia przez zero prądu wynikają z uwzględnionych czasów martwych [22], [57]. Maksymalna wartość prądu linii w trakcie całego procesu rozruchu nie przekracza zadanej wartości 7 A.

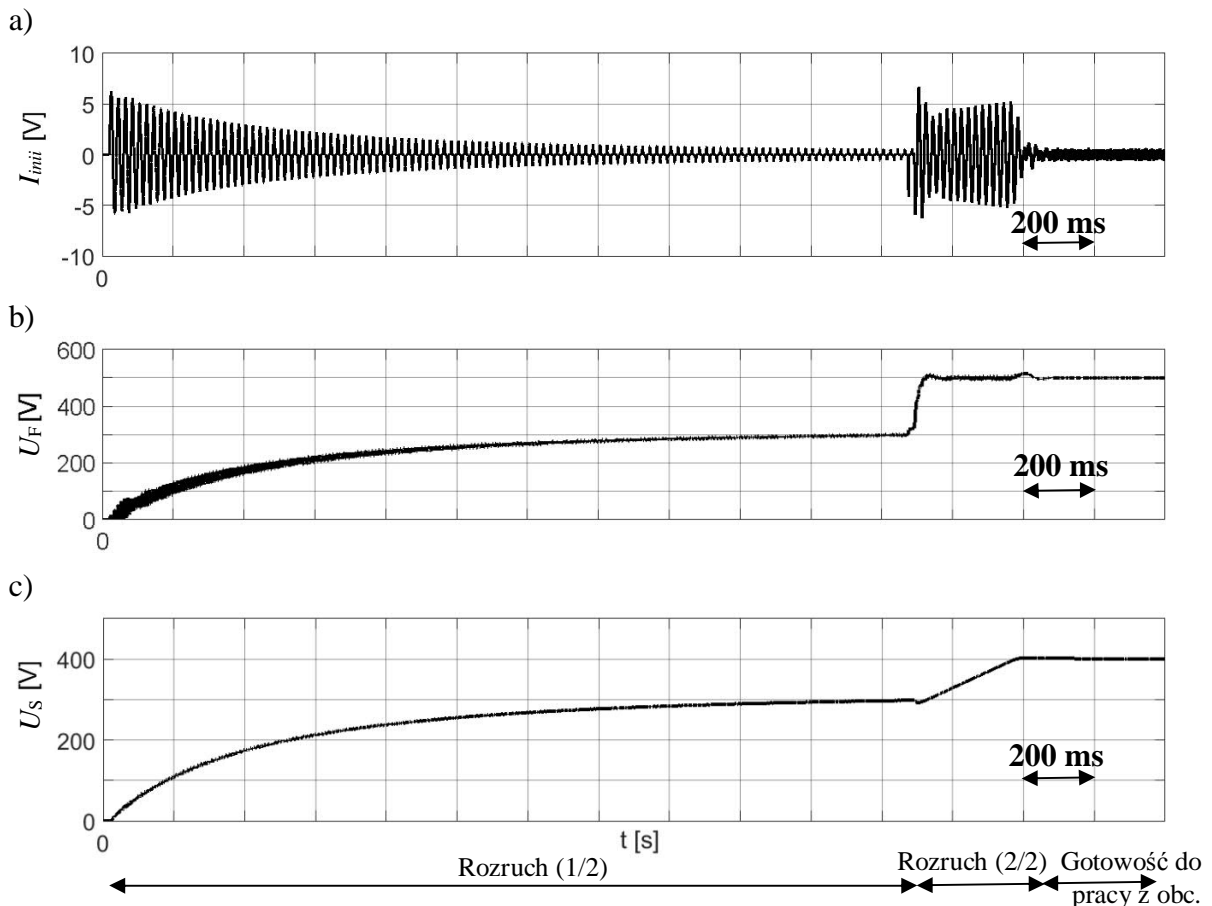
Wybór wartości maksymalnej prądu, z jakim podczas rozruchu pracuje przekształtnik DC/DC (wynikającej z ograniczenia regulatora), zapewnia iż napięcie na kondensatorze filtra C_F , będzie ze względu na wolny regulator napięcia filtra prawidłowo stabilizowane, a kształt prądu linii odpowiednio kształtowany. Natomiast, wybór wartości prądu linii, generowanego przez filtr nie jest dla linii zasilającej źródłem negatywnych zjawisk (udarów mocy czynnej), do kompensacji których układ przewidziano.

Przełączenie do docelowej struktury układu sterowania i regulacji (rys. III-2.2d) następuje z opóźnieniem 100 ms względem chwili, gdy wartość napięcia U_S przekroczy 0.95 swojej wartości referencyjnej. Układ osiąga wtedy „*Gotowość do pracy z obciążaniem*”, a napięcia w układzie są stabilizowane na poziomie swoich wartości referencyjnych ($U_{F_ref} = 500$ V, $U_{S_ref} = 400$ V).

W celu wyboru optymalnej metody startu układu przebadano również metodę alternatywną, której ideę przedstawiono na rys. III-1.13. Przy zachowaniu tych samych wartości nastaw regulatorów, układu sterowania. Otrzymane w wyniku symulacji przebiegi napięć U_F , U_S oraz wartości prądu I_{linii} zamieszczono na rys. III-2.4, również w tym

przypadku można wyszczególnić kilka etapów. W trakcie pierwszego z nich *Rozruch(1/2)*, ma miejsce ładowanie kondensatorów C_F oraz C_S (załączony łącznik Q1). W chwili, gdy napięcie na nich przekroczy wartość uznaną za ustaloną (ok. 300 V) następuje zbocznikowanie rezystora R_B i aktywacja docelowego układu sterowania *Rozruch(2/2)*. Zakończenie procesu rozruchu ma miejsce gdy napięcia na pojemnościach osiągają swoje poziomy referencyjne. Odbywa się to jednak w czasie dwukrotnie dłuższym niż w przypadku wybranej metody przedstawionej na rys. III-1.9. Wadą metody są także zwiększone straty energii na rezystancji rozruchowej R_B .

Przeprowadzona analiza i otrzymane wyniki dowodzą zatem, iż niewielka zmiana struktury sterowania (rys. III-1.9), wykorzystująca dwa dodatkowe regulatory PI (aktywne tylko w czasie rozruchu), znacząco poprawia dynamikę układu regulacji, ogranicza straty oraz moc wydzieloną na R_B (umożliwia to zastosowanie rezystora o mniejszej mocy). Została ona zatem wykorzystana podczas dalszych prac z układem.

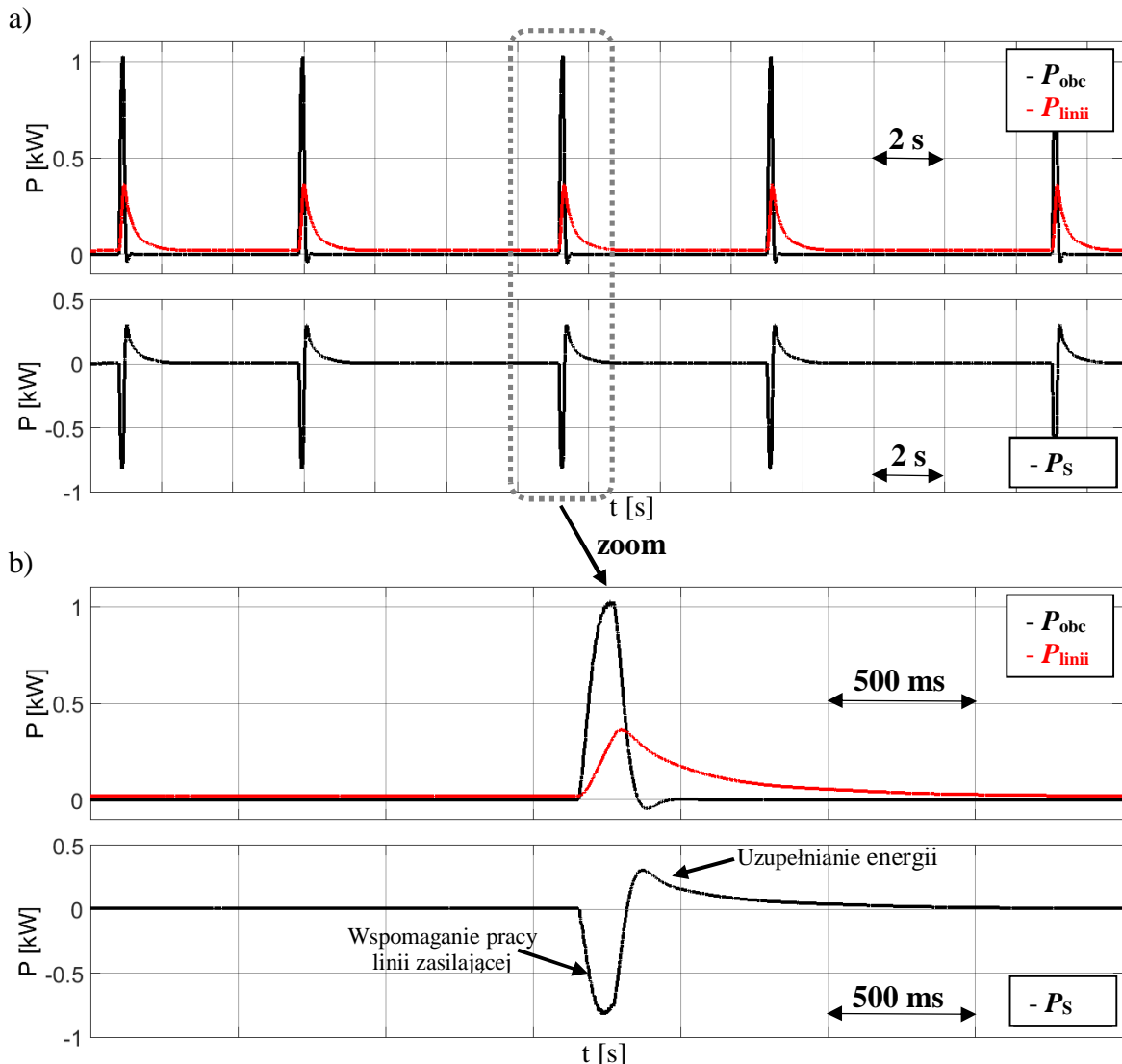


Rys. III-2.4. Alternatywna wersja rozruchu układu zgodnie z procedurą przedstawioną na rys. III-1.13:

a) przebieg prądu linii zasilającej I_{linii} ; b) napięcia w obwodzie pośredniczącym DC filtra U_F ;

c) napięcia w obwodzie przekształtnika U_s

Dalsze badania układu dotyczyły pracy z obciążeniem, zarejestrowano przebiegi mocy średniej: linii zasilającej, obciążenia oraz w obwodzie przekształtnika DC/DC, co przedstawiono na rys. III-2.3.



Rys. III-2.3. Przebiegi mocy czynnej zarejestrowanej w wybranych punktach układu: linii zasilającej P_{linii} , obciążenia P_{obc} oraz obwodzie przekształtnika P_s , gdzie: a) przebiegi w szerokim horyzoncie czasowym (30 s); b) powiększenie przebiegów z rys. a) w chwili kompensacji obciążenia

Maksymalna wartość średniej mocy czynnej obciążenia, wynosi ok. 1 kW. Załączane obciążenia następowało przypadkowo, na 6 okresów napięcia linii zasilającej, w odstępach nieprzekraczających 20 s, a minimalny czas między kolejnymi załączeniami wynosił 5 s (czas symulacji 30 s). Kąt opóźnienia załączenia tyrystorów w strukturze modelu zgrzewarki ($\alpha = 70^\circ$) dobrano tak, aby ograniczyć maksymalną wartość prądu obciążenia do 20 A. W trakcie dalszych badań sekwencja załączania obciążenia pozostała taka sama.

Podczas pracy układu moc obciążająca linię zasilającą uległa znacznemu obniżeniu, nie przekraczając w szczycie 0,37 kW (oznacza to aż 63% redukcję wartości szczytowej). W otrzymanym przebiegu mocy nie występują także znaczące wahania - udary, pochodzące od załączanego obciążenia.

Pomiaru mocy dokonano za pomocą operacji uśredniania przebiegu mocy chwilowej z wykorzystaniem filtru dolnoprzepustowego, drugiego rzędu o częstotliwości drgań własnych 10 Hz.

Przebiegi mocy w obwodzie przekształtnika DC/DC (rys. III-2.3) potwierdzają, iż załączenie obciążenia nie powoduje znaczącego zwiększenia mocy czynnej dostarczanej z linii zasilającej, a jedynie ubytek energii w obwodzie przekształtnika DC/DC, która po wyłączeniu obciążenia jest uzupełniana (rys. III-2.3b). Oznacza to w praktyce brak konieczności dodatkowego pomiaru prądu odbiornika w celu oszacowania mocy obciążenia, stanowi to istotne uproszczenia podczas implementacji cyfrowej.

Zaprezentowany bilans mocy potwierdza wysoką skuteczność omawianego rozwiązania. Opracowany model filtru uwzględnia jedynie niewielkie straty przewodzenia na tyrystorach, wobec czego został on pominięty podczas analizy.

Na rys. III-2.4 przedstawiono przebieg wartości chwilowej napięcia U_F , U_S oraz prądu przekształtnika I_S . Występujące w przebiegu U_F szpilki rys. III-2.4a - chwilowe zmiany wartości napięcia, wynikające ze skali czasu, świadczą o kompensacji obciążenia, którego jedną z chwil załączania powiększono na rys. III-2.4b.

Wartość napięcia U_F jest stabilizowana w odpowiednim stopniu, kosztem energii zgromadzonej w przekształtniku DC/DC (odchyłka od wartości zadanej na poziomie 4%). W przebiegu napięcia U_F (rys. III-2.4b) daje się również zaobserwować składową o częstotliwości 100 Hz. Jest to szczególnie widoczne w przebiegu prądu przekształtnika DC/DC, jednak ze względu na topologie układu mają one ograniczony wpływ na kształtowany prąd linii zasilającej. Składowa ta jest przenoszona z kondensatora C_F na dużo większy kondensator C_S co sprawia, iż jej amplituda ulega redukcji.

W trakcie załączenia obciążenia energia kondensatora filtru C_F jest uzupełniana kosztem energii zgromadzonej w C_S , o czym świadczy ubytek w napięciu przekształtnika U_S oraz charakter prądu I_S . Zadana przez regulator wartość prądu linii zapewnia utrzymanie wartości średniej napięcia U_S w przedziale gwarantującym poprawną pracę układu (możliwość stabilizacji napięcia U_F).

Czas trwania procesu odbudowy napięcia U_S (t_{ODB} , rys. III-2.4a), w trakcie którego energia w sposób ciągły jest pobierana z linii zasilającej, a napięcie osiąga wartość zadaną

400 V zajmuje czas ok. 1 s, stąd warunek na minimalny odstęp między kolejnymi załączeniami obciążenia.

Wartość wzmocnienia członu proporcjonalnego w strukturze regulatora RU_PI_filter jest niewielka, ale w połączeniu z zastosowaną częścią całkującą zapewnia prawidłową stabilizację napięcia U_s , bez przeregulowań i oscylacji wokół wartości zadanej 400 V, generujących dodatkowe straty.

Potwierdzeniem skuteczności działania badanego układu są zaprezentowane na rys. III-2.5 przebiegi wartości skutecznej prądów: wywołanego przez obciążenie (I_{obc}) oraz płynącego przez linię zasilającą (I_{linii}) podczas pracy filtru z zasobnikiem. Działanie układu ogranicza nagle wzrosty wartości skutecznej prądu linii zasilającej spowodowane załączeniem obciążenia, co jest szczególnie widoczne na zamieszczonym w rys. III-2.5b powiększeniu.

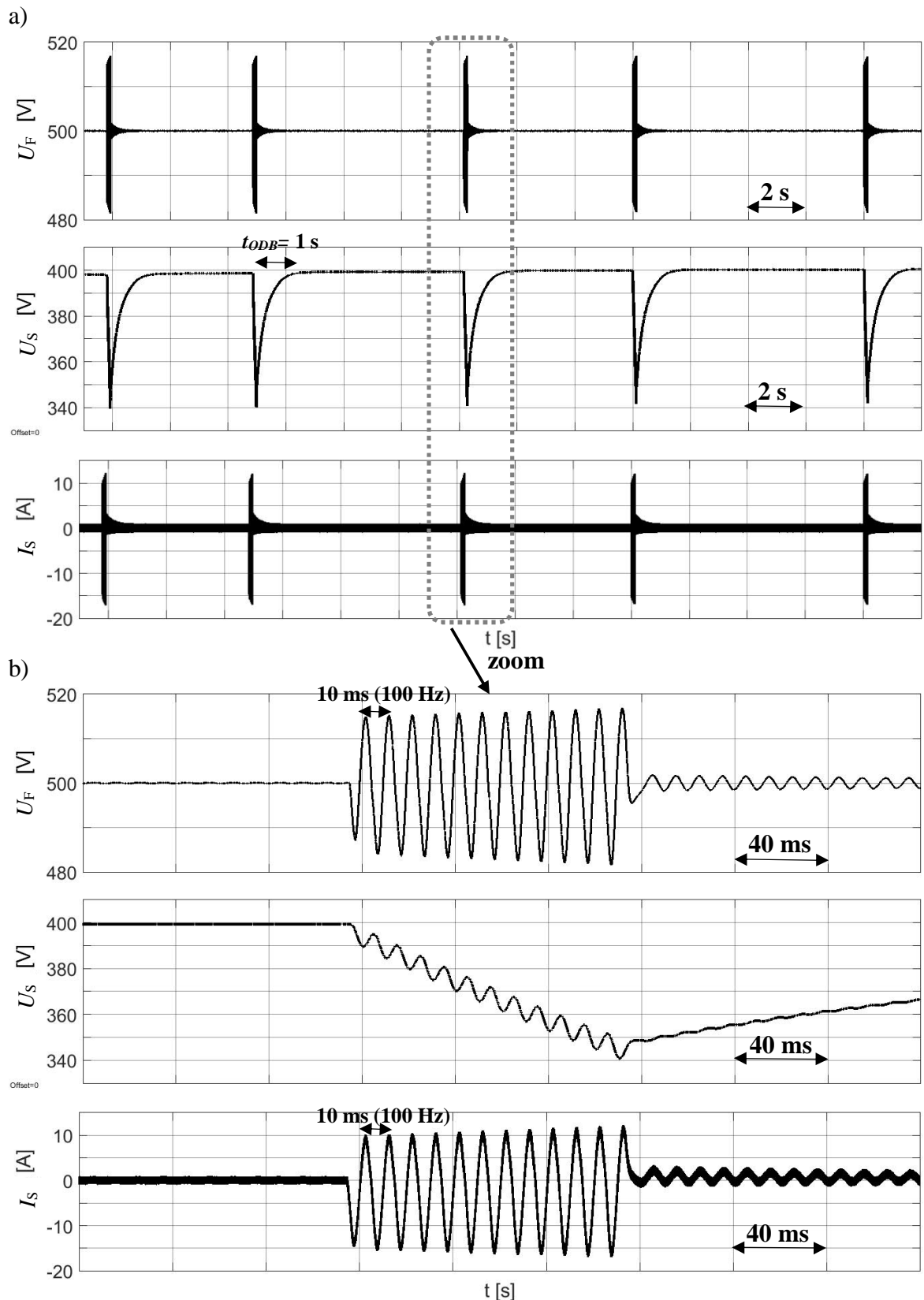
Wartość skuteczną sygnałów wyznaczono z wykorzystaniem zaimplementowanej w Matlab & Simulink funkcji (bloku) „True RMS”, na podstawie zarejestrowanego wektora próbek, działającego zgodnie z zależnością (III-8) [25], [124]:

$$X_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |x_n|^2} \quad (\text{III-8})$$

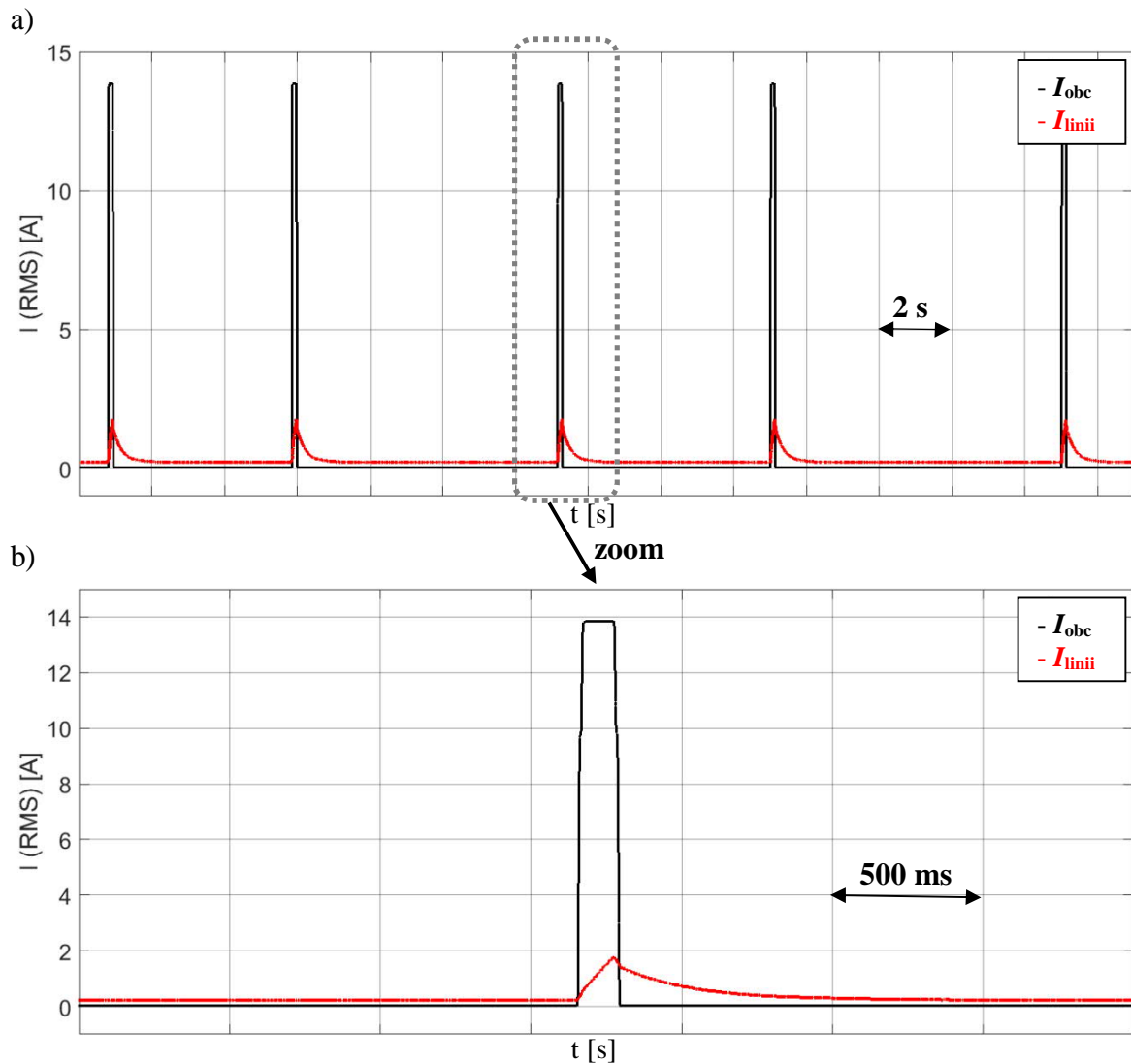
gdzie: X_{RMS} - wartość skuteczna mierzonego sygnału, x_n - kolejne próbki mierzonego sygnału składające się na wektor próbek, N - ilość uśrednianych próbek

Wartość skuteczna sygnału została wyznaczona na podstawie zdefiniowanej częstotliwości podstawowej mierzonego sygnału x liczby próbek N , do zebrania, których zastosowano okno przesuwne (bufor przesuwny).

Ze względu na wykorzystywany algorytm, prawidłowa wartość sygnału X_{RMS} będzie wyznaczona dopiero po jednym kroku symulacji, gdy wszystkie N - próbek wektora x będzie pochodzić z pomiaru. W pierwszym kroku symulacji, wyznaczona wartość X_{RMS} jest niewiarygodna, wyjście to jest sztucznie utrzymywane na możliwej do zdefiniowania wcześniej wartości początkowej (domyślnie równej zero). Podobna sytuacja ma również miejsce w końcowym kroku obliczeń, gdzie wyznaczona wartość X_{RMS} jest utrzymywana na podstawie już nieaktualnej próbki.



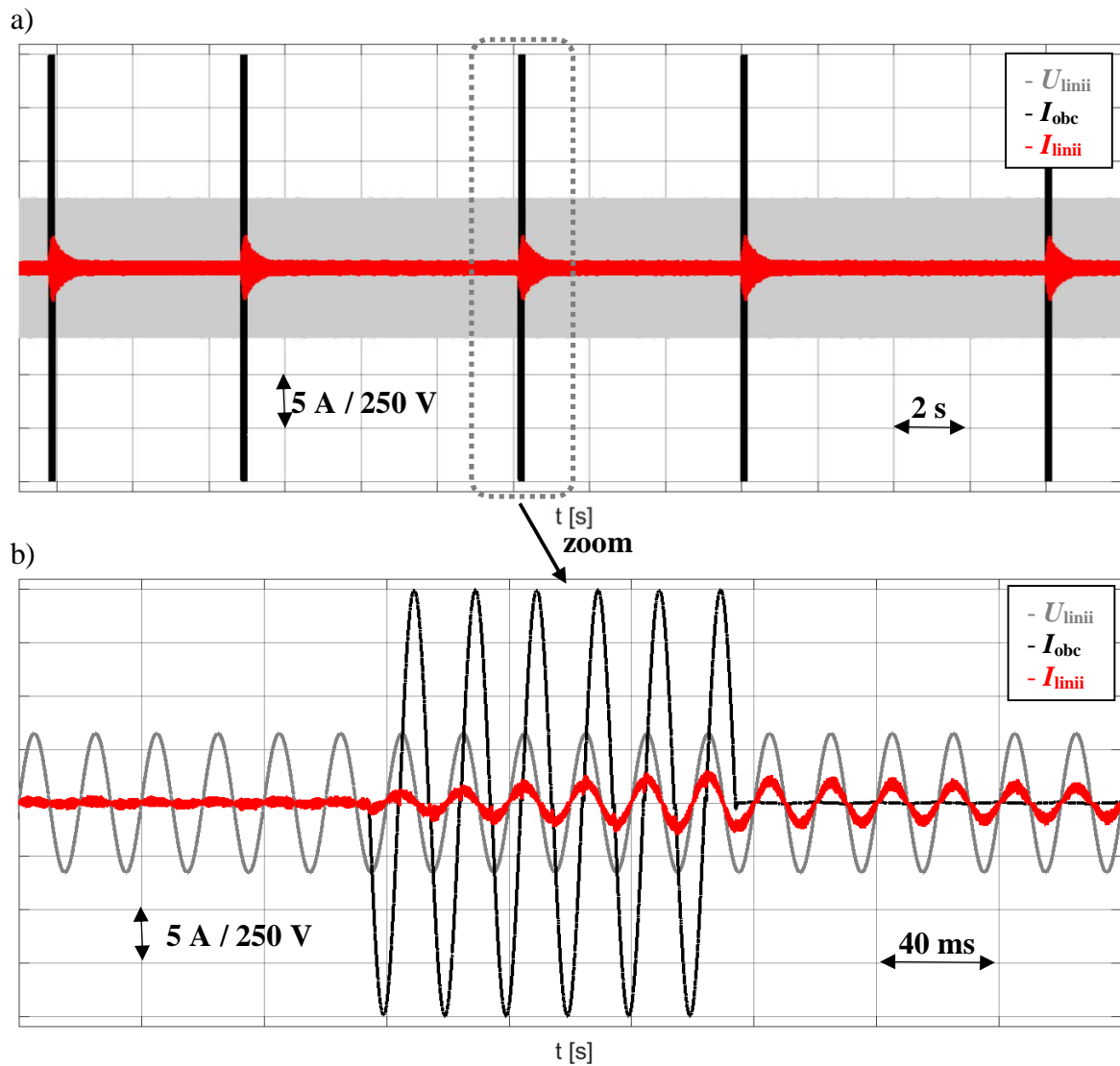
Rys. III-2.4. Przebiegi napięcia U_F na kondensatorze filtru, U_S na kondensatorze przekształtnika DC/DC oraz prądu przekształtnika I_S : a) w szerokim horyzoncie czasowym (30 s); b) powiększenie jednej z chwil załączenia i kompensacji obciążenia



Rys. III-2.5. Przebiegi wartości skutecznej prądu generowanego przez obciążenie I_{obc} oraz prądu linii zasilającej I_{inii} podczas działania układu filtra z zasobnikiem energii: a) w szerokim horyzoncie czasowym (30 s); b) powiększenie jednej z chwil załączenia i kompensacji obciążenia

Wartość skuteczna prądu wymuszanego przez załączany odbiornik (zgrzewarkę) wynosi ok. 14 A. Zastosowanie omawianego rozwiązania utrzymuje prąd na wielokrotnie niższym poziomie, nie przekraczającym 2 A. Oznacza to 7-krotną redukcję wartości prądu przepływającego przez linię zasilającą, przy przyjętych założeniach dotyczących częstotliwości włączania i czasu trwania pojedynczego zgrzewu oraz jego mocy, co było głównym założeniem podczas projektowania układu.

Układ zachował również funkcje filtra aktywnego. Potwierdzeniem tego są przebiegi wartości chwilowych prądu i napięcia linii zasilającej, podczas pracy układu w chwili załączenia obciążenia, przedstawione na rys. III-2.6. Prąd linii ma charakter sinusoidalny i współfazowy z napięciem linii, a załączenie obciążenia nie ma już znaczącego wpływu na zmianę jego wartości.



Rys. III-2.6. Przebiegi prądu i napięcia linii zasilającej w chwili załączania obciążenia, podczas pracy filtra aktywnego z dodatkowym zasobnikiem energii

Podsumowanie

Przedstawiony w rozdziale model symulacyjny układu filtru aktywnego z dodatkowym zasobnikiem energii oraz przeprowadzone badania wykazały wysoką skuteczność proponowanego rozwiązania już na poziomie symulacji.

Zaprezentowane wyniki zilustrowały podstawowe stany pracy urządzenia oraz poprawną realizację stawianych mu celów. Umożliwiły ponadto analizę różnych scenariuszy testowych (np. dobór odpowiedniego sposobu rozruchu oraz optymalizację sterowania dla badanego typu obciążenia).

Bardzo istotnym zagadnieniem podczas badań nad tego typu układami, ze względu na stawiane im wymagania jest bilans energetyczny - przekładający się na wielkość zastosowanych w układzie magazynów energii. Analiza przebiegów rzeczywistych prądów, w trakcie procesu zgrzewania na zrealizowanym obiekcie zgrzewarki (podrozdział I-3.2), została wykorzystana do zwymiarowania i zamodelowania układu, a przeprowadzone badania umożliwiły weryfikację poprawności wyznaczonych w rozdziale II wartości parametrów elementów pasywnych występujących w strukturze układu już na poziomie symulacji.

Ze względu na losowe załączenia obciążenia oraz ich dowolny charakter, optymalizacja pracy omawianej konstrukcji wymagała udoskonalenia sterowania (m.in. optymalizacji nastaw regulatorów) oraz ograniczenia wartości mocy kompensowanego obciążenia. Z tego powodu założono, iż dla analizowanego obciążenia moc szczytowa nie przekroczy 1 kW, a zgrzewarka będzie załączana na maksimum sześć okresów napięcia linii zasilającej w odstępach nie mniejszych niż 5 s.

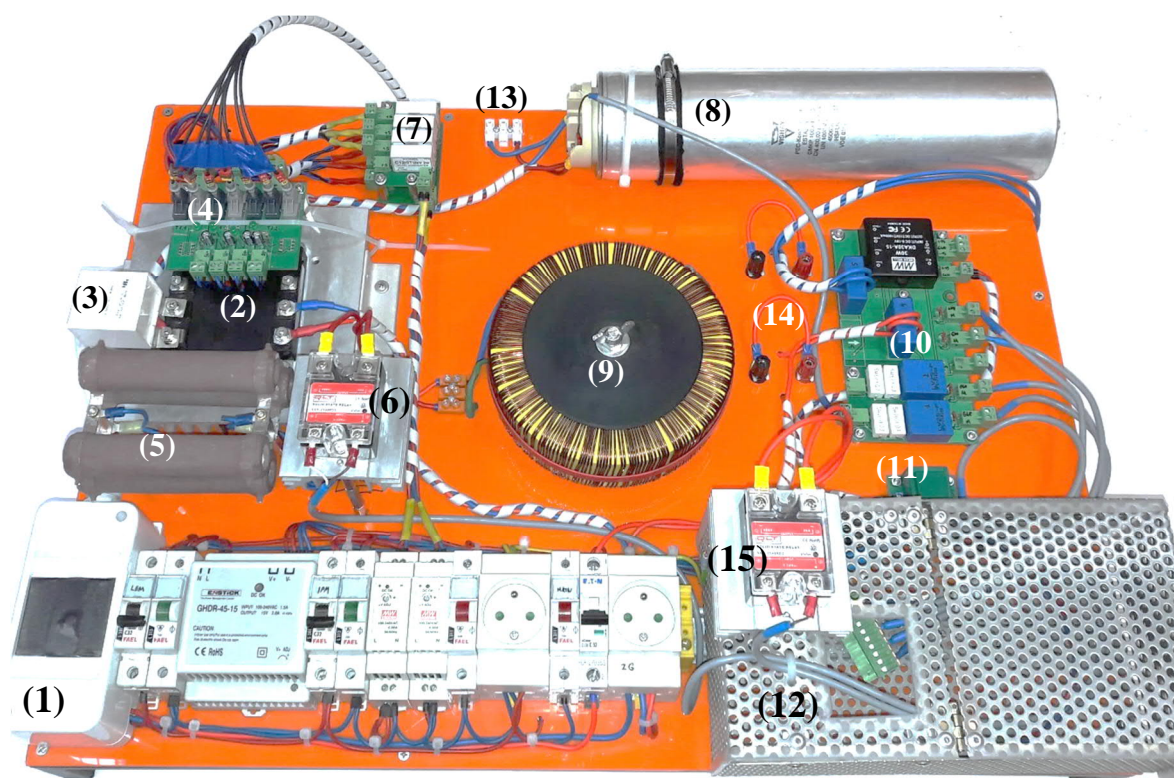
Główny nacisk podczas badań symulacyjnych, położono na jak najdokładniejsze odzwierciedlenie elementów układu, w szczególności sposobu działania sterowania układem, odzwierciedlającego rzeczywisty sterownik. Było szczególnie istotne, ze względu na wykorzystywaną w pracy automatyczną generację kodu, przedstawioną w podrozdziale IV-2, podczas której zrealizowane w Simulink'u struktury sterowania i regulacji zostały bezpośrednio przeniesione na docelowy układ sterownika DSP. Opracowane w trakcie badań symulacyjnych algorytmy zabezpieczające, w sytuacji przekraczania granicznych wartości parametrów projektowych, przedstawiono w podrozdziale IV-2.

IV

IV-1. Realizacja praktyczna układu.....	108
IV-1.1. Układ zasilania i zabezpieczeń.....	110
IV-1.2. Układ filtru aktywnego	111
IV-1.3. Układ przekształtnika DC/DC.....	116
IV-1.4. Układ sterownika i pomiarów	117
IV-2. Algorytm sterowania zaimplementowany w układzie sterownika	122
IV-3. Testy HIL opracowanego sterownika z wykorzystaniem z RTS.....	128
IV-4. Rezultaty badań w układzie rzeczywistym	132
IV-4.1. Rozruch układu	133
IV-4.1. Praca z obciążeniem	140
Podsumowanie.....	154

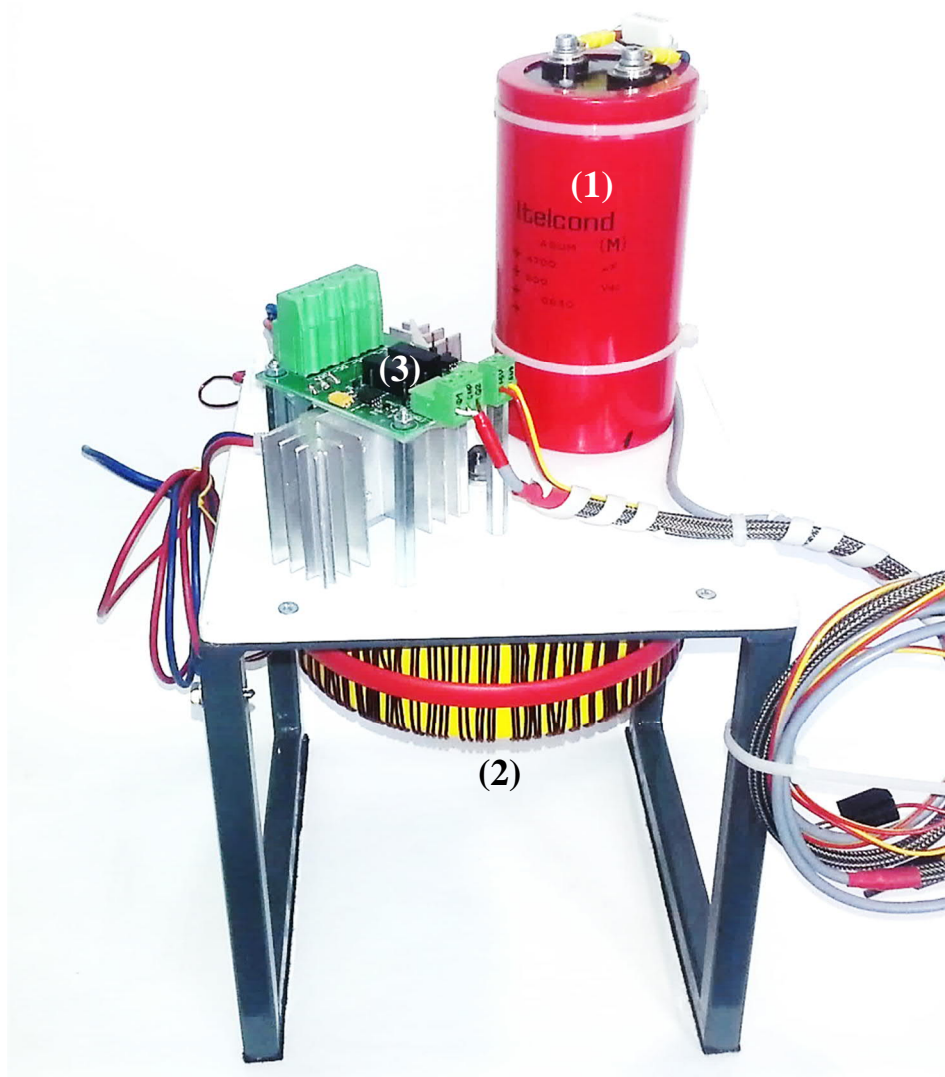
IV-1. Realizacja praktyczna układu

Zaprojektowany i skonstruowany w trakcie pracy układ filtru aktywnego z dodatkowym zasobnikiem energii - przekształtnikiem DC/DC przedstawiono na rys. IV-1.1 oraz rys. IV-1.2. Celem działań była weryfikacja praktyczna przeprowadzonych analiz teoretycznych oraz badań symulacyjnych, które zawarto w rozdziałach II oraz III. Układy opracowano zgodnie ze schematem z rys. II-1.1



Rys. IV-1.1. Zrealizowane stanowisko jednofazowego filtru aktywnego: (1)- układ zasilania i zabezpieczeń nadprądowych, (2)- moduł mocy IPM wraz z radiatorem, (3)- kondensator odsprężający typu snubber, (4)- układ interfejsu podpinany do modułu IPM, (5)- rezystory rozruchowe, (6)- przekaźnik zawierający rezystory rozruchowe, (7)- układy przekształtników DC/DC +15 V/+5 V do zasilania modułu IPM oraz interfejsu, (8)- kondensator magazynujący energię w obwodzie pośredniczącym DC, (9)- dławik wejściowy filtru, (10)- układ przetwornic pomiarowych LEM wraz z zasilaniem ± 15 V, (11)- układ synchronizacji z napięciem linii zasilającej, (12)- obudowa stanowiąca ekran układu sterowania, (13)- terminal przekształtnika DC/DC, (14)- złącza pomiarowe prądu, (15)- główny przekaźnik załączający układ

Na rys. IV-1.1 oraz rys. IV-1.2 oznaczono najważniejsze elementy składowe układu. Schematy ideowe oraz zaprojektowane i zrealizowane na ich podstawie płytki PCB zamieszczono w rozdziale Dodatek (D.2 - D.9). Obwody drukowane wykonano w środowisku projektowym Eagle CadSoft [30].



Rys. IV-1.2. Zrealizowany układ nieseparowanego dwukierunkowego przekształtnika DC/DC: (1)- kondensator C_S , (2)- dławik L_S , (3)- driver wraz z tranzystorami mocy i układem chłodzenia

W układzie zainstalowano również punkty pomiarowe w głównych torach prądowych, umożliwiające zastosowanie boczników pomiarowych (rezystorów czterozaciskowych) jak i sond prądowych. Umożliwiło to weryfikację przez użytkownika podstawowych przebiegów charakteryzujących pracę układu za pomocą oscyloskopu, bądź analizatora mocy.

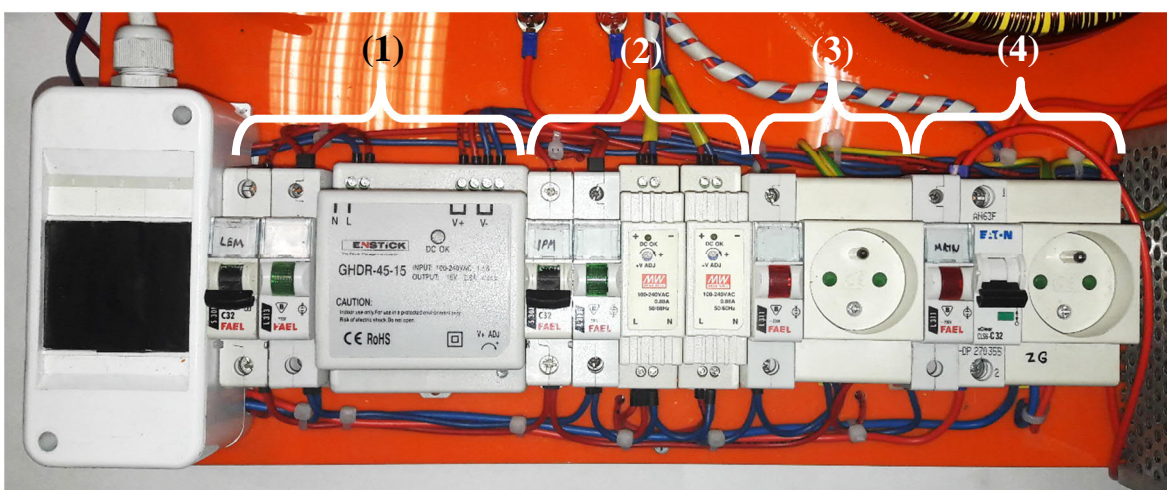
Stanowisko filtru zostało także wyposażone w obudowę ekranującą, zabezpieczającą układ sterownika przed zakłóceniami elektromagnetycznymi z otoczenia, zapewniając tym samym poprawne warunki pracy.

W układzie można wyszczególnić następujące sekcje ze względu na ich funkcjonalność, których opis przedstawiono w następujących podrozdziałach:

- układ zasilania i zabezpieczeń (podrozdział IV-1.1);
- układ filtru aktywnego; (podrozdział IV-1.2)
- układ przekształtnika DC/DC (podrozdział IV-1.3);
- układ sterowania i pomiarów (podrozdział IV-1.4).

IV-1.1. Układ zasilania i zabezpieczeń

Układ jest zasilany z linii jednofazowej o napięciu 230 V. Stanowisko filtru wyposażono w moduł zabezpieczeń nadprądowych oraz sygnalizacji zasilania. Ma on za zadanie informować użytkownika o aktualnym stanie urządzenia jak również zabezpieczać układ przed ewentualnym uszkodzeniem. W sekcji zamontowano również zasilacze AC/DC odpowiedzialne za zapewnienie odpowiednich poziomów napięcia stałego, wykorzystywanych w układzie. Zdjęcie układu wraz z opisaniem funkcji realizowanych przez elementy składowe przedstawiono na rys. IV-1.3. Kolejność elementów sekcji odpowiada sekwencji, w jakiej powinny być załączone.



Rys. IV-1.3. Moduł zasilania i zabezpieczeń: (1)- przetwornic pomiarowych LEM AC/DC 230/15 V; (2)- przetwornic DC/DC do zasilania IPM AC/DC 230/12 V, (4)- niezależne gniazdo zasilania układu sterowania, (5)- gniazdo zasilania zgrzewarki realizujące połączenie równoległe z filtrem

IV-1.2. Układ filtru aktywnego

W układzie zastosowano trójgałęziowy inteligentny moduł mocy IPM Mitsubishi PM50RVA120 [77] przedstawiony na rys. IV-1.4, o napięciu $U_{CES} = 1200$ V, prądzie $I_C = 50$ A i maksymalnej częstotliwości przełączania $f_{sw} = 20$ kHz, w którym wykorzystano dwie z gałęzi. Moduł wyposażono w radiator oraz izolowany interfejs spełniający wytyczne producenta [78], [79].



Rys. IV-1.4. Wykorzystany w pracy inteligentny moduł mocy IPM Mitsubishi [74]

Zaprojektowany i zrealizowany układ interfejsu (Dodatek D.2) umożliwia komunikację układu sterownika z modułem IPM z wykorzystaniem połączenia światłowodowego. Zapewnia także sprzężenie zwrotne do układu sterowania, w przypadku wykrycia zagrożeń przez moduł IPM (prądowych napięciowych lub temperaturowych).

Część logiczna modułu IPM jest zasilana przez układ czterech przetwornic DC/DC (12/15 V), o napięciu separacji 2 kV (Dodatek D.3). W układzie występują również trzy przetwornice DC/DC (12/5 V) odpowiedzialne za zasilanie nadajników i odbiorników światłowodowych w układzie interfejsu/drivera (Dodatek D.3).

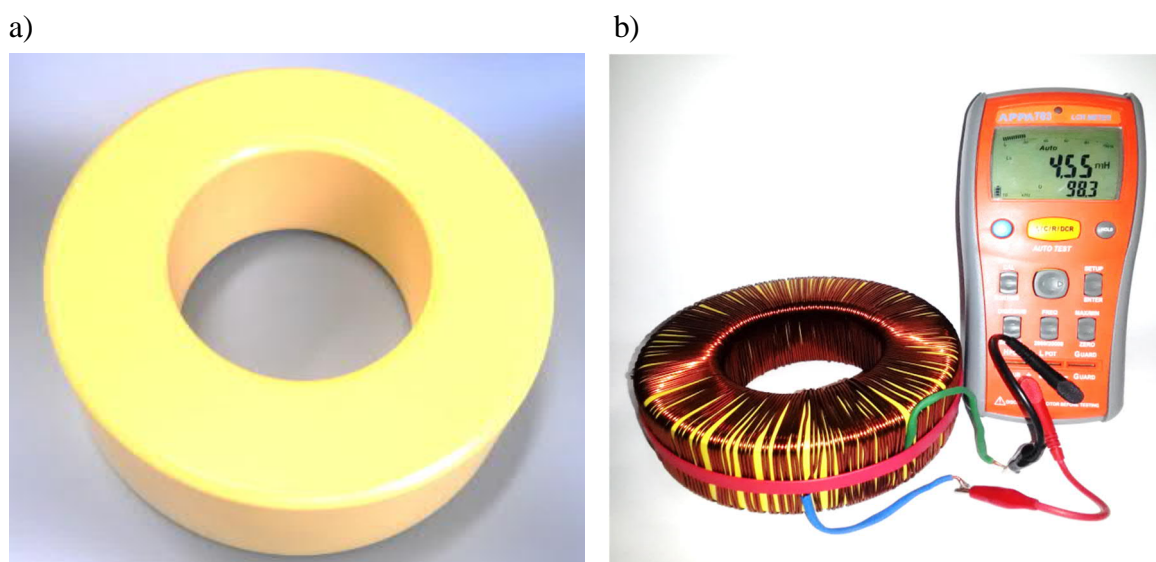
Bezpośrednio do zacisków DC inteligentnego modułu mocy dołączono kondensator odsprężający typu snubber ($0,47 \mu\text{F}$), którego zadaniem jest ograniczanie wartości szczytowych napięcia wzdłuż elementów półprzewodnikowych w układzie (tzw. voltage spikes, wywołanych przełączaniem elementów półprzewodnikowych oraz występującymi w obwodzie indukcyjnościami montażowymi i indukcyjnościami połączeń [79]).

Jako magazyn energii w obwodzie pośredniczącym DC wykorzystano kondensator C_F o pojemności $400 \mu\text{F}$, którego napięcie pracy nie może przekroczyć 1 kV [115].

IV-1.2.1. Projekt i wykonanie dławika wejściowego filtra

Filtr dołączono do linii zasilającej za pomocą zrealizowanego w tym celu dławika toroidalnego z uzwojeniem drutowym (jednowarstwowym, o średnicy drutu nawojowego $2 \times 1 \text{ mm}^2$), który przedstawiono na rys. IV-1.5.

W celu wykonania dławika wykorzystano rdzeń proszkowy (z tzw. rozproszoną szczeliną powietrzną) typu T650-26 [76], o parametrach zebranych w Tabeli IV-1. Dławiki takie, przy maksymalnej wartości prądu pracują na granicy nasycenia dochodzącej nawet do 1,5 T oraz wykazują dużą zdolność gromadzenia energii [16], [49], a przy mniejszych wartościach prądu ich indukcyjność ma wartość większą. W analizowanym przypadku założono, iż będzie on pracował z wartością skuteczną prądu nieprzekraczającą 16 A (przebiegi sinusoidalne o częstotliwości 50 Hz).



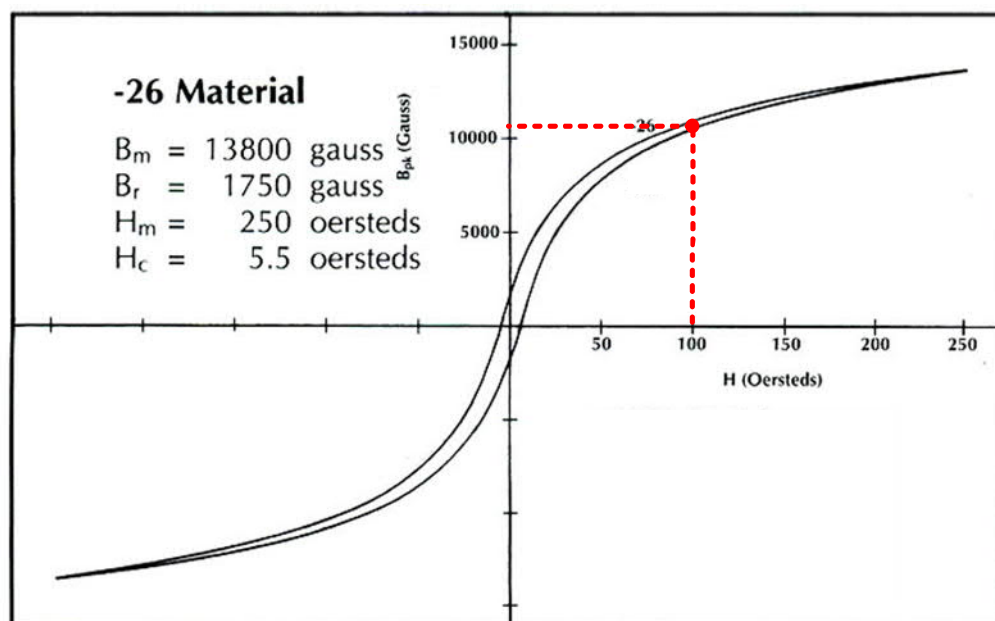
Rys. IV-1.5. Wykorzystany podczas realizacji stanowiska rdzeń toroidalny typu T650-26 (a) oraz zrealizowany z jego zastosowaniem dławik o $N = 107$ (b)

Charakterystykę magnesowania $B - H$ materiału („-26”), z którego wykonano zastosowany rdzeń przedstawiono na rys. IV-1.6. Przerwaną linią czerwoną odznaczono punkt uznany za koniec liniowej części charakterystyki magnesowania. W wyznaczonym tak punkcie odczytano maksymalne wartości indukcji i natężenia pola magnetycznego (odpowiednio B_m i H_m), wynoszące: $H_m = 100 \text{ Oe} = 7958 \text{ A/m}$, $B_m = 1,1 \cdot 10^4 \text{ Gs} = 1,1 \text{ T}$, które następnie wykorzystano w trakcie obliczeń projektowych.

Tabela IV-1 Parametry użytego rdzenia [76]

Typ	A_L [nH/N ²]	R_{in} [cm]	R_{out} [cm]	h [cm]	l_{av} [cm]	S [cm ²]	V [cm ³]	Waga [kg]
650-26	434	8,89	16,5	5,08	39,9	18,4	734	5,34

gdzie: R_{in} - średnica wewnętrzna rdzenia; R_{out} - średnica zewnętrzna rdzenia; h - wysokość rdzenia magnetycznego; l_{AV} - długość średniej drogi magnetycznej; S - powierzchnia poprzeczna rdzenia; V - objętość rdzenia



Rys. IV-1.6. Charakterystyka magnesowania materiału -26 [76]

W przypadku rdzenia typu T650-26, o długości średniej drogi magnetycznej l_{av} , maksymalna liczba zwojów N_{max} , która nie powoduje nasycenia się rdzenia, przy przepływie założonej wartości maksymalnej prądu wynosi (VI-1):

$$N_{max} = \frac{H_m l_{av}}{I_{max}} \quad (IV-1)$$

Wyznaczona w ten sposób liczba zwojów N_{max} , niepowodująca nasycenia rdzenia umożliwia wyznaczenie maksymalnej, możliwej do uzyskania indukcyjności (IV-2):

$$L_{max} = \frac{B_m S}{I_{max}} N_{max} \quad (IV-2)$$

gdzie: N_{max} - maksymalna liczba zwojów możliwa do nawinięcia, nie powodująca wejścia dławika w nasycenie; H_m - maksymalna wartość indukcji na końcu liniowej charakterystyki magnesowania; B_m - maksymalna wartość natężenia pola magnetycznego na końcu liniowej charakterystyki magnesowania; I_{max} - maksymalna zakładana wartość prądu przepływająca przez dławik

Dla wybranego rdzenia $N_{\max} = 141$, natomiast $L_{\max} = 12,6$ mH. Wyznaczona wartość indukcyjności jest większa od wymaganych 4 mH, niezbędnych do założonego ograniczenia składowej zmiennej prądu. Potwierdza to, zatem prawidłowy dobór rdzenia.

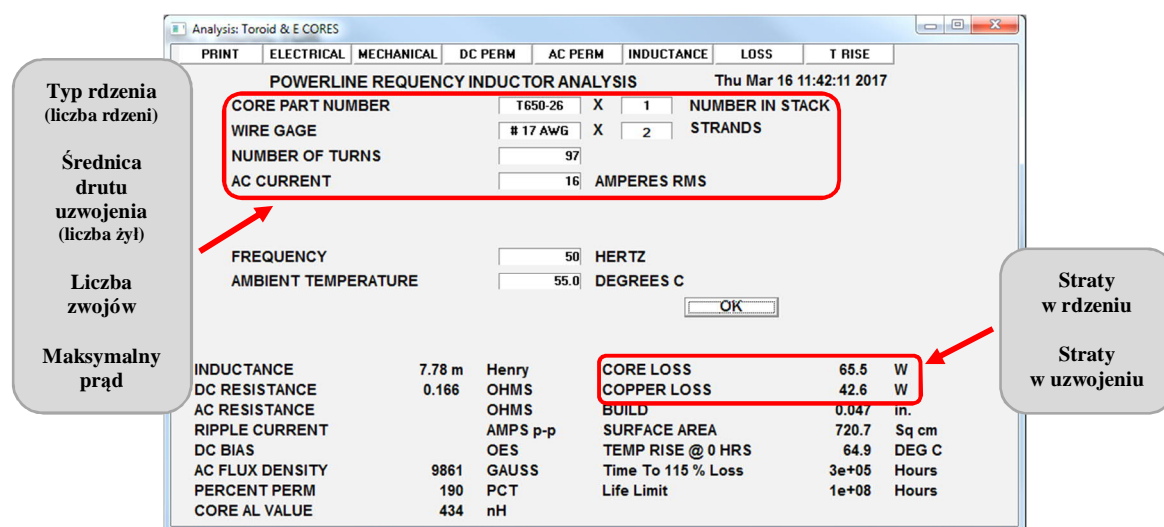
Korzystając ze stałej rdzenia A_L , dostarczonej przez producenta istnieje możliwość wyznaczenia przybliżonej liczby zwojów wymaganej do uzyskania pożądanej wartości indukcyjności, zgodnie z równaniem (IV-3):

$$N = \sqrt{\frac{L[nH]}{A_L}} \quad (IV-3)$$

gdzie: N - szukana liczba zwojów; L - pożądana indukcyjność; A_L - stała rdzenia

W analizowanym przypadku, dla uzyskania dławika o indukcyjności początkowej wynoszącej 4 mH konieczne jest nawinięcie ok. 96 zwojów.

Rezultaty obliczeń zweryfikowano za pomocą dostarczonego przez producenta narzędzia projektowego MicroR 2010 [75]. Okno dialogowe programu, wraz z danymi wejściowymi i wyjściowymi projektowanego dławika przedstawiono na rys. IV-1.7. Najistotniejsze z parametrów oznaczono czerwonymi obramowaniami.

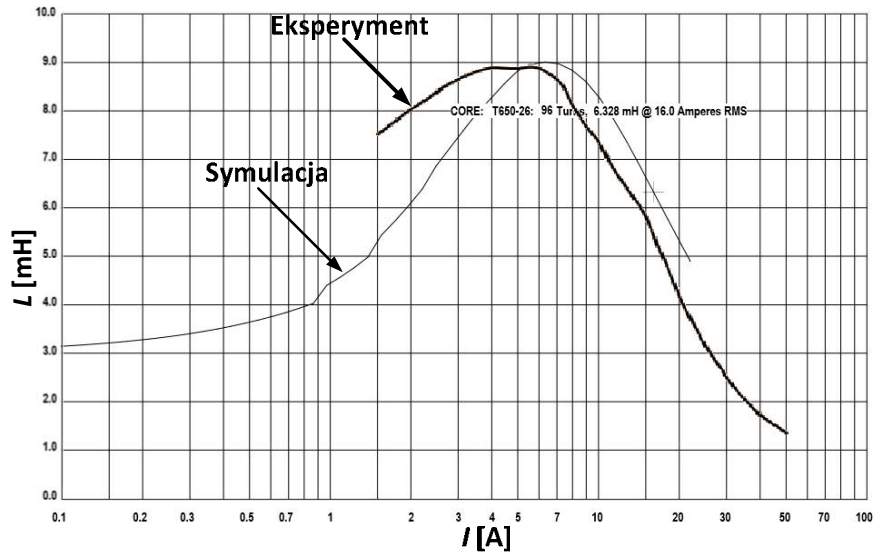


Rys. IV-1.7. Okno dialogowe programu MicroR z danymi zaprojektowanego dławika

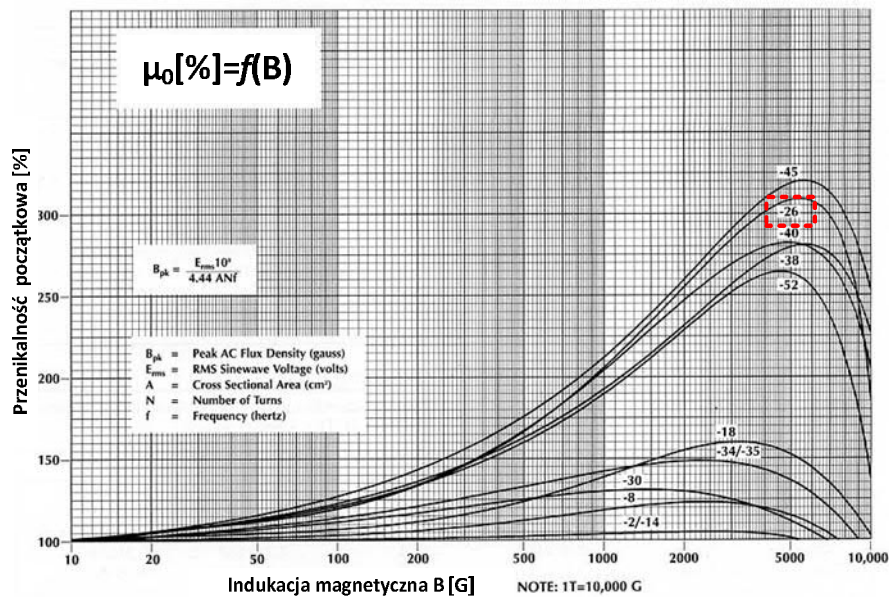
Oprogramowanie pozwoliło na wykreślenie charakterystyki indukcyjności w funkcji przepływającego przez dławik prądu, którą zamieszczono na rys. IV-1.8. W celu weryfikacji rezultatów obliczeń i symulacji, dokonano także pomiaru z wykorzystaniem urządzenia Power Choke Tester [36], [41]. Umożliwiającego pomiar indukcyjności w szerokim zakresie prądowym, metodą impulsową (napięcie DC dołączane do zacisków badanego dławika, a na podstawie pomiaru di/dt wyznaczana wartość indukcyjności).

Porównanie otrzymanych podczas symulacji i eksperymentu charakterystyk $L=f(I)$ zestawiono na rys. IV-1.8. Rezultaty potwierdzają zbieżność otrzymanych pomiarów z założeniami projektowymi na etapie badań symulacyjnych.

Wykonany dławik charakteryzuje się lepszymi własnościami filtracyjnymi przy mniejszych wartościach prądu, dla których jego indukcyjność osiąga większe wartości. Wynika to z nieliniowości charakterystyki indukcji magnetycznej względem magnetycznej przenikalności początkowej zastosowanego rdzenia, którą przedstawiono na rys. IV-1.9.



Rys. IV-1.8. Zależność indukcyjności od prądu zaprojektowanego dławika wyznaczona: symulacyjnie z wykorzystaniem programu MicroR oraz eksperymentalnie z wykorzystaniem urządzenia Power Choke Tester (minimalna wartość prądu, od której możliwy był pomiar indukcyjności przy wykorzystaniu PCT wynosił 1.5 A)



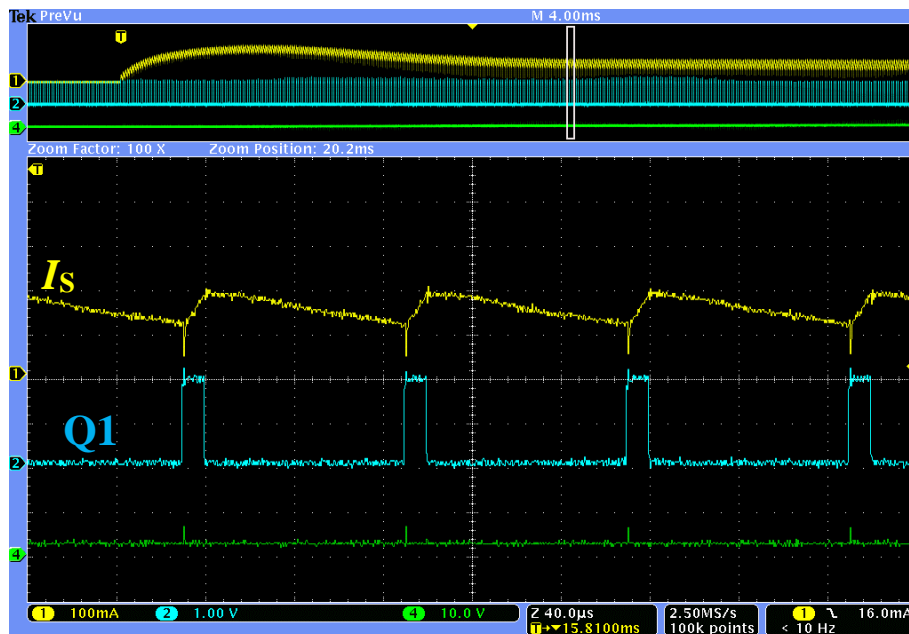
Rys. IV-1.9. Zależność przenikalności magnetycznej w funkcji indukcji magnetycznej materiału „-26” użytego do wykonania rdzenia T650-26 [76]

IV-1.3. Układ przekształtnika DC/DC

W układzie przekształtnika DC/DC przedstawionego na rys. IV-1.2 wykorzystano tranzystory IGBT. Obwód mocy zintegrowano z układem drivera (interfejsu) tranzystorów. Zapewnia on jednocześnie odpowiedni poziom separacji galwanicznej (1,5 kV). Schemat układu oraz wykonaną na jego podstawie płytkę PCB zamieszczono w rozdziale Dodatek (D.4).

Jako magazyn energii użyto kondensatora elektrolitycznego o pojemności 4700 μF i napięciu maksymalnym 500 V [51]. Ewentualne przekroczenie tej wartości jest niemożliwe ze względu zastosowania zamkniętej struktury regulacji tego napięcia oraz zaimplementowany układ zabezpieczeń.

W przypadku dławika występującego w obwodzie przekształtnika wykorzystano również rdzeń proszkowy T650-26. Projekt wykonano analogicznie do przedstawionego w podrozdziale IV-1.2.1. Dla uzyskania wymaganej indukcyjności (4 mH) konieczne było nawinięcie 96 zwojów. Dławik o takich parametrach, przy założonej minimalnej częstotliwości przełączeń równej 10 kHz, zapewnia pracę układu w trybie prądu ciągłego CCM (ang. Continuous Current Mode). Zaprezentowano to na oscylogramie z rys. IV-1.10, gdzie nawet dla niewielkich wartości współczynnika wypełnienia ($< 10\%$) sterującego pracą tranzystora Q1, przebieg prądu nie osiąga zera.

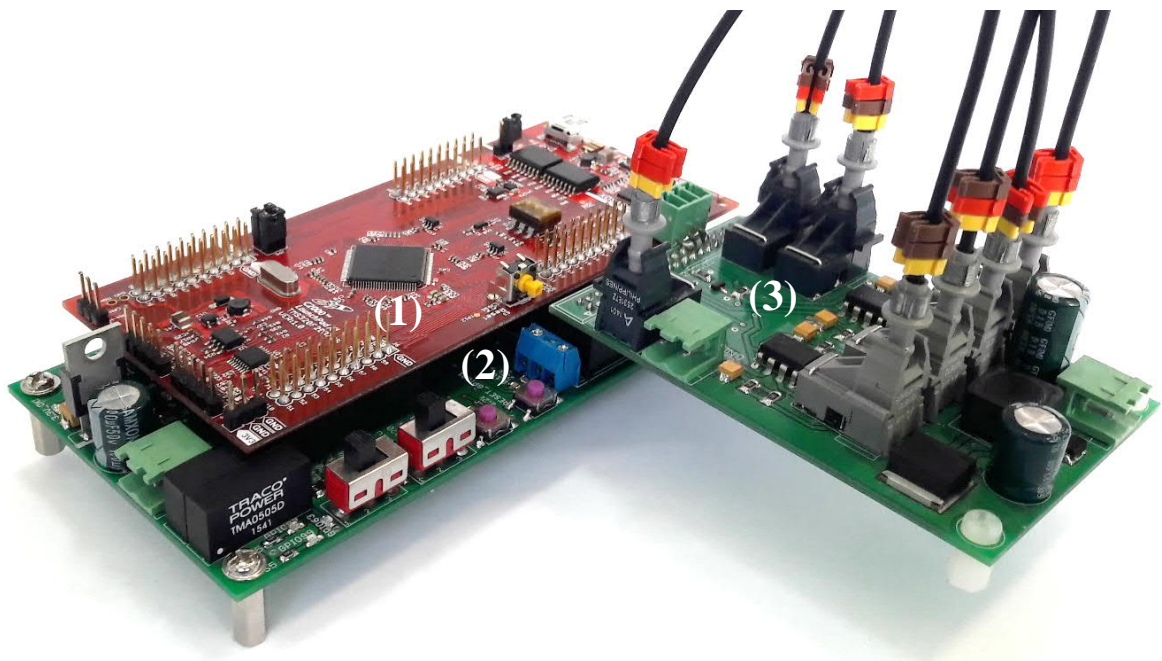


Rys. IV-1.10. Przebiegi prądu I_s oraz impulsów sterujących pracą tranzystora Q1 przekształtnika DC/DC (tryb buck), dla niewielkiego współczynnika wypełnienia impulsów ($< 10\%$)

IV-1.4. Układ sterownika i pomiarów

Układ sterowania bazuje na zestawie ewaluacyjnym DSP z rodziny TI C2000 Delfino LaunchPad [113], przedstawionym na rys. IV-1.11. Struktura układu TI wymagała podłączenia go do opracowanej płytki rozszerzającej, zadaniem której jest kondycjonowanie sygnałów pomiarowych dostarczanych na wejście przetworników A/D w strukturze procesora DSP. Zrealizowany układ zapewnia również odpowiedni poziomy napięć niezbędnych do zasilania układu i przekaźników wyjściowych. Płytkę posiada szereg przełączników, przycisków oraz diod, umożliwiających wybór zaprogramowanego trybu pracy oraz sygnalizację realizowanych stanów pracy.

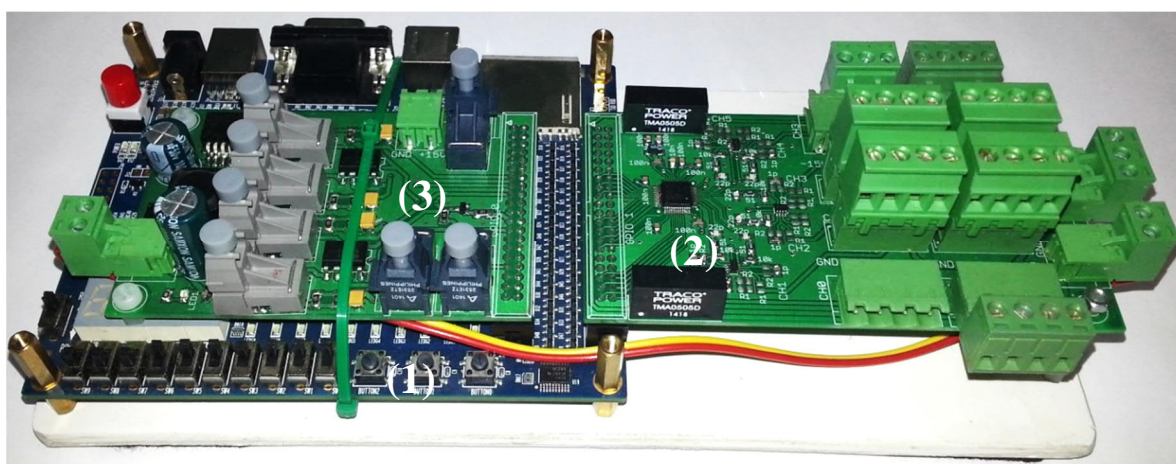
Do układu istnieje możliwość dołączenia modułu komunikacji światłowodowej (gwarantującego odpowiedni poziom separacji galwanicznej). Jest on złożony z nadajników umożliwiających sterowanie obwodem mocy IPM (komunikacja z jego interfejsem) oraz odbiorników, które mogą zostać wykorzystane do odbioru informacji o występujących w układzie błędach. Schemat układów dołączanych do sterownika oraz wykonane na ich podstawie płytki PCB zamieszczono w rozdziale Dodatek (D.5 oraz D.6).



Rys. IV-1.11. Opracowany układ sterownika filtru: (1)- układ DSP C2000 TI,
(2)- układ rozszerzający z torem kondycjonowania sygnałów pomiarowych
(3)- układ interfejsu światłowodowego do komunikacji z modułem mocy IPM

Na potrzeby badań, przewidziano również ewentualne wykorzystanie, jako sterownik układu FPGA, rodziny Cyclone III firmy Altera - DE0 [108]. Do którego złącz GPIO (ang. General Purpose Input Output) istnieje możliwość podłączenia opracowanego interfejsu komunikacji światłowodowej.

Z racji braku przetworników A/D w układzie wykorzystywanego FPGA, zrealizowano również płytkę z układem przetwarzania A/D oraz kondycjonowania sygnałów pomiarowych. Układ bazuje na 8-kanalowym przetworniku 12-bitowym MAX1308 [72], którego schemat oraz opracowaną na jego podstawie płytkę PCB zamieszczono w Dodatku (D.7). Schemat alternatywnego układu sterownika FPGA z opracowanymi modułami przedstawiono na rys. IV-1.12.



Rys. IV-1.12. Alternatywny układ FPGA sterownika filtru: (1)- układ FPGA, (2)- układ 8-kanalowej przetwornicy A/D MAX1308 wraz z torem kondycjonowania sygnałów pomiarowych, (3)- układ interfejsu światłowodowego do komunikacji z modulem mocy IPM

W układzie sterowania i regulacji dokonuje się pomiaru i przetwarzania następujących sygnałów, wykorzystywanych następnie przez układ sterownika:

- napięcia linii zasilającej U_{linii} (sygnał bipolarny);
- prądu linii zasilającej I_{linii} (sygnał bipolarny);
- napięcia na kondensatorze filtru U_F (sygnał unipolarny);
- prądu w obwodzie przekształtnika I_S (sygnał bipolarny);
- napięcia na kondensatorze przekształtnika U_S (sygnał unipolarny).

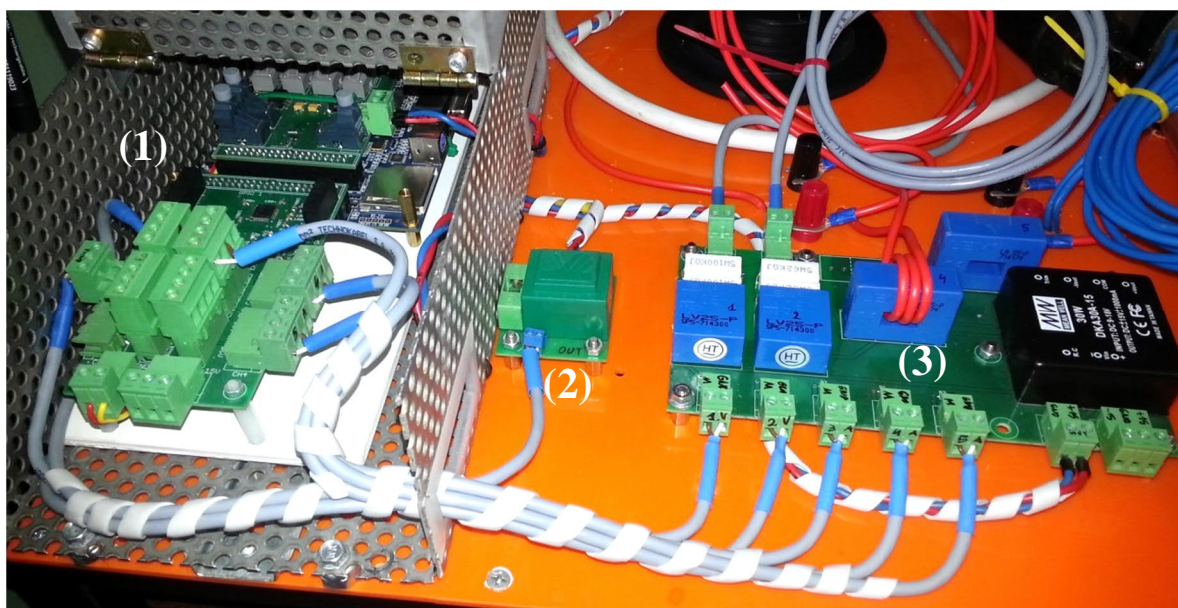
Za pomiar i synchronizację z napięciem zasilającej U_{linii} odpowiedzialny jest układ transformatora 230/6 V, na którego wyjściu (uzwojeniu wtórnym) zastosowano dzielnik rezystancyjny. Należy dodać, iż rezystor, na którym dokonuje się pomiaru napięcia

znajduje się nie przy transformatorze, a na wejściu odpowiedniego kanału przetwornika A/D (transmisja prądowa).

Schemat układu i opracowaną na jego podstawie płytkę PCB oraz przykładowe przebiegi napięć po stronie pierwotnej oraz wtórnej, służące wyznaczeniu współczynnika wzmocnienia zamieszczono w rozdziale Dodatek (D.8).

Pomiaru pozostałych z wymienionych sygnałów dokonuje się za pomocą przetworników pomiarowych firmy LEM (prądowych i napięciowych). Znajdują się one na specjalnie w tym celu zaprojektowanej płytce PCB (Dodatek D.9) wyposażonej w przetwornicę symetryczną $\pm 15\text{ V}$ niezbędną do ich zasilania. W rozdziale Dodatek zawarto również tabelę ze wzmocnieniami torów pomiarowych oraz wartości rezystancji elementów niezbędnych do prawidłowego funkcjonowania przetwornic LEM. Wyjścia pomiarowe układów również w tym przypadku mają charakter prądowy, charakteryzujący się dużą odpornością na zakłócenia elektromagnetyczne z zewnątrz.

Przykładową konfigurację opisanych układów pomiarowych z układem sterownika umieszczonego w obudowie ekranującej przedstawiono na rys. IV-1.13.



Rys. IV-1.13. Przykładowa konfiguracja układu sterowania oraz układów pomiarowych: (1)- układ sterownika w obudowie ekranującej , (2)- układ synchronizacji z napięciem linii zasilającej, (3)- układ przetwornic pomiarowych LEM

Kondycjonowanie sygnałów pomiarowych - dopasowywanie ich poziomów do poziomu akceptowanego przez przetwornik A/D ($0\div 3\text{ V}$) odbywa się za pomocą specjalnie w tym celu zaprojektowanych obwodów wykorzystujących wzmacniacze operacyjne

MAX4351 [71], przedstawionych na rys. IV-1.14, są one zasilane napięciem symetrycznym ± 5 V.

W trakcie prac projektowych nad układem kondycjonowania sygnałów pomiarowych wykorzystano środowisko LTspice [65]. Przeprowadzone badania symulacyjne umożliwiły opracowanie odpowiednich topologii, dobór poziomu wzmocnień, zabezpieczeń oraz częstotliwości granicznych [39], [67] - w celu przeniesienia odpowiednich zakresów częstotliwości, istotnych dla układu sterowania. Podejście to umożliwiło zaprojektowanie płytki PCB, której szczegółowe schematy zamieszczono w rozdziale Dodatek (D.6).

W trakcie symulacji, przetworniki pomiarowe LEM (prądowe/napięciowe) (1) oraz transformator pomiarowy z dzielnikiem (3) zastąpiono źródłami napięciowymi, połączonymi z odpowiadającymi im w rzeczywistości wartościami dobranych rezystancji. Mierzone sygnały dostarczane są następnie na wejścia nieodwracające wzmacniaczy operacyjnych, pracujących w konfiguracji wtórników napięciowych (4). Pełnią one funkcje buforów, odseparowujących źródła mierzonego sygnału od przetwornika A/D (zapewniając wysoko impedancyjne wejścia - nieobciążające układu pomiarowego). Wejścia wzmacniaczy zabezpieczono diodami szybkimi Schottky'ego (4) ograniczającymi wartość przetwarzanego sygnału w zakresie $0 \div 5$ V dla sygnałów unipolarnych oraz ± 5 V w przypadku sygnałów bipolarnych.

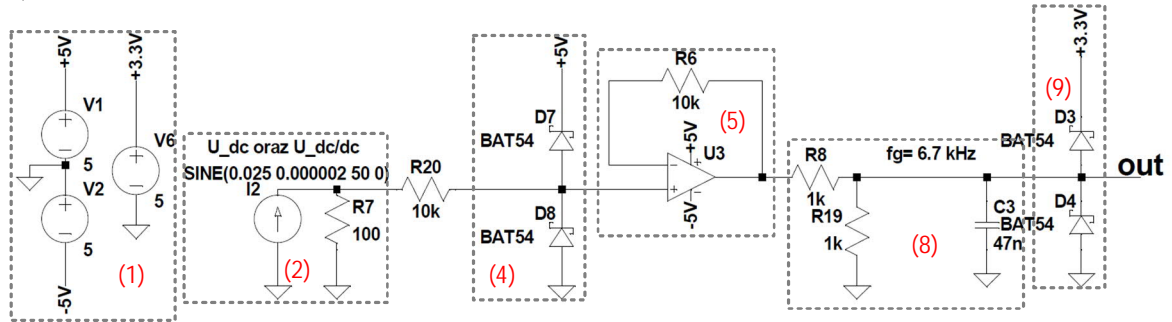
W zależności od charakteru przetwarzanego sygnału: unipolarny (U_F , U_S , rys. IV-1.14a) lub bipolarny (I_{linii} , I_S , rys. IV-1.14b oraz U_{linii} , rys. IV-1.14c) dodawany jest sygnał offsetu o wartości $+1,5$ V, za pośrednictwem wzmacniaczy w układzie odwracającym (5), poprzez zmianę potencjału wejścia nieodwracającego. Sygnał offsetu pochodzi z buforowanego źródła referencyjnego (6) o napięciu $1,2$ V. Przeskalowane sygnały podlegają następnie filtracji przez filtr dolnoprzepustowy złożony z elementów RC (7). Dodatkowo wyjścia układu (wejścia przetwornika A/D) zabezpieczone są diodami szybkimi Schottky'ego (8), ograniczającymi wartość sygnału wyjściowego w zakresie $0 \div 3,3$ V.

W przypadku układu kondycjonowania napięć U_F , U_S , rys. IV-1.14a ma miejsce dwukrotne osłabienie sygnału wejściowego ($k = 0,5$), a częstotliwość graniczna zastosowanego układu filtru RC wynosi $6,7$ kHz.

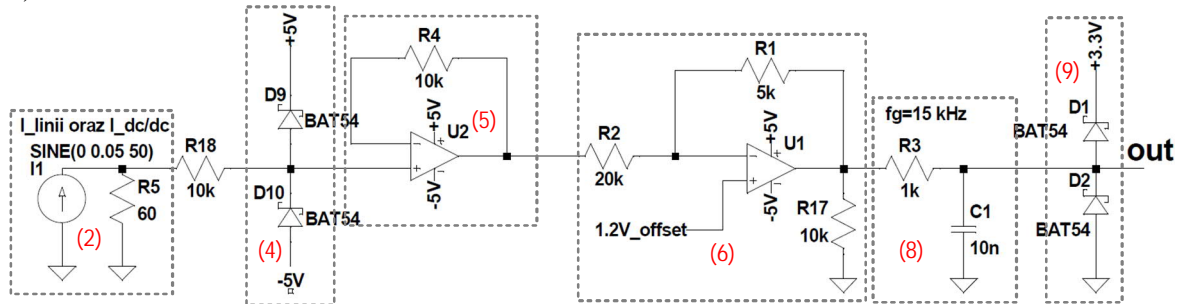
W przypadku układu kondycjonowania sygnałów I_{linii} , I_S , (rys. IV-1.14b) oraz U_{linii} (rys. IV-1.14c) ma miejsce czterokrotne osłabienie sygnału wejściowego ($k = 0,25$),

dodanie offsetu o wartości 1,5 V oraz odwrócenie fazy. Częstotliwość graniczna zastosowanego układu filtru RC wynosi 15 kHz.

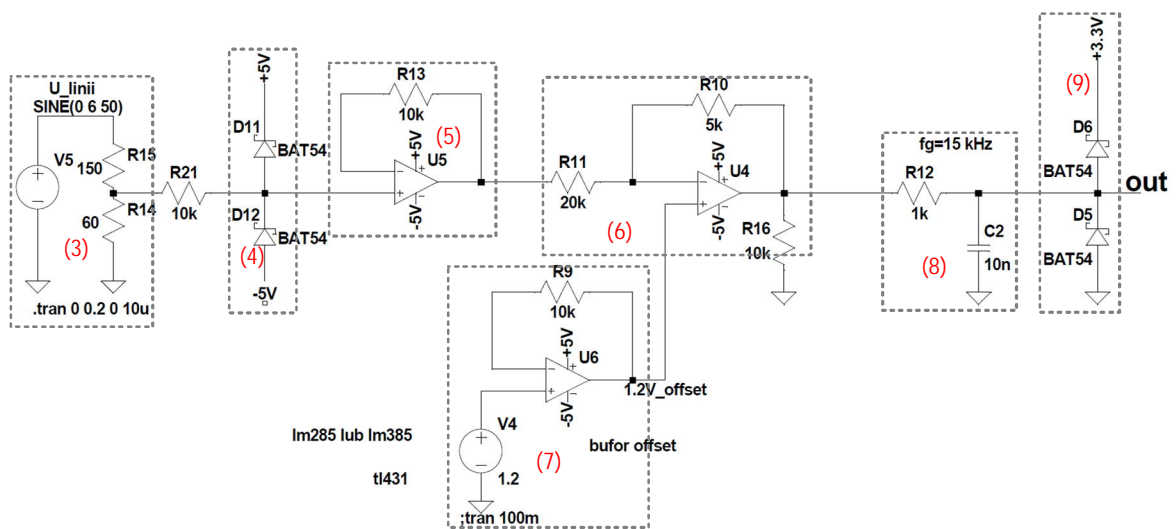
a)



b)



c)



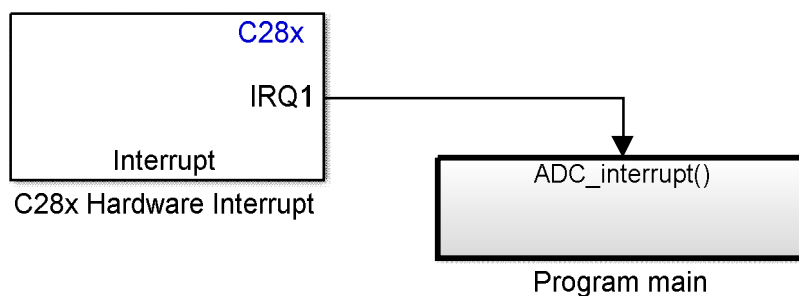
Rys. IV-1.14. Tory kondycjonowania sygnałów pomiarowych wykorzystywane w układzie, zaprojektowane w środowisku Ltspice: a) tor kondycjonowania sygnałów unipolarnych U_F oraz U_S ; b) tor kondycjonowania sygnałów bipolarnych I_{linii} oraz I_S ; c) tor kondycjonowania sygnału bipolarnego U_{linii} ; gdzie: (1)- zasilanie wzmacniaczy operacyjnych i układu zabezpieczeń wejść przetwornika A/D; (2)- ekwiwalent wykorzystywanych przetworników pomiarowych LEM prądowych i napięciowych; (3)- ekwiwalent transformatora z dzielnikiem rezystancyjnym do synchronizacji z napięciem linii zasilającej; (4)- układ zabezpieczający wejście wzmacniacza; (5)- wzmacniacz operacyjny w konfiguracji wtórnika napięciowego; (6)- wzmacniacz operacyjny w konfiguracji odwracającej; (7)- wzmacniacz operacyjny w konfiguracji wtórnika napięciowego- bufora offsetu; (8)- filtr dolnoprzepustowy; (9)- układ zabezpieczający wejście przetwornika A/D

IV-2. Algorytm sterowania zaimplementowany w układzie sterownika

Układ wybranego sterownika DSP (ang. Digital Signal Processor) zaprogramowano bezpośrednio ze środowiska Matlab & Simulink, bez konieczności szczegółowej znajomości komend w języku obsługiwanym przez procesor - „Język C”. Opracowany w trakcie badań symulacyjnych algorytm, po dokonaniu niewielkich modyfikacji został bezpośrednio wykorzystany do zaprogramowania układu DSP. Przyspieszyło to proces programowania, a także ograniczyło błędy, które mogły powstać podczas migracji algorytmu (z poziomu symulacji do formy akceptowanej przez docelowy sterownik). Generacja kodu była możliwa poprzez wykorzystanie odpowiedniej z bibliotek przeznaczonej do współpracy zastosowanym typem procesora rodziny C2000 [109].

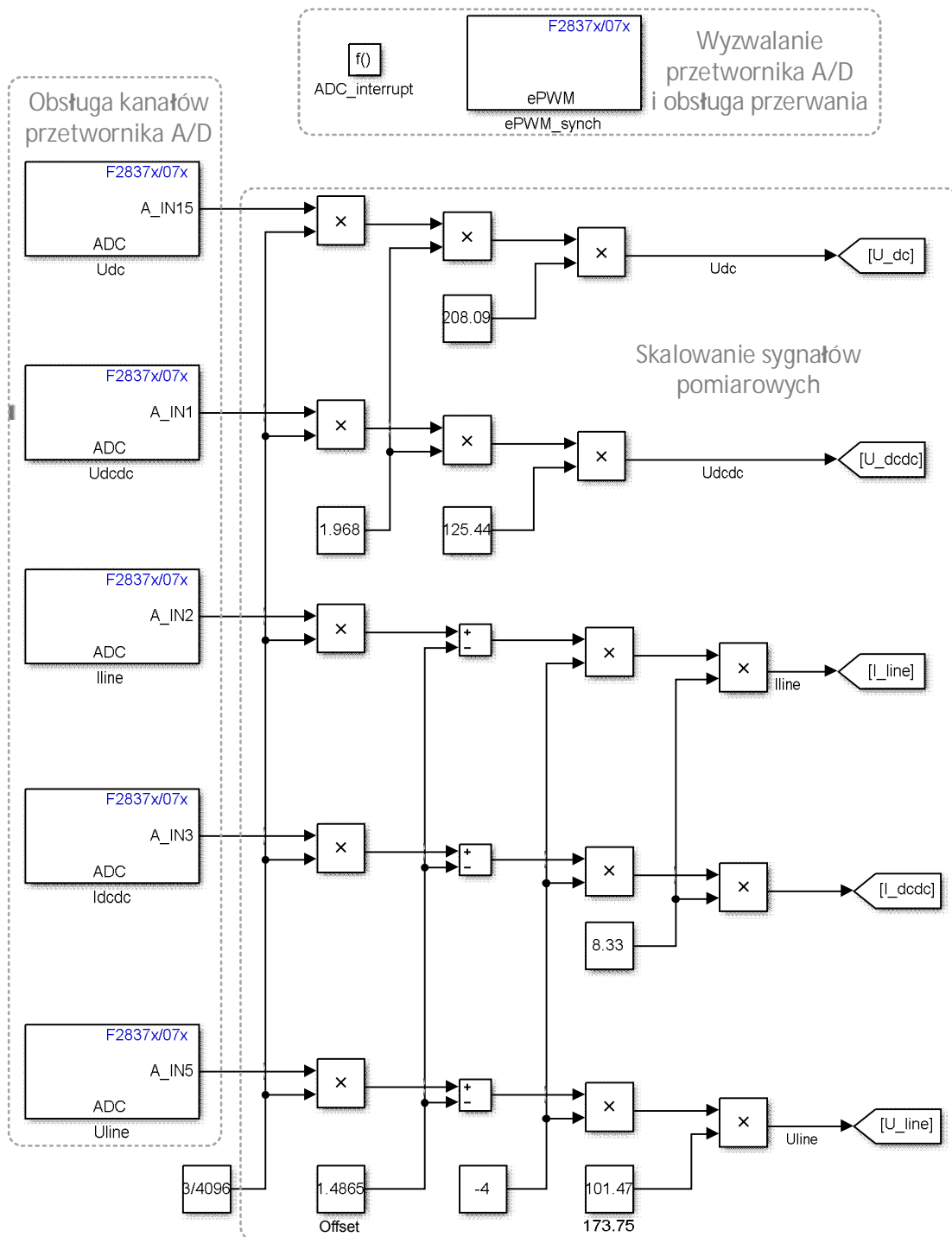
Niewątpliwą zaletą wybranego rozwiązania jest również możliwość wstępnej weryfikacji poprawności działania zaprogramowanego układu. Odbywa się to za pomocą dostępnej w Simulink’u opcji „External simulation”. Sygnały w dowolnym punkcie w układzie mogą być obserwowane na ekranie komputera w czasie rzeczywistym za pomocą bloku „Scope”. Opcja ta pozwala na zmianę parametrów układu np. nastaw wykorzystywanych regulatorów PI, co jest natychmiastowo uwzględniane przez układ, bez konieczności powtórnej kompilacji programu.

Schemat blokowy układu sterowania zaimplementowany w układzie DSP przedstawiono na rys. IV-2.1. Program (główny algorytm umieszczony w bloku *Program main*) wykonuje się w obsłudze przerwania generowanego przez przetwornik A/D (*C28x Hardware Interrupt*) w chwili, gdy próbkowane dane są gotowe do odczytu. Zawartość bloku *Program main* zaprezentowano na rysunkach od IV-2.2 do IV-2.5. Sterowanie opracowano na podstawie podrozdziału III-1.4.



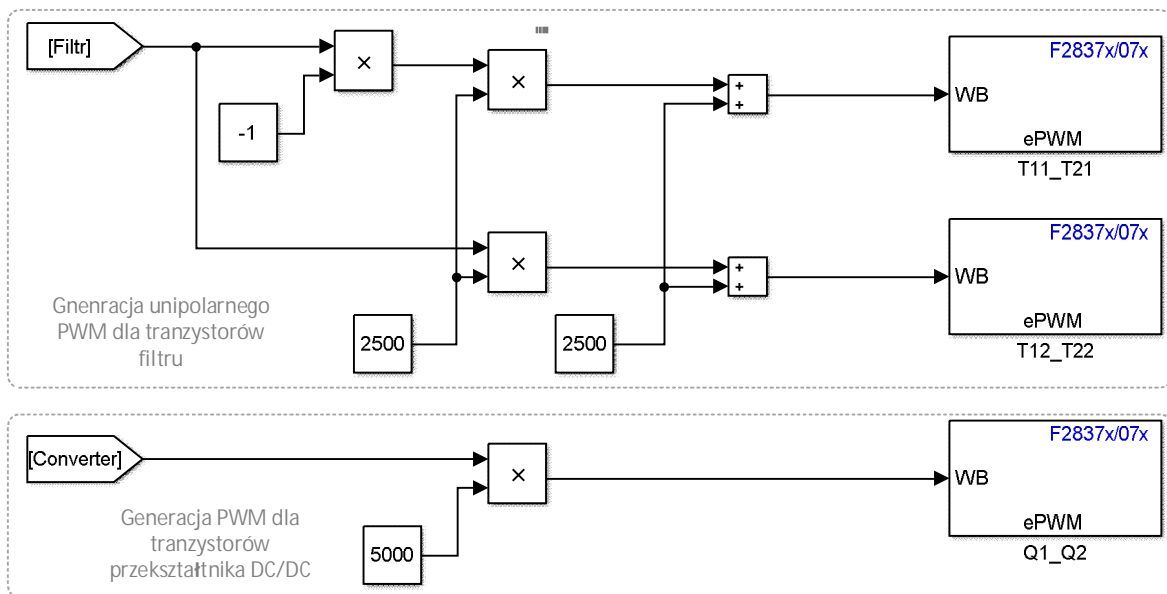
Rys. IV-2.1. Struktura sterowania zaimplementowanego w układzie DSP

Przetwarzanie odpowiedniego z kanałów, umożliwiając umieszczone w układzie odpowiednie bloki, odpowiedzialne za komunikację z przetwornikiem A/D (rys. IV-2.2). Próbkowane sygnały podlegają następnie odpowiedniemu skalowaniu (odwrotność działań wykonanych w analogowych torach kondycjonowania). Wyzwalanie przetwornika A/D (generacja sygnałów SOC) odbywa się synchronicznie z pracą nadrzędnego bloku *ePWM_synch*.



Rys. IV-2.2. Układ odpowiedzialny za próbkowanie (A/D) i kondycjonowanie sygnałów wejściowych synchronicznie z wzorcowym sygnałem wyzwalającym

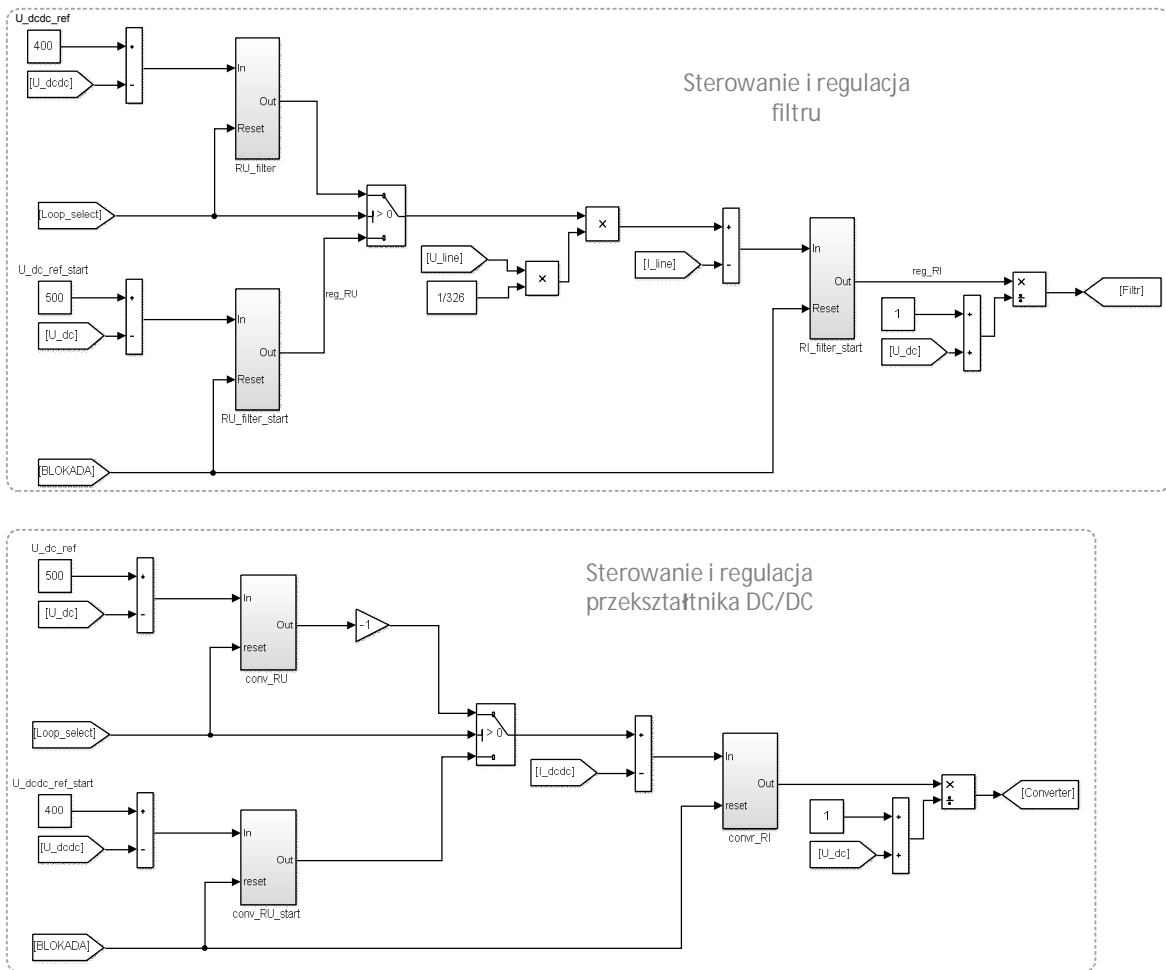
Sygnaly sterujace pracą tranzystorów w układzie (rys. IV-2.3), generowane są przez odpowiednie bloki *ePWM* (wbudowane w procesorze peryferia odpowiedzialne za realizację sygnałów PWM [110]). Każdy z bloków odpowiada za generację dwóch sygnałów dla jednej z gałęzi łączników w układzie (dwie w strukturze falownika oraz jedna w strukturze przekształtnika DC/DC). Wyjścia są wzajemnie zanegowane, a generowane sygnały PWM uwzględniają przewidziane czasy martwe zboczy opadających lub narastających. Użyte bloki *ePWM* pracują synchronicznie względem nadrzędnego bloku *ePWM_synch*.



Rys. IV-2.3. Układ generacji PWM na podstawie sygnałów wypracowanych przez układ sterowania i regulacji

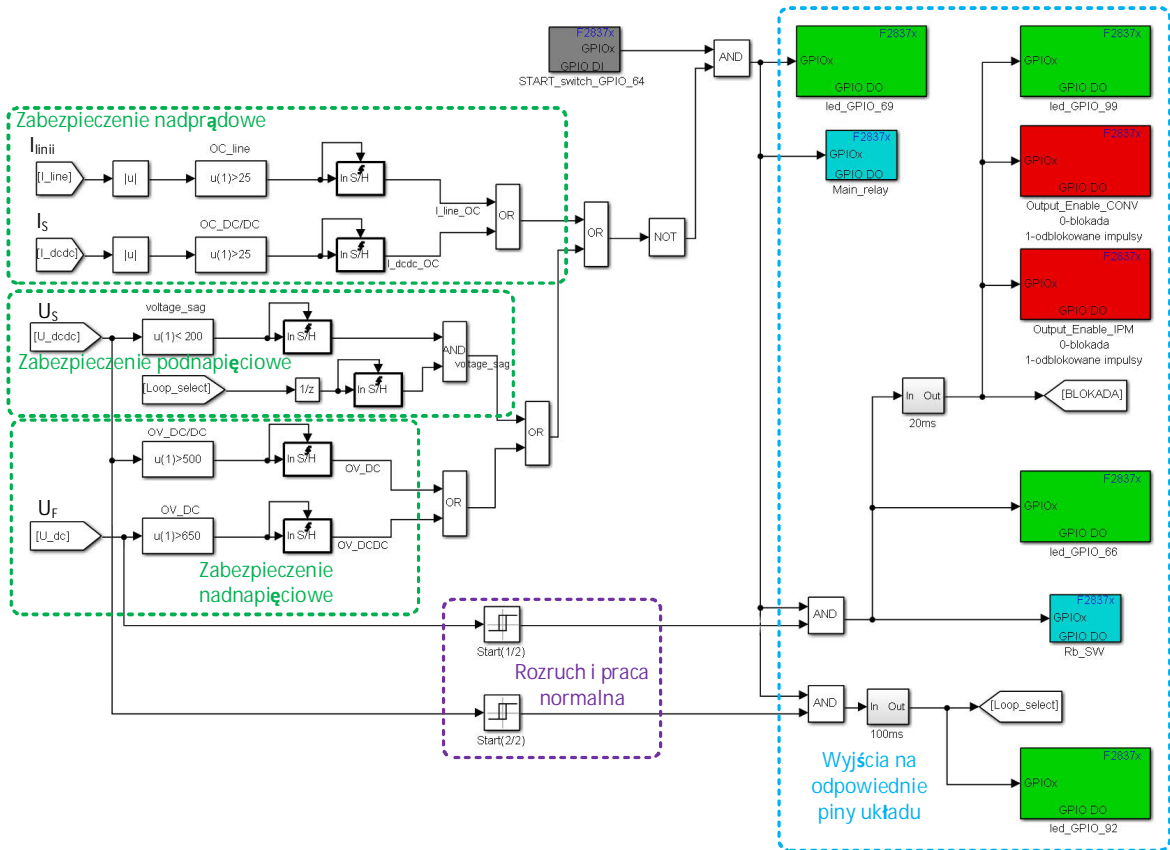
Na rys. IV-2.4 przedstawiono wykorzystany układ sterowania, opracowany na podstawie modelu symulacyjnego (rys. III-1.10 oraz rys. III-1.11). Struktura regulatorów PI pozostała taka sama.

W porównaniu z układem sterowania używanym podczas badań symulacyjnych, nie ma potrzeby wyzwalania pracy poszczególnych regulatorów sygnałem SOC, ponieważ są one umieszczone w podsystemie „Program main” (Rys. IV-2.1.), którego cała zawartość jest wykonywana w obsłudze przerwania generowanego przez przetwornik A/D.

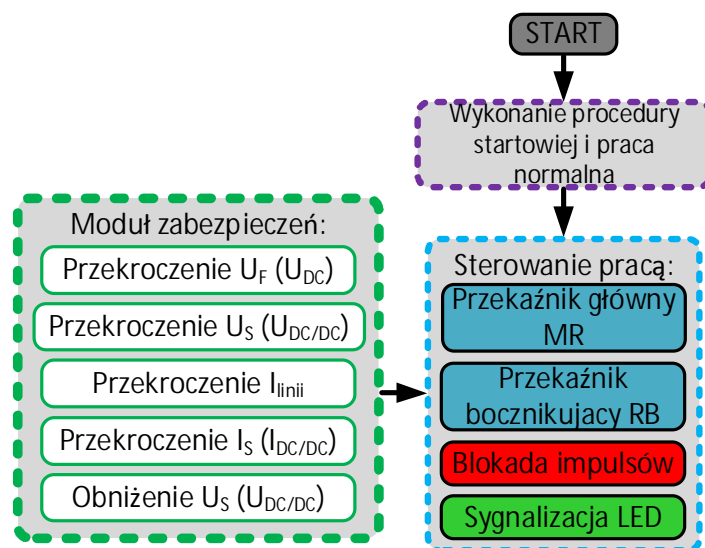


Rys. IV-2.4. Układ sterowania i regulacji filtru oraz przekształtnika DC/DC

Za prawidłową pracę urządzenia odpowiada układ, którego schemat przedstawiono na rys. IV-2.5. Jego zadaniem jest przeprowadzenie rozruchu układu po zadaniu startu (START_switch_GPIO_64) oraz równoległa z nim kontrola poziomów napięć i prądów w układzie. Ogólną strukturę realizowanego algorytmu przedstawiono na rys. IV-2.6.



Rys. IV-2.5. Układ zabezpieczeń i rozruchu, kontrolujący pracę urządzenia



Rys. IV-2.6. Graf obrazujący algorytm realizowany przez układ zabezpieczeń i rozruchu z rys. IV-2.5

Funkcje zabezpieczeniowe realizowane przez układ z rys. IV-2.5, można podzielić na trzy grupy:

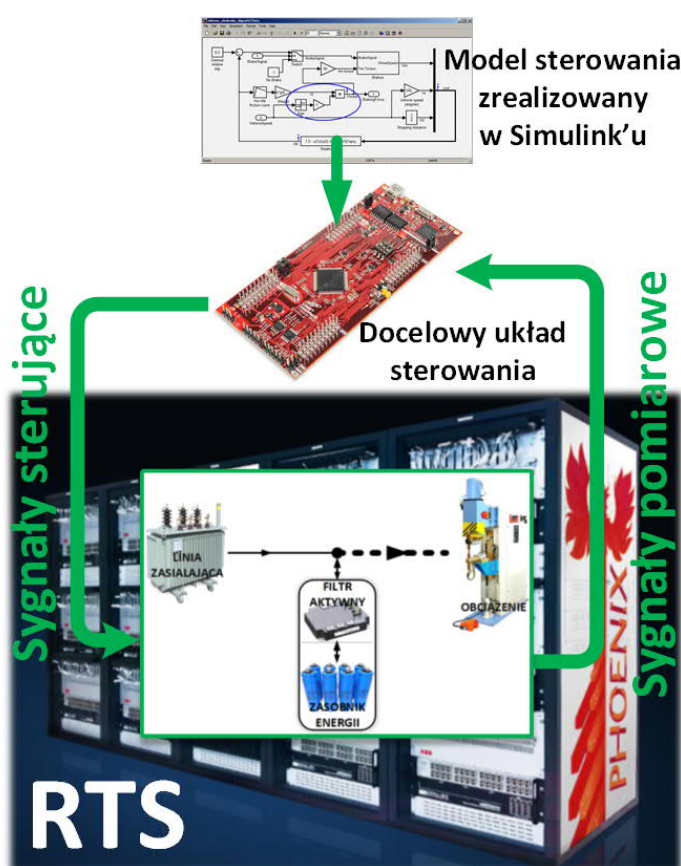
- Nadprądowe - zadaniem których jest wykrycie przekroczenia dopuszczalnej wartości maksymalnej mierzonych prądów I_{linii} oraz I_S . Rozwiązanie stanowi uzupełnienie modułu zabezpieczeń przedstawionego w podrozdziale IV-1.1 i gwarantuje zdecydowanie szybszą reakcję (selektywność). Zabezpieczenie zadziała jeżeli $|I_{linii}| > 25 \text{ A}$ lub $|I_S| > 25 \text{ A}$.
- Podnapięciowe - zadaniem którego jest wykrycie obniżenia wartości napięcia przekształtnika U_S poniżej dopuszczalnej wartości gwarantującej poprawną stabilizację napięcia na kondensatorze filtra C_F w trakcie pracy normalnej. Zabezpieczenie aktywuje się jeśli w trakcie pracy normalnej $U_S < 200 \text{ V}$.
- Nadnapięciowe - zadaniem których jest wykrycie przekroczenia dopuszczalnej wartości napięć U_F lub U_S . Sytuacja taka może wystąpić m.in. w przypadku utraty stabilności przez układ sterowania, spowodowane np. zbyt częstym załączaniem obciążenia (minimalny odstęp pomiędzy kolejnymi załączeniami obciążenia nie mniejszy niż 5 s). Zabezpieczenie zadziała jeżeli $U_F > 650 \text{ V}$ lub $U_S > 500 \text{ V}$.

W wyniku zadziałania któregoś z omówionych zabezpieczeń następuje wyłączenie układu poprzez blokadę impulsów sterujących pracą tranzystorów oraz odłączenie układu od linii zasilającej, za pomocą przekaźnika Main_relay. Stan awaryjny jest sygnalizowany przez diody LED, a powtórne uruchomienie układu jest możliwe jedynie po zresetowaniu urządzenia.

IV-3. Testy HIL opracowanego sterownika z wykorzystaniem z RTS

Testy funkcjonalne zaprogramowanego układu sterownika zostały wykonane na symulatorze czasu rzeczywistego Opal Phenix RTS (ang. Real Time Simulator) [84], w Laboratorium Nowych Technologii w Elektroenergetyce, udostępnionym przez Korporacyjne Centrum Badawcze ABB w Krakowie.

Sterownik, kontrolował pracę filtra z zasobnikiem, emulowanym w strukturze układu RTS (tzw. Hardware in the loop), zgodnie z procedurą przedstawioną na rys. I-3.1.

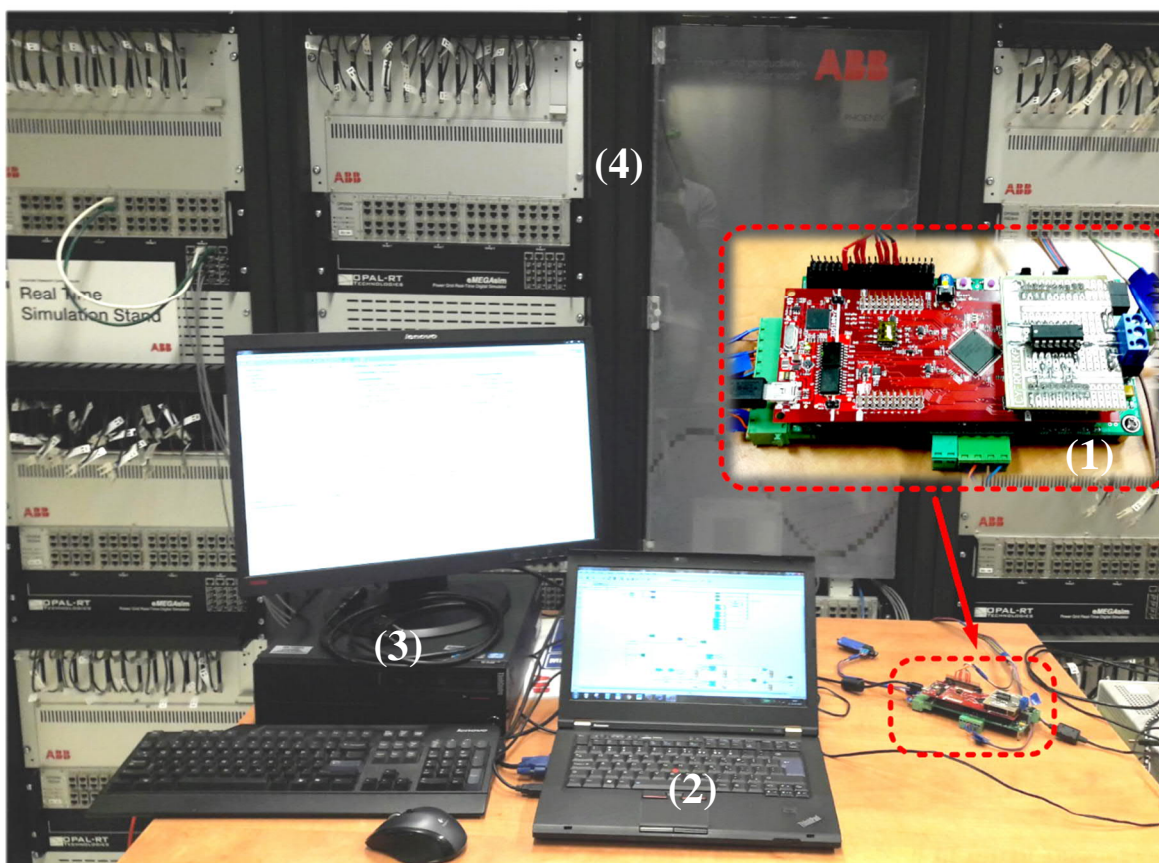


Rys. I-3.1. Schemat poglądowy układu kompensatora wahań mocy czynnej emulowanego w strukturze RTS - sterowanego za pomocą zrealizowanego sterownika

Wykorzystanie symulatora HIL umożliwiło wstępną weryfikację poprawności działania sterownika - opracowanych algorytmów, bez konieczności jego bezpośredniej współpracy z docelowym obiektem (zwłaszcza linią zasilającą). Pozwoliło to na wyeliminowanie, powstałych na etapie badań symulacyjnych niedociągnięć, co w razie ich wystąpienia, szczególnie podczas pierwszego uruchamiania mogłoby doprowadzić do uszkodzenia układu.

Algorytm sterowania został sprawdzony w szerokim horyzoncie czasowym, koniecznym ze względu na charakterystykę pracy opracowanego urządzenia. W trakcie symulacji z wykorzystaniem komputerów klasy PC, było to możliwe jedynie w ograniczonym zakresie, ze względu na wielokrotnie mniejszą dostępną pamięć, przy założonym kroku obliczeń ($2 \mu\text{s}$).

Zrealizowany sterownik, podczas testów na stanowisku laboratoryjnym RTS przedstawiono na rys. IV-3.2.



Rys. IV-3.2. Testowanie funkcjonalności opracowanego sterownika na stanowisku laboratoryjnym RTS:
(1)- badany sterownik; (2)- komputer odpowiedzialny za komunikację ze sterownikiem i korekcie algorytmu;
(3)- komputer odpowiedzialny za komunikację z układem RTS i emulację systemu; (4)- układ RTS

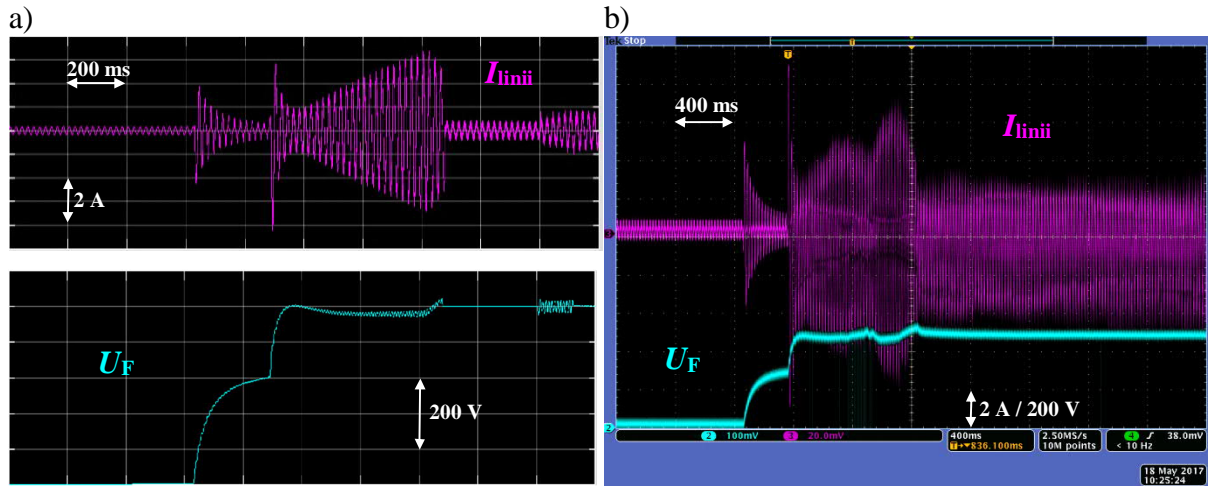
W trakcie badań sprawdzono podstawowe stany pracy urządzenia, realizowane przez opracowany sterownik. Komunikacja w czasie rzeczywistym między Simulink'iem a zaprogramowanym sterownikiem umożliwiła dokonanie niezbędnych korekt sprzętowych (zmian nastaw regulatorów), bez konieczności wielokrotnej kompilacji projektu, co na etapie prototypowania sterowania stanowi znaczące ułatwienie - przyspieszając prace z projektem.

Na rysunkach IV-3.3 do IV-3.5 zestawiono przebiegi uzyskane w trakcie symulacji komputerowych z odpowiadającymi im rezultatami wygenerowanymi na stanowisku RTS.

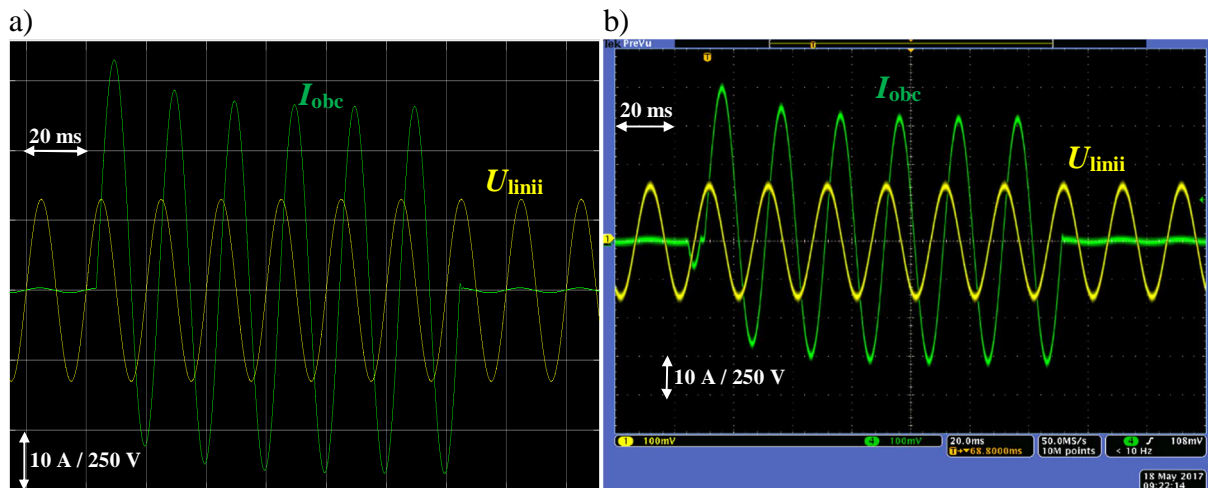
Przebiegi obserwowano za pomocą oscyloskopu, w wyniku odpowiedniej konfiguracji wyjść D/A (cyfrowo/analogowych) dostępnych w strukturze RTS.

Krok, z jakim obliczany był model, zaimplementowany w strukturze RTS wynosił $5 \mu\text{s}$ (200 kHz), a częstotliwość z jaką pracował badany sterownik ograniczona do 3 kHz. Ograniczenie szybkości pracy sterownika (docelowa wartość na poziomie 10 kHz) wynikało ze skończonych możliwości obliczeniowych układu symulatora - szybkości odczytywania sygnałów z wejść cyfrowych, bez pomijania próbek w trakcie wykonywania modelu (ang. overruns).

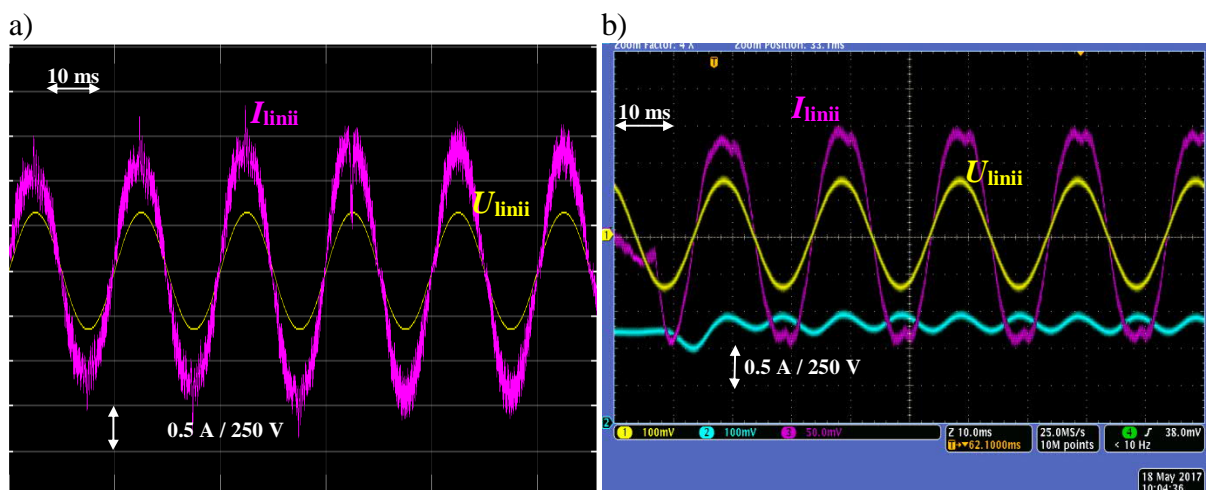
Zebrane informacje, umożliwiły przystąpienie do prac badawczych z rzeczywistym układem filtru aktywnego z zasobnikiem energii, w wyniku których nastąpiło zwiększenie częstotliwości pracy sterownika, a następnie korekta nastaw regulatorów.



Rys. IV-3.3. Rozruch układu - przebieg prądu linii zasilającej I_{LINII} oraz napięcia U_F w obwodzie pośredniczącym DC: a) symulacje komputerowe; b) symulacje na stanowisku RTS



Rys. IV-3.4. Przebiegi prądu obciążenia I_{obc} oraz napięcia linii zasilającej U_{linii} : a) symulacje komputerowe; b) symulacje na stanowisku RTS

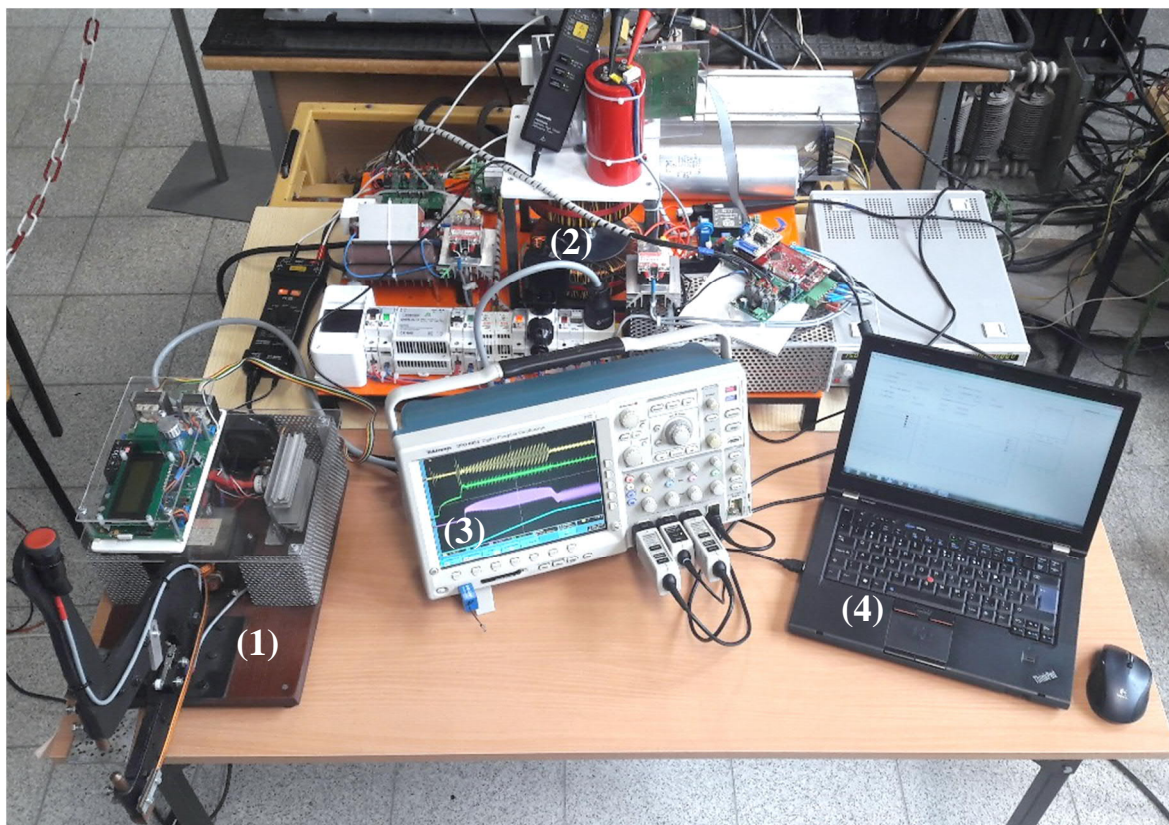


Rys. IV-3.5. Przebiegi prądu I_{LINII} oraz napięcia U_{LINII} linii zasilającej podczas pracy układu i załączeniu obciążenia: a) symulacje komputerowe; b) symulacje na stanowisku RTS

IV-4. Rezultaty badań w układzie rzeczywistym

W trakcie badań laboratoryjnych na zrealizowanym układzie przeprowadzono analizę stanów ustalonych oraz stanów dynamicznych. Algorytmy realizujące koncepcje sterowania zostały zweryfikowane w pełnym zakresie przewidzianego obciążenia.

Kompletne stanowisko badawcze wykorzystywane podczas badań przedstawiono na rys. IV-4.1.



Rys. IV-4.1. Zrealizowane stanowisko badawcze podczas badań: (1)- obciążenie - zgrzewarka; (2)- filtr aktywny z dodatkowym zasobnikiem energii; (3)- oscyloskop; (4)- komputer z graficznym interfejsem użytkownika GUI

Na potrzeby pracy opracowano graficzny interfejs użytkownika, korzystając w tym celu z GUIcomposer [112] - narzędzia z pakietu Code Composer Studio (CCS) [111], dostarczonego przez producenta wykorzystywanego sterownika DSP Texas Instruments.

Wygląd interfejsu, opracowany w trakcie badań, wraz z opisem realizowanych funkcji przedstawiono na rys. IV-4.2. Program umożliwia podgląd poziomów napięć U_F oraz U_S w czasie rzeczywistym. Wyświetla ewentualne informacje o błędach układzie w (ERRORS), które mogą spowodować wyłączenie (zablokowanie pracy tranzystorów w strukturze). Pozwala także na zmianę nastaw wykorzystywanych regulatorów,

bez konieczności każdorazowej kompilacji projektu. Dodatkowo umieszczono przycisk umożliwiający załączenie lub wyłączenie układu z poziomu aplikacji.

Działanie układu nie wymaga każdorazowego uruchamiania pakietu Matlab & Simulink, w celu zaprogramowania urządzenia. Program stanowi integralną część zrealizowanej aplikacji.



Rys. IV-4.2. Opracowany graficzny interfejs użytkownika, umożliwiający komunikację ze sterownikiem podczas pracy układu, gdzie: (1)- nastawy regulatorów dla fazy rozruchowej oraz pracy normalnej; (2)- przycisk załączenia lub wyłączenia układu; (3)- wykres możliwych błędów; (4)- wykres poziomu napięć U_F oraz U_S

IV-4.1. Rozruch układu

Pierwszym z analizowanych stanów dynamicznych badanego układu był rozruch. Zarejestrowane podczas niego oscylogramy prądu i napięcia linii zasilającej (I_{linii} , U_{linii}), napięć U_F , U_S , oraz prądu I_S przedstawiono na rys. IV-4.3. Ładowanie pojemności w układzie przebiegało zgodnie z procedurą omówioną w podrozdziale III-1.4, a przebieg procesu oraz kształt przebiegów pokrywa się z rezultatami badań symulacyjnych zawartymi w podrozdziale III-2.

Powiększenie (w osi czasu) poszczególnych etapów rozruchu, pozwalające na ocenę jakości pracy układu oraz kształtowanego przebiegu prądu linii na tle napięcia linii zasilającej przedstawiono na rysunkach IV-4.4 do IV-4-7.

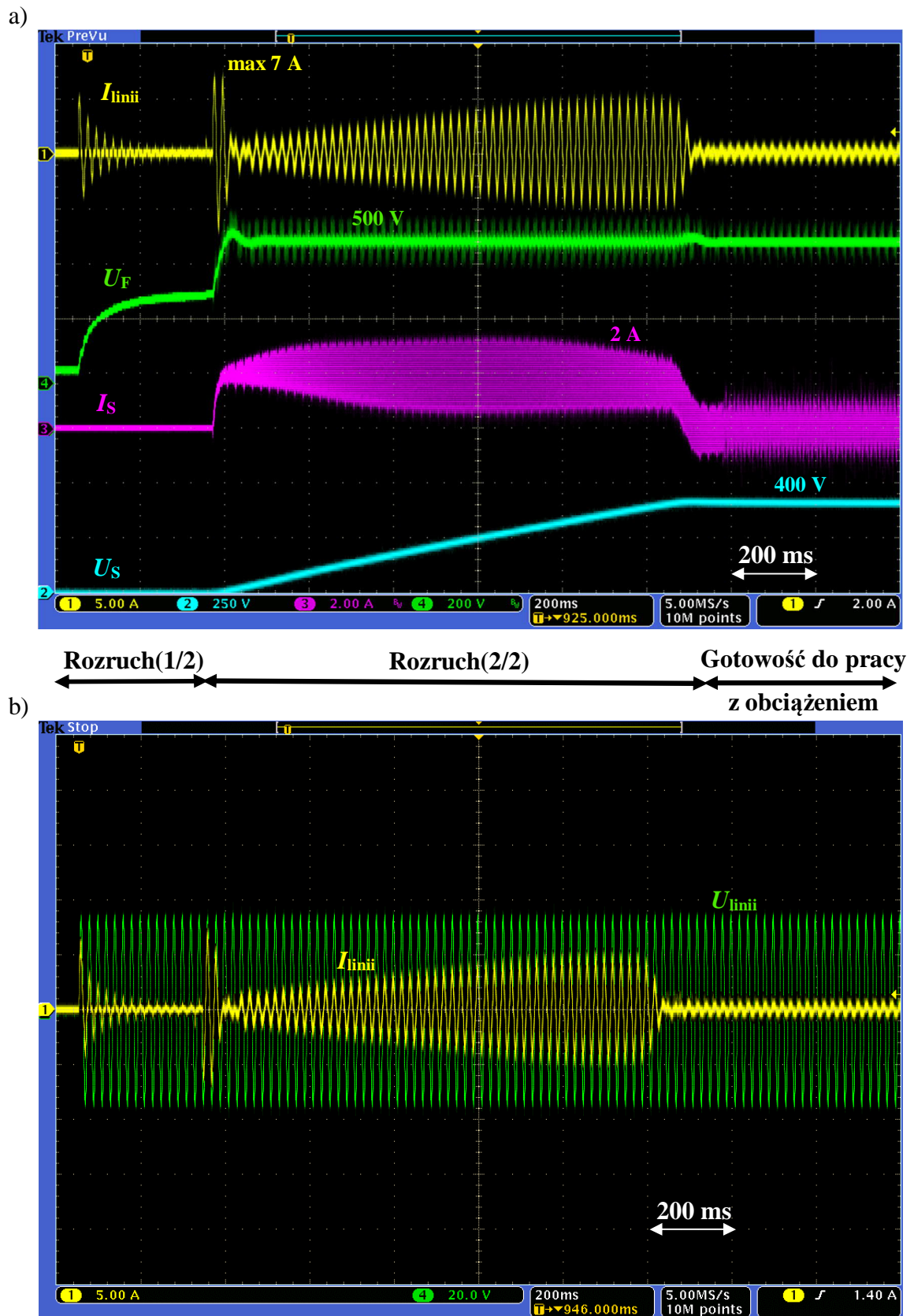
W pierwszym kroku (rys. IV-4.4) ma miejsce załączenie układu oraz wstępne ładowanie pojemności filtra C_F . Po osiągnięciu przez napięcie U_F wartości 310 V, następuje zwarcie rezystora ograniczającego prąd ładowania R_B oraz doładowanie pojemności do wartości maksymalnej napięcia w linii zasilającej (maksymalna wartość prądu ładowania początkowego nie przekracza 6 A).

Aktywacja układu sterownia i regulacji (rys. IV-4.5) odbywa się z opóźnieniem wynoszącym 20 ms. Gwarantuje to, iż przekaźnik półprzewodnikowy, bocznikujący rezystor ładowania początkowego zostanie w pełni załączony. W trakcie tego kroku pojemność C_F zostaje doładowana do wartości referencyjnej 500 V. Preregulowanie wartości napięcia U_F , w początkowej fazie rozruchu nie przekracza 8% (40 V) wartości zadanej (500 V).

Równocześnie z ładowaniem pojemności filtra C_F rozpoczyna się dużo dłuższy proces ładowania pojemności przekształtnika C_S (wielokrotnie większej od C_F), przebieg fragmentu tego etapu przedstawiono na rys. IV-4.6. Niewielkie wzmocnienie regulatora napięcia gwarantuje odpowiednie tłumienie trzeciej harmonicznej w generowanym prądzie linii zasilającej, a nieciągłość prądu w okolicach przejścia przez zero, wynika z przyjętej wartości czasu martwego wynoszącego 3 μ s.

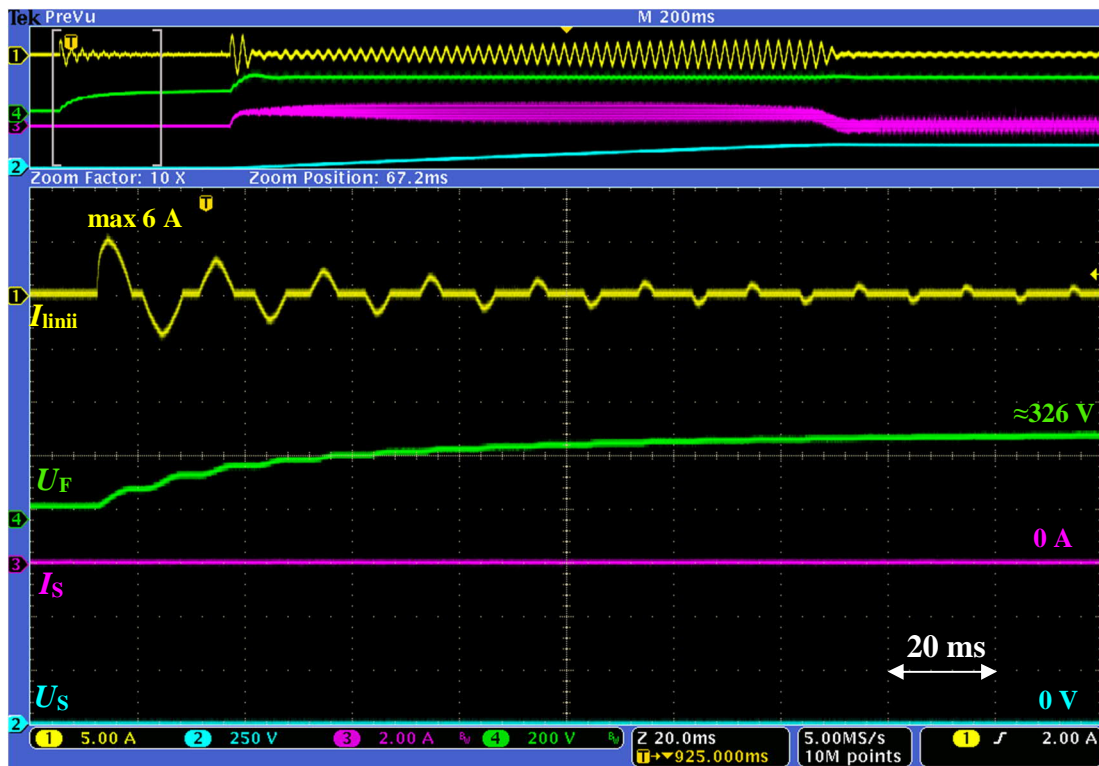
Mała wartość wzmocnienia regulatora napięcia ma wpływ na wydłużenie procesu ładowania pojemności w układzie. Ładowanie pojemności przekształtnika DC/DC odbywa się z prądem ograniczonym do 2 A, co zapewnia prawidłową stabilizację napięcia U_F przez wolny układ regulacji filtra. Prąd ładowania ograniczono do 7 A.

Po przekroczeniu przez napięcie U_S wartości 380 V (spełnienie warunku $U_F = 500$ V oraz $U_S > 380$ V), następuje przełączanie struktury regulacji (rys. IV-4-7), z opóźnieniem wynoszącym 100 ms. Układ rozpoczyna pracę z niewielką wartością prądu gwarantującą podtrzymanie zadanych poziomów napięć. Możliwa jest już praca z obciążeniem (kompensacja jego wpływu na linie zasilającą). Pełną gotowość do pracy z obciążeniem układ osiąga już po około 1,4 s.

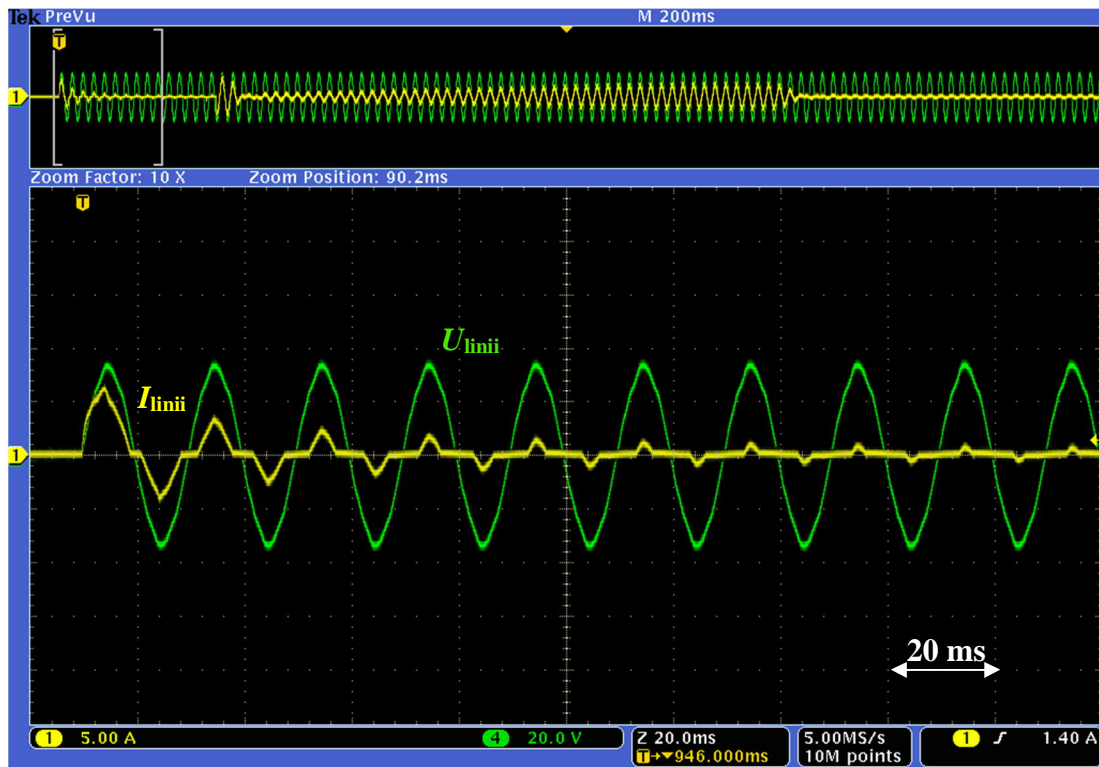


Rys. IV-4.3. Rozruch układu zgodnie z procedurą przedstawioną na rys. III-1.9: a) przebiegi prądu linii zasilającej I_{LINII} , napięcia w obwodzie pośredniczącym DC filtra U_F , prądu w obwodzie przekształtnika I_S oraz napięcia przekształtnika U_S ; b) prąd i napięcie linii zasilającej (I_{linii} , U_{linii}) podczas rozruchu

a)

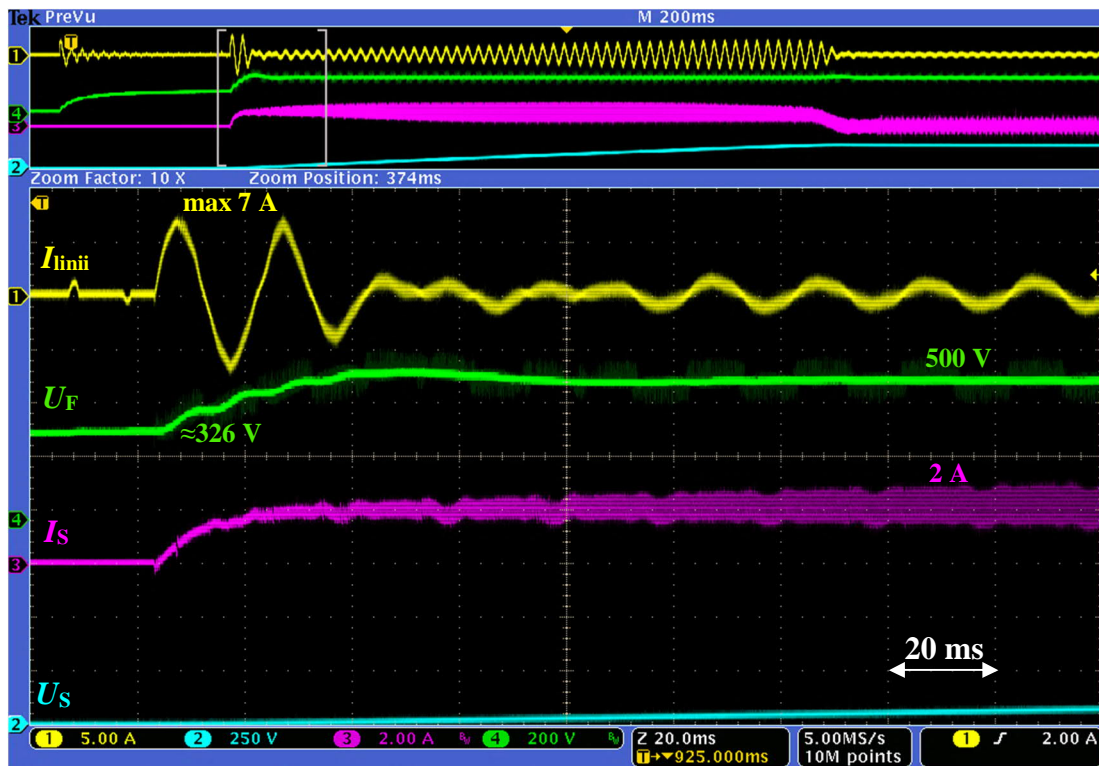


b)

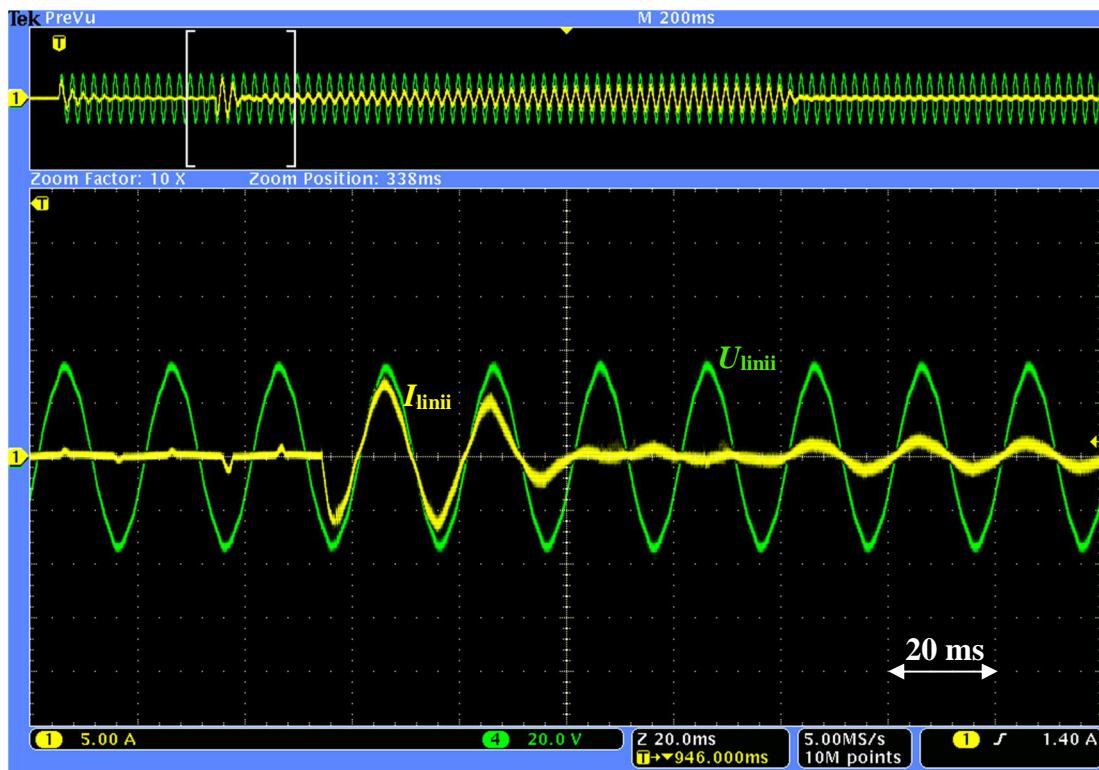


Rys. IV-4.4. Powiększenie pierwszej fazy rozruchu Rozruch(1/2) - ładowanie początkowe przez diody w strukturze modułu mocy IPM : a) przebiegi prądu linii zasilającej I_{linii} , napięcia w obwodzie pośredniczącym DC filtra U_F , prądu w obwodzie przekształtnika I_s oraz napięcia przekształtnika U_s ; b) prąd i napięcie linii zasilającej (I_{linii} , U_{linii})

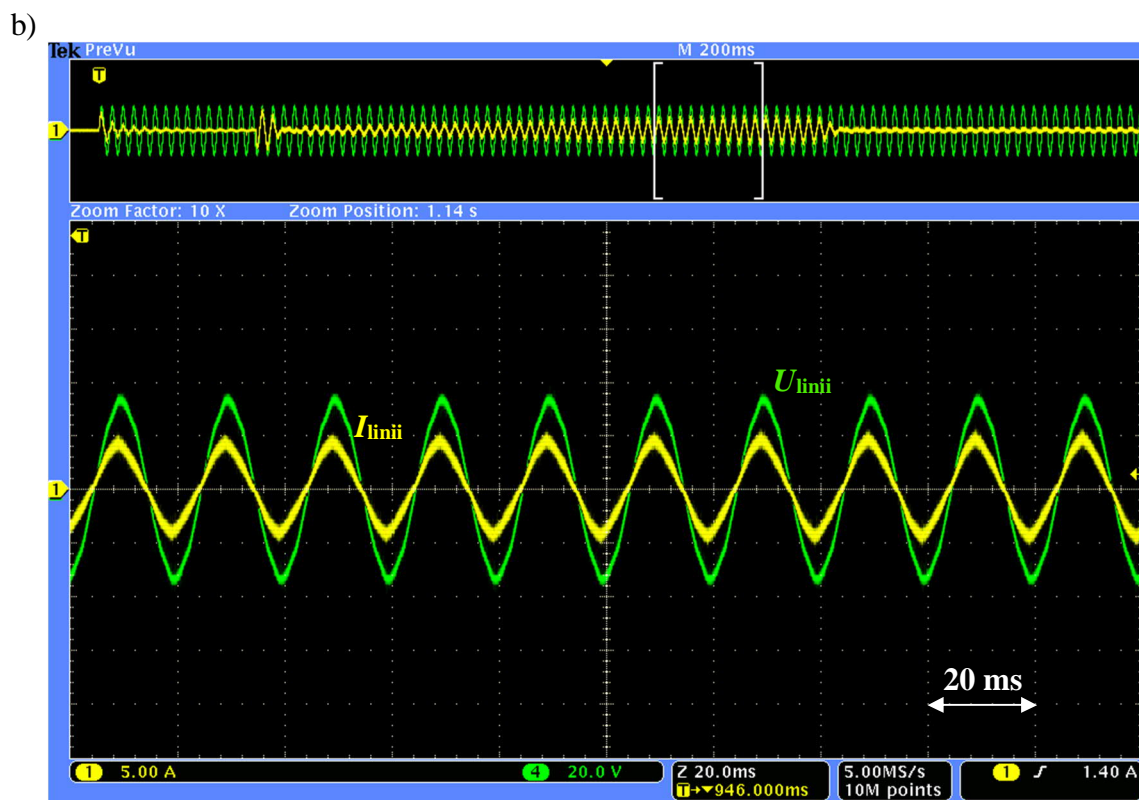
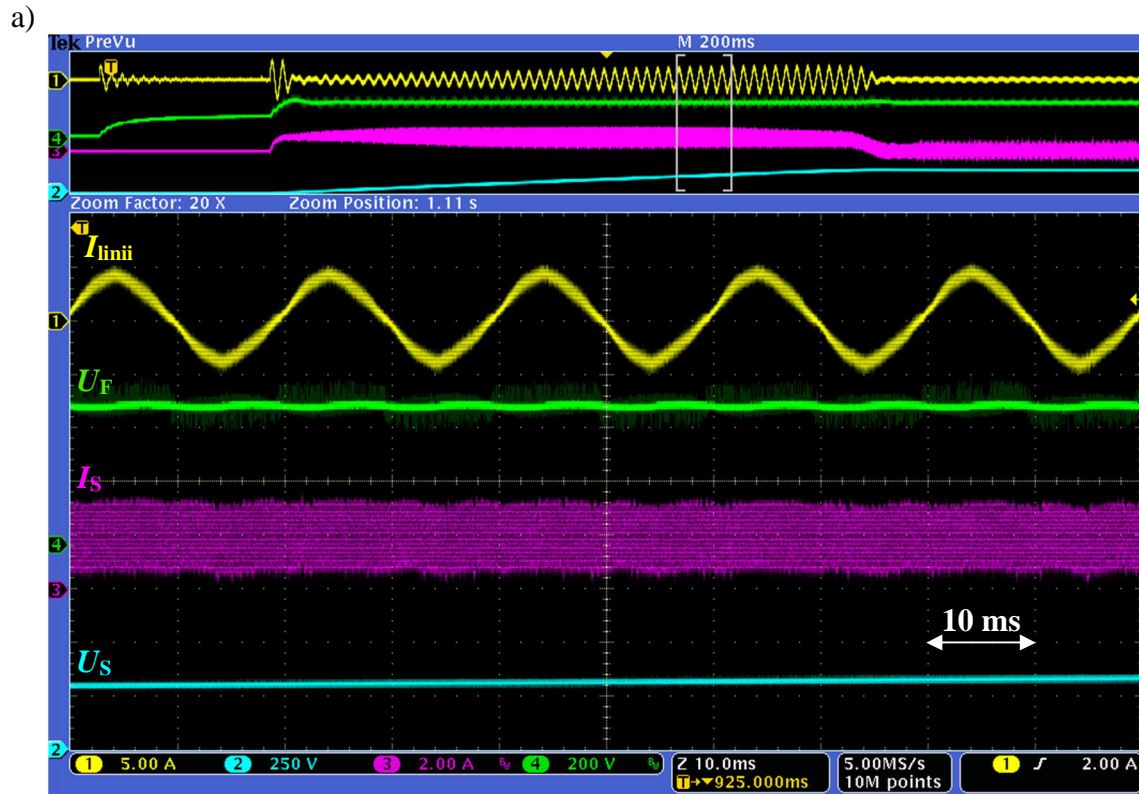
a)



b)

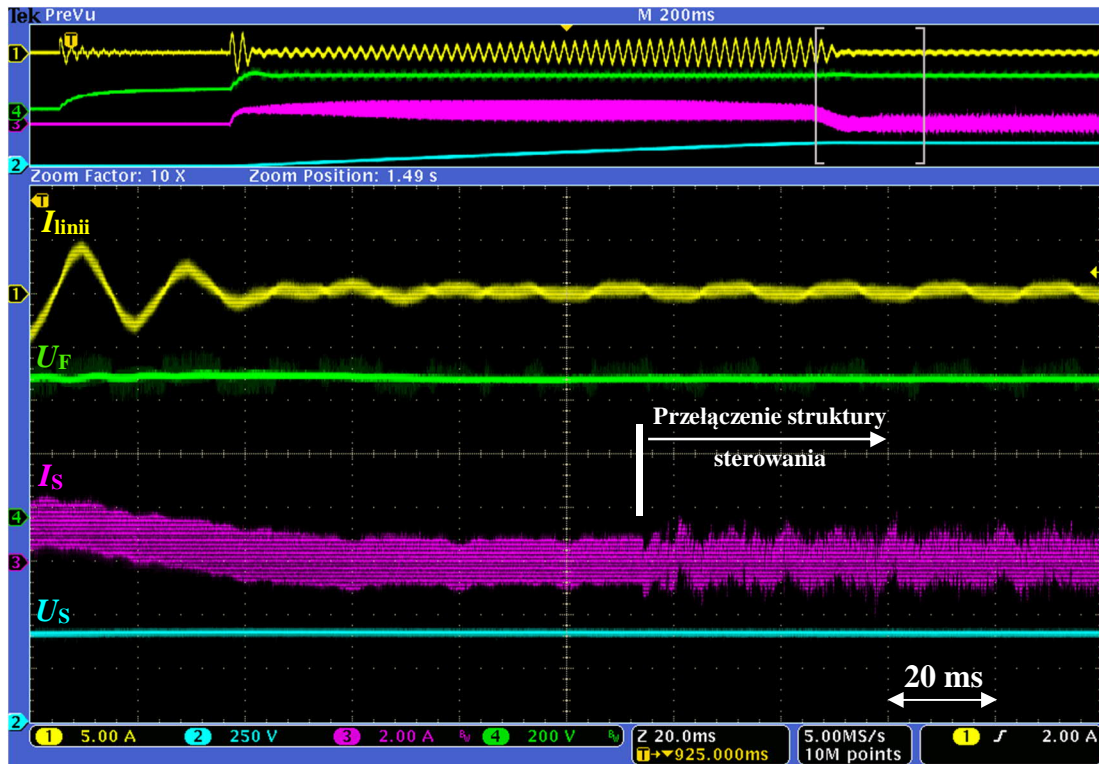


Rys. IV-4.5. Powiększenie drugiej fazy rozruchu Rozruch(2/2) - start układu sterowania i regulacji:
 a) przebiegi prądu linii zasilającej I_{linii} , napięcia w obwodzie pośredniczącym DC filtru U_F , prądu w obwodzie przekształtnika I_S oraz napięcia przekształtnika U_S , b) prąd i napięcie linii zasilającej (I_{linii} , U_{linii})

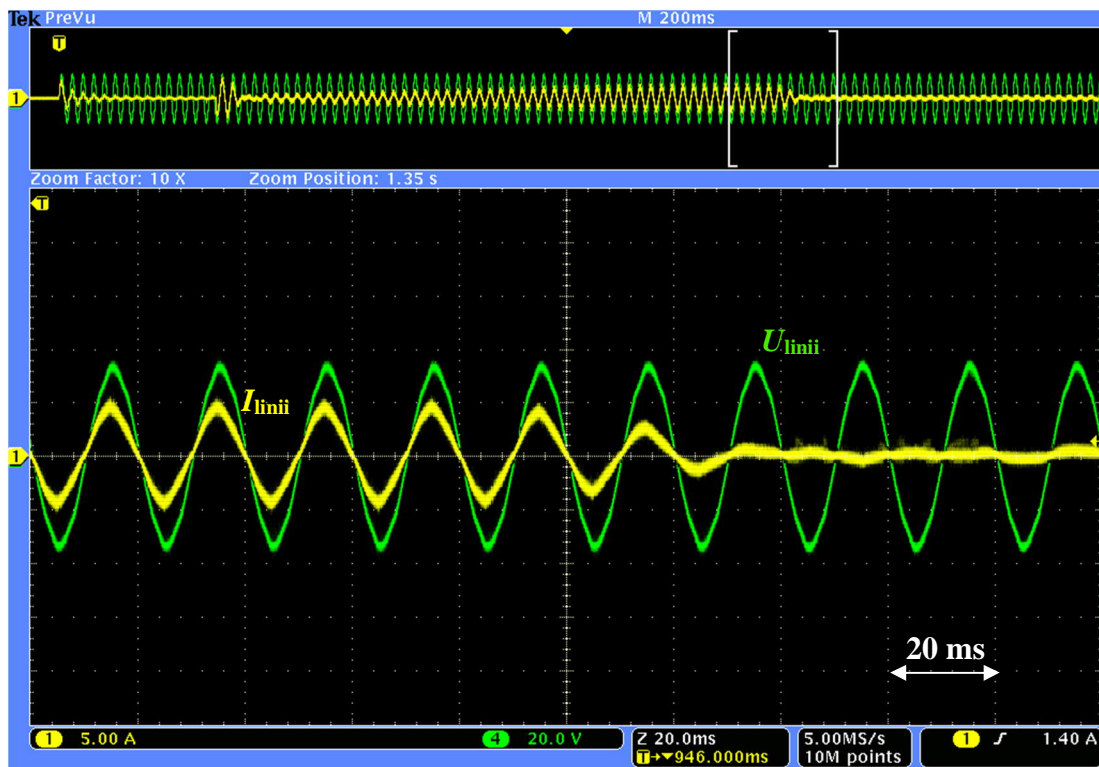


Rys. IV-4.6. Powiększenie drugiej fazy rozruchu Rozruch(2/2) – kształt prądu podczas procesu rozruchu:
 a) przebiegi prądu linii zasilającej I_{limii} , napięcia w obwodzie pośredniczącym DC filtru U_F , prądu w obwodzie przekształtnika I_S oraz napięcia przekształtnika U_S ; b) prąd i napięcie linii zasilającej (I_{limii} , U_{limii})

a)



b)



Rys. IV-4.7. Powiększenie drugiej fazy rozruchu Rozruch(2/2) - przełączenia struktury sterowania na docelową (osiągnięcia przez układ gotowości do pracy z obciążeniem): a) przebiegi prądu linii zasilającej I_{linii} , napięcia w obwodzie pośredniczącym DC filtra U_F , prądu w obwodzie przekształtnika I_S oraz napięcia przekształtnika U_S ; b) prąd i napięcie linii zasilającej (I_{linii} , U_{linii})

IV-4.1. Praca z obciążeniem

Kolejnym z badanych stanów dynamicznych był wpływ załączania obciążenia - jednofazowej zgrzewarki punktowej na prąd linii zasilającej podczas działania układu filtru aktywnego z zasobnikiem. Badania skuteczności opracowanego urządzenia podzielono na trzy etapy przedstawione w podrozdziałach IV-4.1.1, IV-4.1.2 oraz IV-4.1.3.

Ze względów bezpieczeństwa minimalną wartość kąta opóźnienia załączania tyrystorów, z którą prowadzono badania przyjęto $\alpha = 70^{\circ}$, co ogranicza maksymalną wartość prądu kompensowanego obciążenia do 20 A.

IV-4.1.1. Etap I: kompensacja zgrzewarki pracującej ze stałym czasem zgrzewania i zmiennym kątem opóźnienia załączenia tyrystorów

W trakcie tego etapu prac miała miejsce kompensacja prądu zgrzewarki pracującej ze stałym czasem zgrzewania, wynoszącym 6 okresów napięcia linii zasilającej ($t_i = 6 \times 20$ ms), załączanej ze zmienną wartością kąta opóźnienia załączenia tyrystorów α , wynoszącym odpowiednio 120° , 110° , 90° , 70° . Zarejestrowane oscylogramy prądu i napięcia linii zasilającej oraz prądu obciążenia przedstawiono na rysunkach od IV-4.8 do IV-4.11.

Dla dużych wartości kąta opóźnienia złączenia tyrystorów $\alpha > 100^{\circ}$ (rys. IV-4.8 oraz IV-4.9) wartość maksymalna prądu zgrzewania nie przekracza 8 A. Działanie układu redukuje ok. trzykrotnie wartość maksymalną prądu linii zasilającej. Kształt generowanego prądu odbiega od sinusoidy, ze względu na niewielką wartość amplitudy podstawowej harmonicznej, w odniesieniu do składowej o częstotliwości przełączania. Duża szybkość zmiany (stromość narastania) prądu generowanego przez zgrzewarkę ze względu na prace z dużym kątem sprawia, iż filtr nie nadąża za zmianami prądu obciążenia. Ograniczenie szybkości zmian prądu filtru wynika z wartości indukcyjności dławika wyjściowego filtru, jak również skończonej nadwyżki napięcia kondensatora C_F nad napięciem linii zasilającej [87]. Wartość indukcyjności osiąga większe wartości dla mniejszych wartości prądu (lepszemu filtracji kosztem słabszej dynamiki), zagadnienie opisane w podrozdziale IV-1.2.1.

Przy pracy z mniejszymi kątami opóźnienia załączenia tyrystorów, wartość prądu zgrzewania dochodzi do ok. 20 A. Maksymalną wartość kąta ustalono na poziomie 70° , co wynika z kąta fazowego zgrzewarki i w naturalny sposób ogranicza (eliminuje) prawdopodobieństwo wystąpienia składowej aperiodycznej - DC w przebiegu prądu.

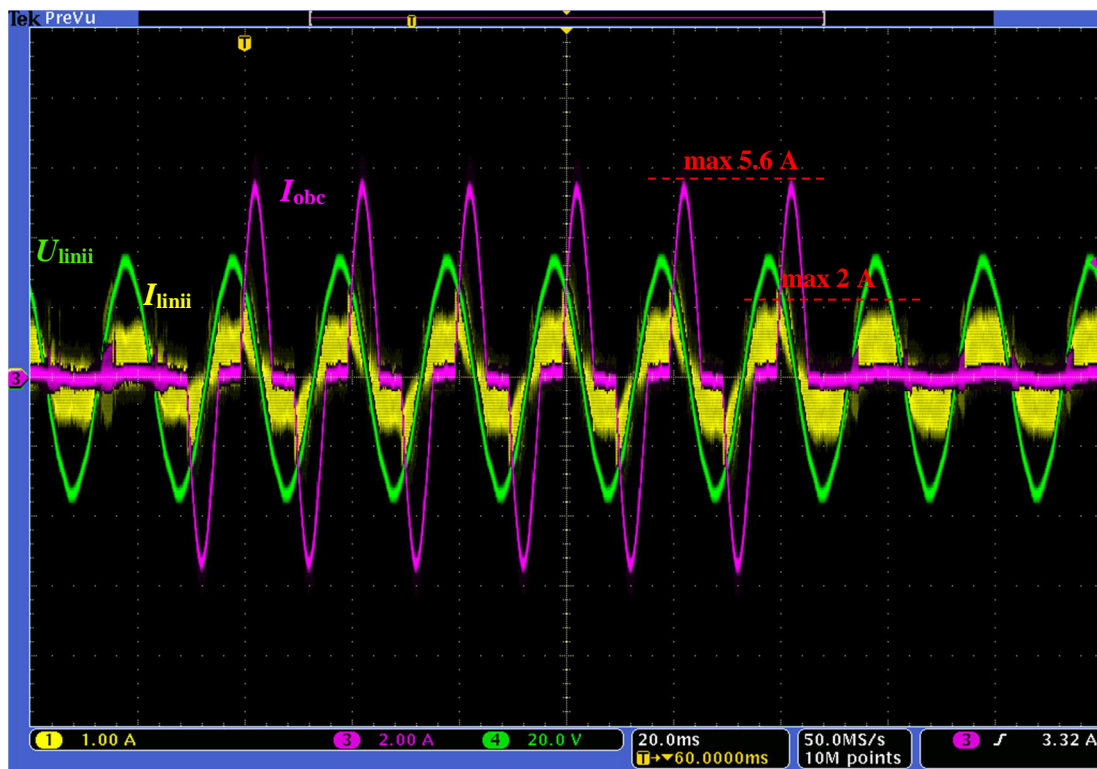
Występujące w przebiegu prądu zgrzewania wahania wartości maksymalnej, lub ewentualne zwiększenie prądu zgrzewania w stosunku do wartości początkowej, wynikają z nierównomiernego docisku w trakcie badań (docisk ręczny) oraz nierówności spajanych powierzchni.

W miarę przepływu prądu przez punkt zgrzewu, spajane powierzchnie uplastyczniają się, ulegając nadtopieniu. Wypaleni ulegają zabrudzenia (tlenki), poprawie ulega ich styk, a w konsekwencji zmniejsza się rezystancja przejścia, co ma bezpośredni wpływ na zwiększenie wartości prądu w końcowej fazie zgrzewania. Zjawisko szczególnie widoczne podczas dalszych etapów prowadzonych badań.

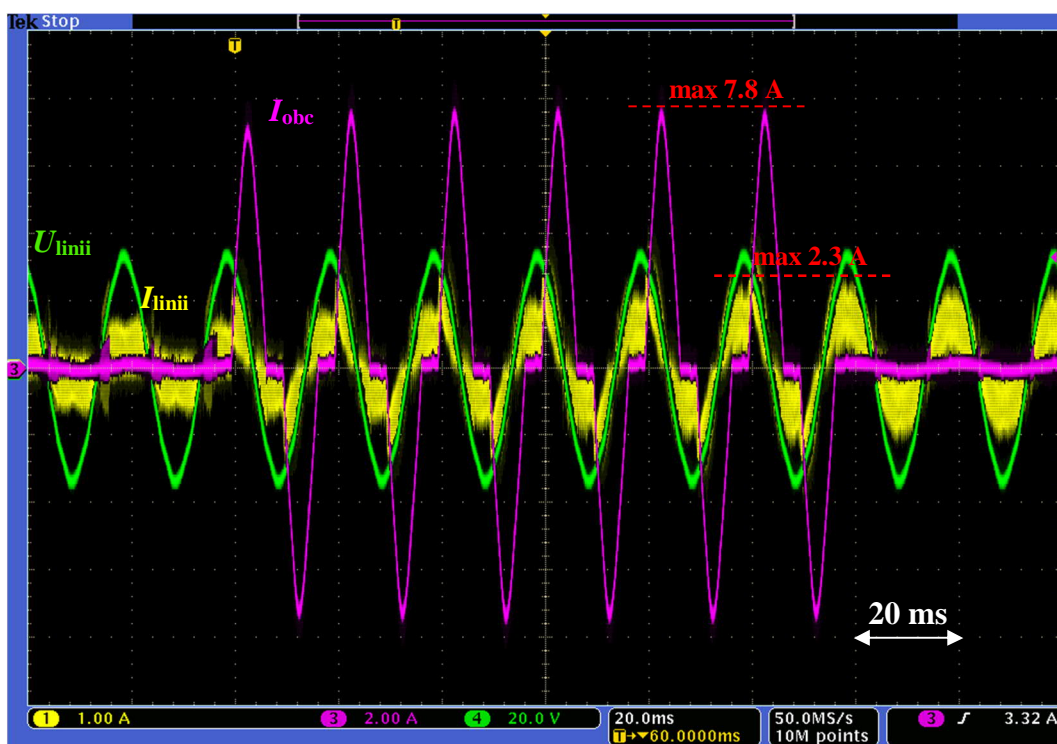
Dla pracy z minimalną dopuszczalną wartością kąta opóźnienia załączenia tyrystorów α wynoszącą 70° , nastąpiła ponad sześciokrotna redukcja wartości maksymalnej prądu linii zasilającej. Prąd linii jest współfazowy z napięciem linii zasilającej, a jego kształt odwzorowuje sinusoidę napięcia zasilającego.

Dobrana wartość indukcyjności wejściowej filtra L gwarantuje odpowiednią kompensację składowej o częstotliwości przełączania (tzw. rippli prądowych) w przebiegu prądu linii, co dowodzi poprawności przeprowadzonych obliczeń zawartych w podrozdziale II-2.

Przedstawiony na oscylogramach mechanizm rozkładu wartości maksymalnej prądu linii w czasie oraz charakter prądu (sinusoidalny współfazowy z napięciem), pokrywają się z wynikami badań symulacyjnych, a otrzymane rezultaty w pełni dowodzą postawionej w pracy tezy. Proces rozkładu uwidacznia się szczególnie w czasie pracy z kątem opóźniania załączania tyrystorów $\alpha < 100^{\circ}$ (rys. IV-4.10 oraz IV-4.11).

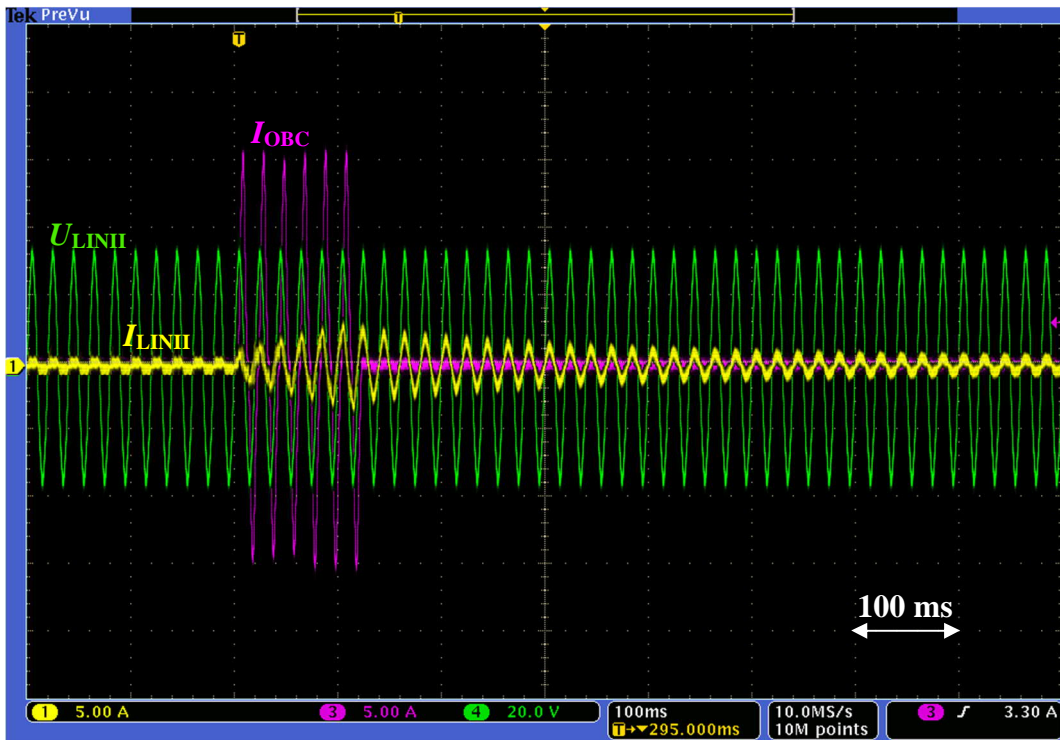


Rys. IV-4.8. Przebieg prądu obciążenia (I_{obc}) oraz prądu i napięcia linii zasilającej (I_{linii} , U_{linii}) podczas kompensacji obciążenia - zgrzewarki, załączanej na 6 okresów napięcia linii zasilającej (6x20 ms) z kątem opóźnienia załączenia tyrystorów wynoszącym 120°

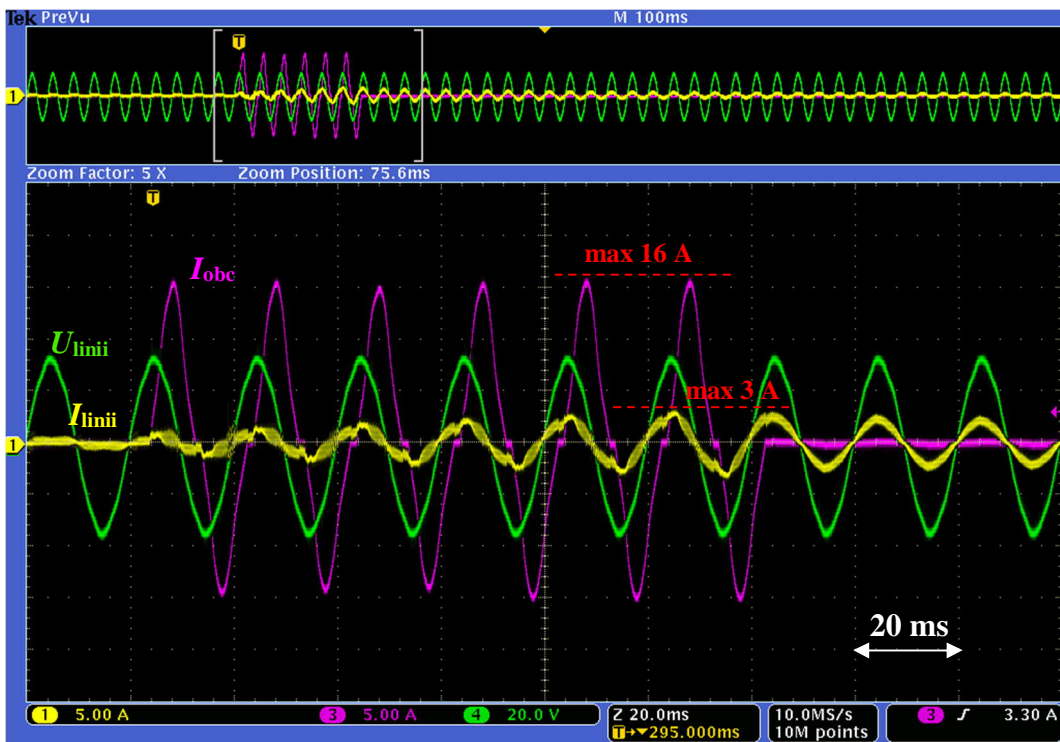


Rys. IV-4.9. Przebieg prądu obciążenia (I_{obc}) oraz prądu i napięcia linii zasilającej (I_{linii} , U_{linii}) podczas kompensacji obciążenia - zgrzewarki, załączanej na 6 okresów napięcia linii zasilającej (6x20 ms) z kątem opóźnienia załączenia tyrystorów wynoszącym 110°

a)

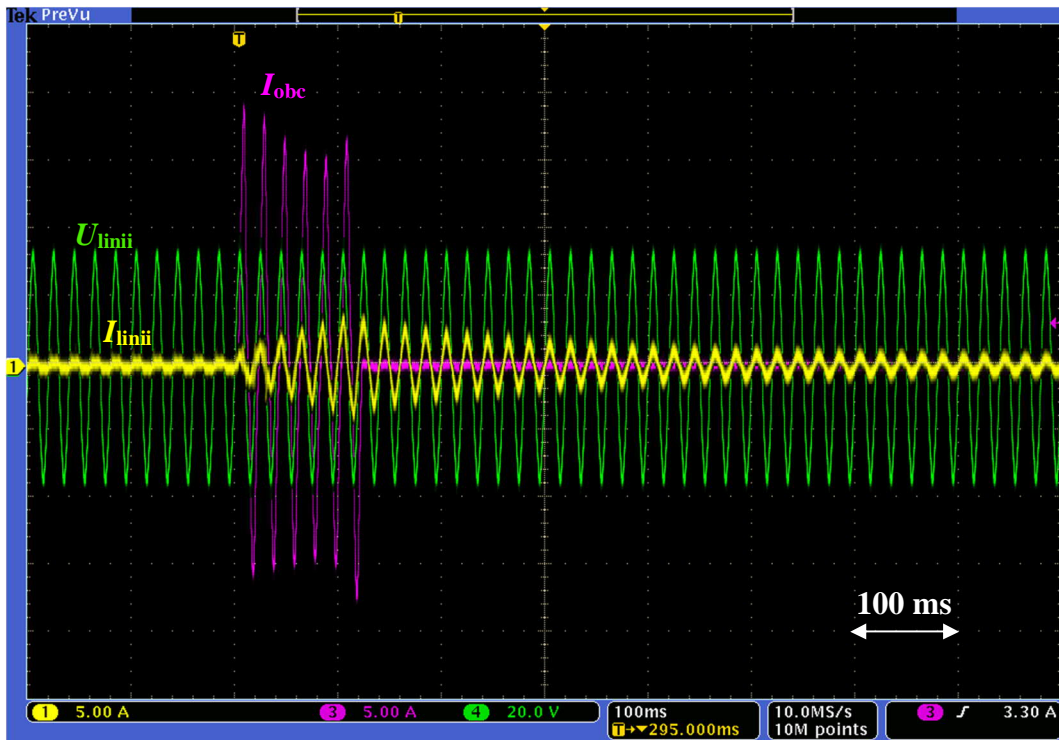


b)

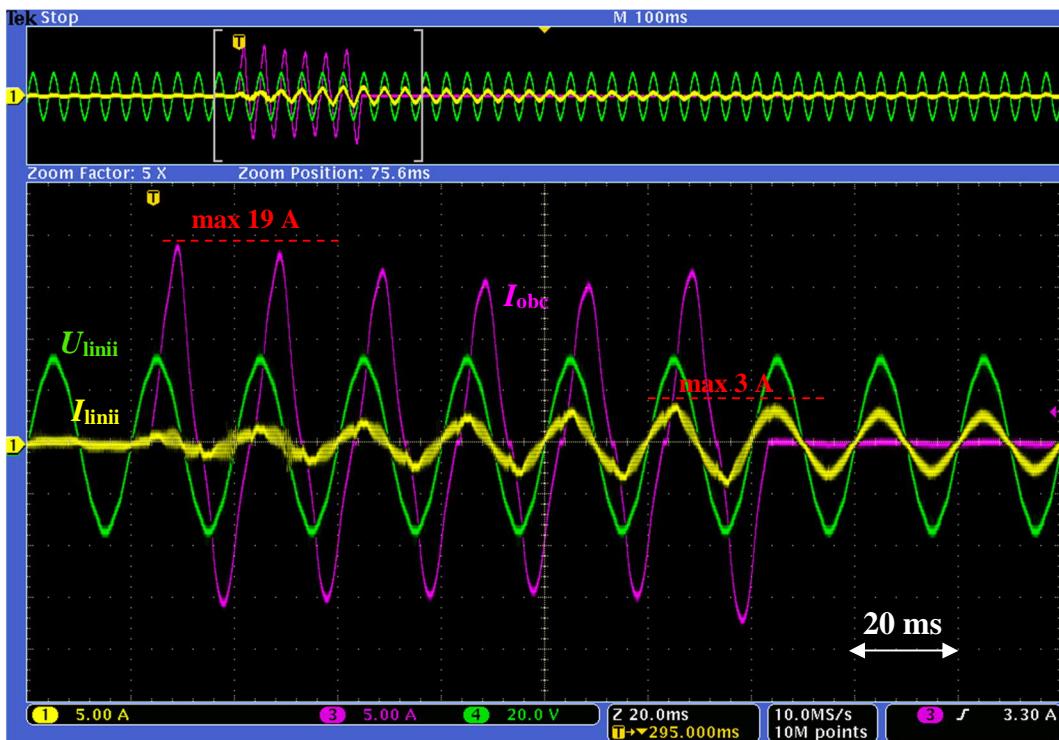


Rys. IV-4.10. Przebieg prądu obciążenia (I_{obc}) oraz prądu i napięcia linii zasilającej (I_{linii} , U_{linii}) podczas kompensacji obciążenia - zgrzewarki, załączanej na 6 okresów napięcia linii zasilającej (6×20 ms) z kątem opóźnienia załączenia tyrystorów wynoszącym 90° : a) szerszy horyzont czasowy obrazujący rozkład prądu linii zasilającej w czasie; b) powiększenie chwili załączenia obciążenia i jego wpływ na prąd linii zasilającej

a)



b)



Rys. IV-4.11. Przebieg prądu obciążenia (I_{obc}) oraz prądu i napięcia linii zasilającej (I_{linii} , U_{linii}) podczas kompensacji obciążenia - zgrzewarki, załączanej na 6 okresów napięcia linii zasilającej (6x20 ms) z kątem opóźnienia załączenia tyrystorów wynoszącym 70° : a) szerszy horyzont czasowy obrazujący rozkład prądu linii zasilającej w czasie; b) powiększenie chwili załączenia obciążenia i jego wpływ na prąd linii zasilającej

IV-4.1.2. Etap II: kompensacja zgrzewarki pracującej ze zmiennym czasem zgrzewania i stałą wartością kąta opóźnienia załączenia tyrystorów

W trakcie tego etapu prac miała miejsce kompensacja prądu zgrzewarki pracującej ze zmiennym czasem zgrzewania, wynoszącym odpowiednio 6, 8, 10, 12 okresów napięcia linii zasilającej (6x20 ms, 8x20 ms, 10x20 ms, 12x20 ms), załączanej ze stałą wartością kąta opóźniania załączenia tyrystorów $\alpha = 70^\circ$. Zarejestrowane oscylogramy prądu i napięcia linii zasilającej, prądu obciążenia oraz napięcia w obwodzie przekształtnika DC/DC przedstawiono na rysunkach od IV-4.13 do IV-4.15.

Celem badań przeprowadzonych w trakcie II etapu, była weryfikacja poprawności doboru magazynów energii w układzie (zwłaszcza pojemności zasobnika energii C_S) oraz określenie maksymalnej dopuszczalnej liczby okresów, na które może zostać załączona zgrzewarka, bez utraty możliwości kompensacji udarów mocy czynnej przez opracowany układ.

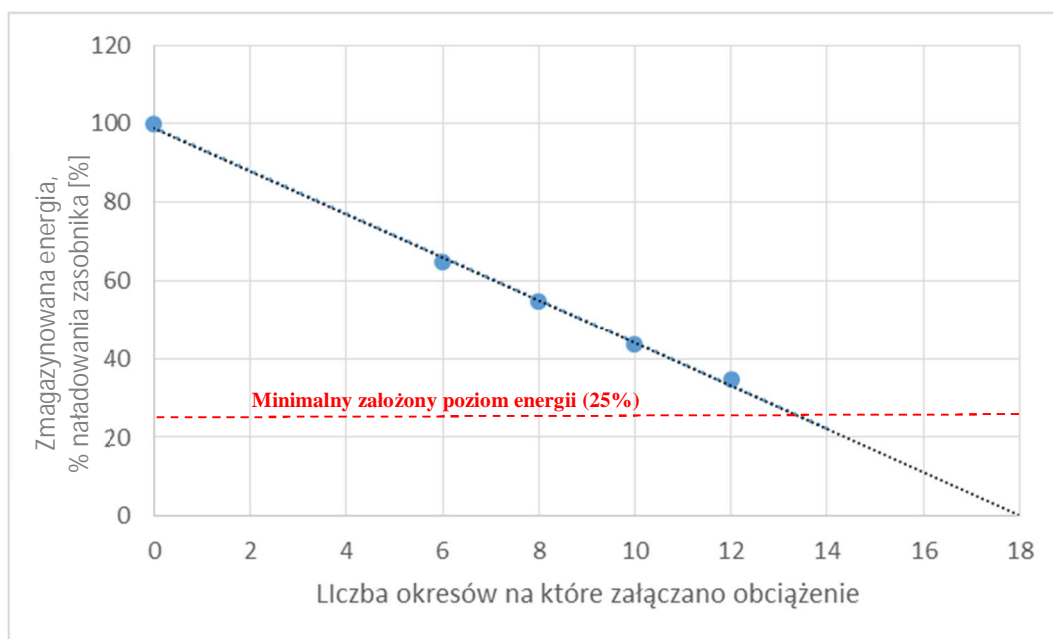
Załączanie obciążenia na sześć okresów napięcia linii zasilającej (założenie dla którego projektowano układ) powodowało obniżenie wartości napięcia U_S o 78 V. Oznacza to, iż w trakcie kompensacji obciążenia, pojemność zasobnika została rozładowana do poziomu 64% w odniesieniu do energii magazynowanej w znamionowych warunkach pracy, przy napięciu $U_{S_ref} = 400$ V, ($C_S = 4700$ μ F). W trakcie badań, obciążenie załączano również na 8, 10 oraz 12 okresów napięcia, stopień rozładowania zasobnika przedstawiono na rysunkach od IV-4.13 do IV-4.15.

Czas na który załączane jest obciążenie ma również wpływ na wartość maksymalną prądu linii zasilającej, wypracowaną przez układ, wzrasta ona wraz ze zwiększaniem czasu, na który załączane jest obciążenie.

Wzrost prądu linii w trakcie załączania obciążenia (rozkład wartości maksymalnej prądu w czasie) wynika z nastaw zastosowanych regulatorów, które dobrano tak, aby podczas odbudowy napięcia przekształtnika U_S nie dochodziło do przeregulowań (wymuszających niepotrzebną cyrkulację energii w układzie zwiększając straty).

Załączenia obciążenia na maksymalną badaną liczbę 12 okresów napięcia linii zasilającej (czas dwukrotnie dłuższy od zakładanego), spowodowało rozładowanie zasobnika do ok. 35% (poprawne warunki pracy układu nadal zapewnione mimo tak niskiego poziomu energii zasobnika).

Wykres ilustrujący stopień rozładowania zasobnika w funkcji czasu, na jaki załączano obciążenie (liczby okresów) przedstawiono na rys. IV-4.12.

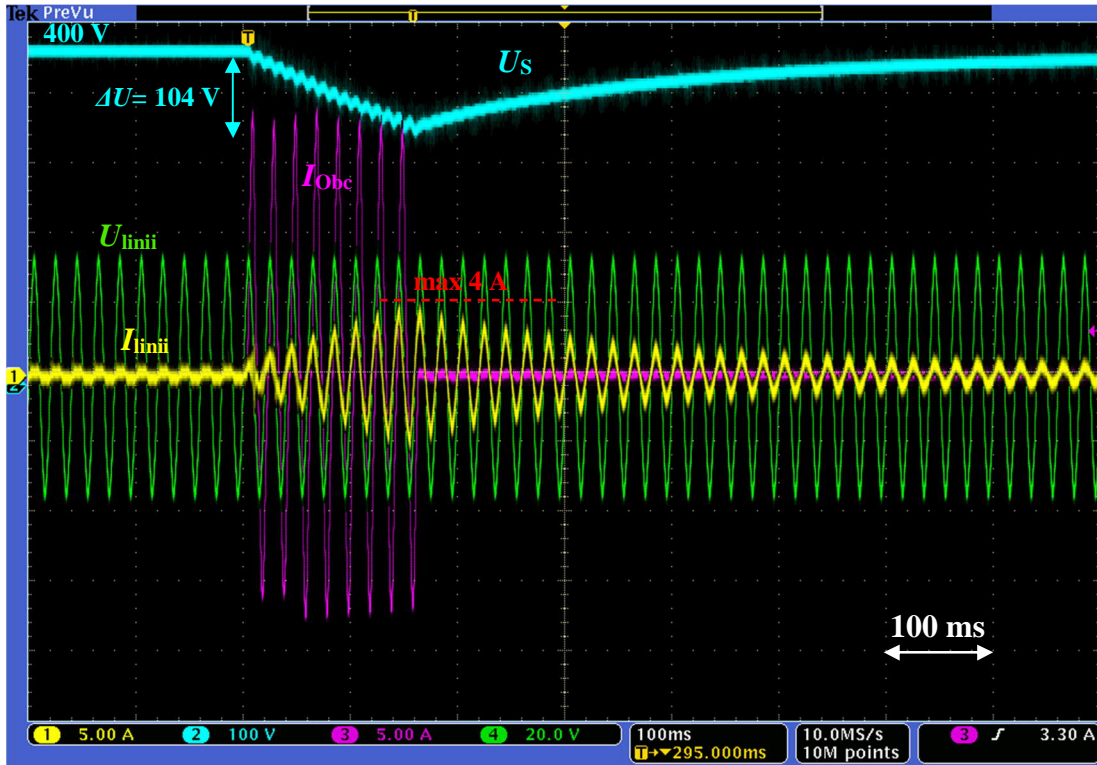


Rys. IV-4.12. Ubytek energii w zasobniku (kondensatorze C_S) w funkcji liczby okresów, na które załączane jest obciążenie

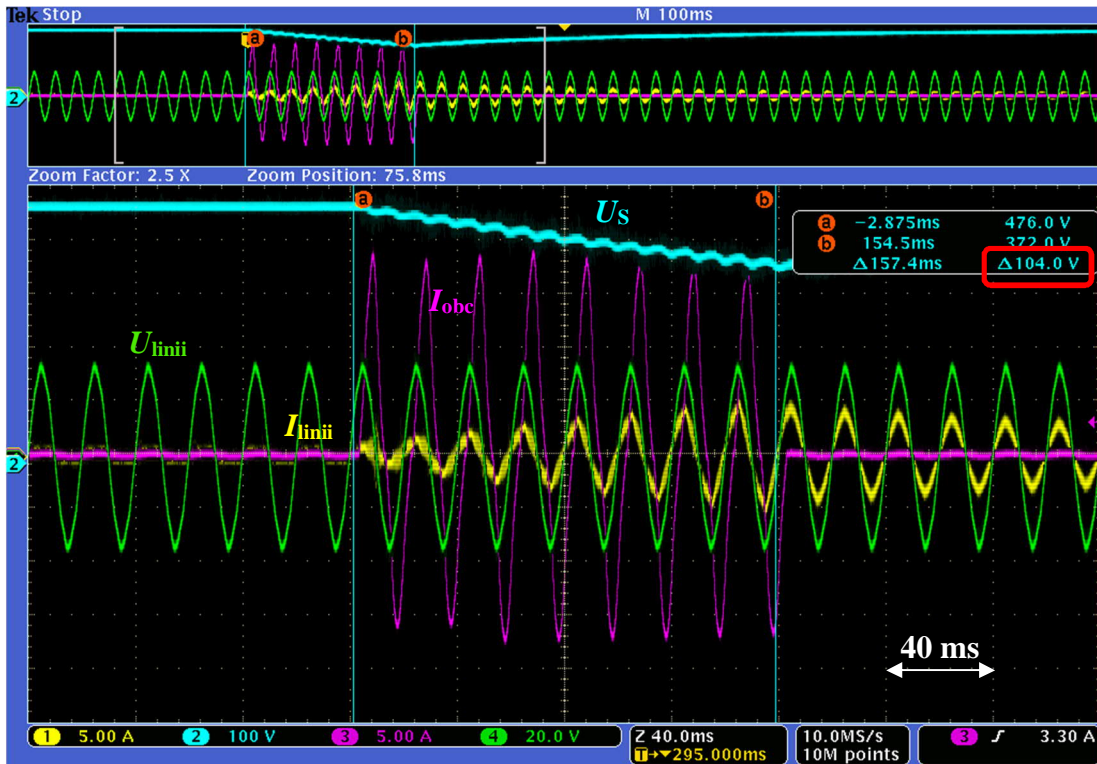
Sposób rozładowywania zasobnika w zależności od liczby okresów, na które załączano obciążenie ma charakter liniowy. Ze względów bezpieczeństwa oraz zaimplementowane zabezpieczenia maksymalny czas zgrzewania ograniczono podczas badań do 12 okresów napięcia linii (z przewidzianych 14).

Otrzymane rezultaty potwierdzają prawidłowy dobór pojemności zasobnika, który przeprowadzono w podrozdziale II-2.4. Zmagazynowana energia zapewnia prawidłowe działanie układu podczas kompensacji obciążenia załączanego na czas dwukrotnie dłuższy niż zakładany w trakcie badań teoretycznych, a zmiany napięcia U_S mieszczą się w dopuszczalnym przedziale przedstawionym na rys. II-2.4.

a)

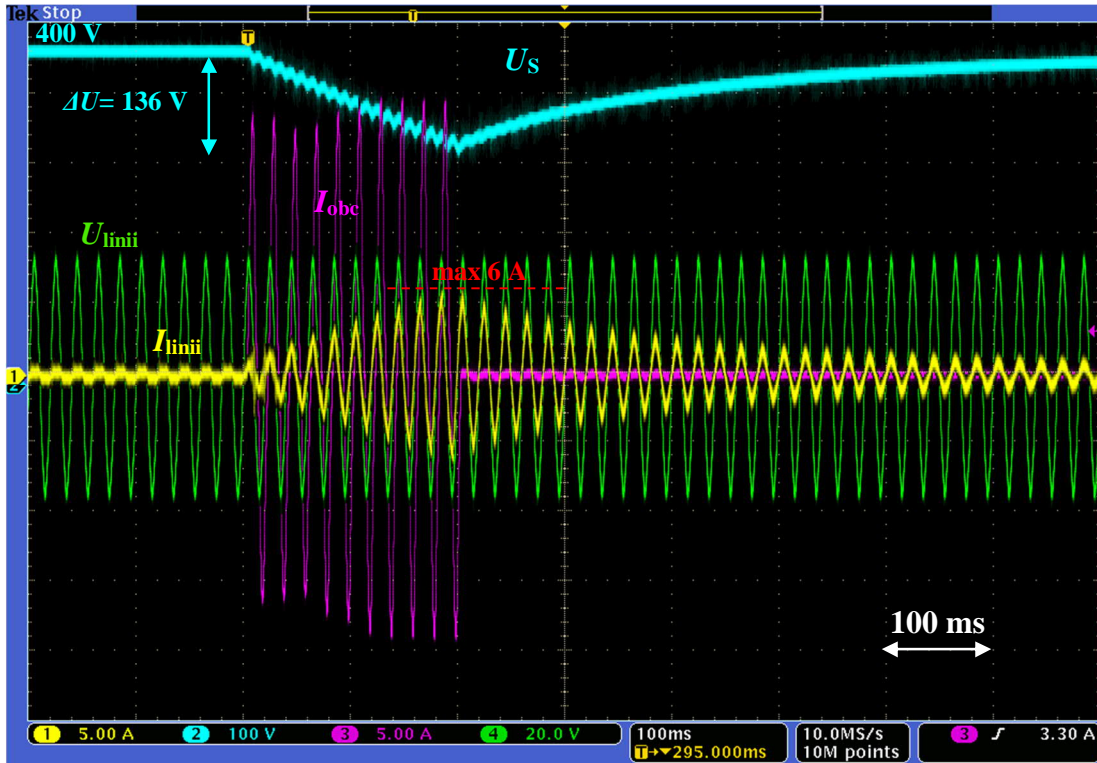


b)

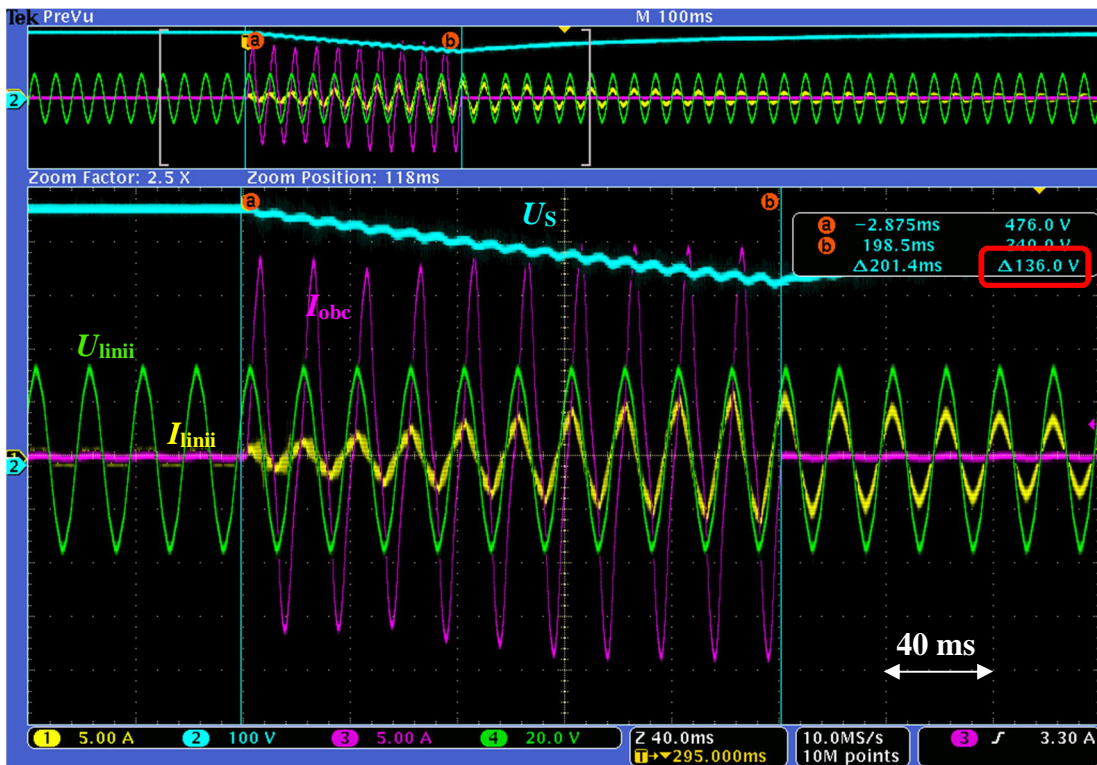


Rys. IV-4.13. Przebieg prądu obciążenia (I_{obc}), prądu i napięcia linii zasilającej (I_{linii} , U_{linii}) oraz napięcia w obwodzie przetwornicy DC/DC (U_s) podczas kompensacji obciążenia - zgrzewarki, załączanej na 8 okresów napięcia linii zasilającej ($8 \times 20 \text{ ms}$) z kątem opóźnienia załączenia tyrystorów wynoszącym 70° :
 a) szerszy horyzont czasowy obrazujący rozkład prądu linii zasilającej w czasie oraz spadek napięcia U_s ;
 b) powiększenie chwili załączenia obciążenia i jego wpływ na prąd linii zasilającej i napięcie U_s

a)

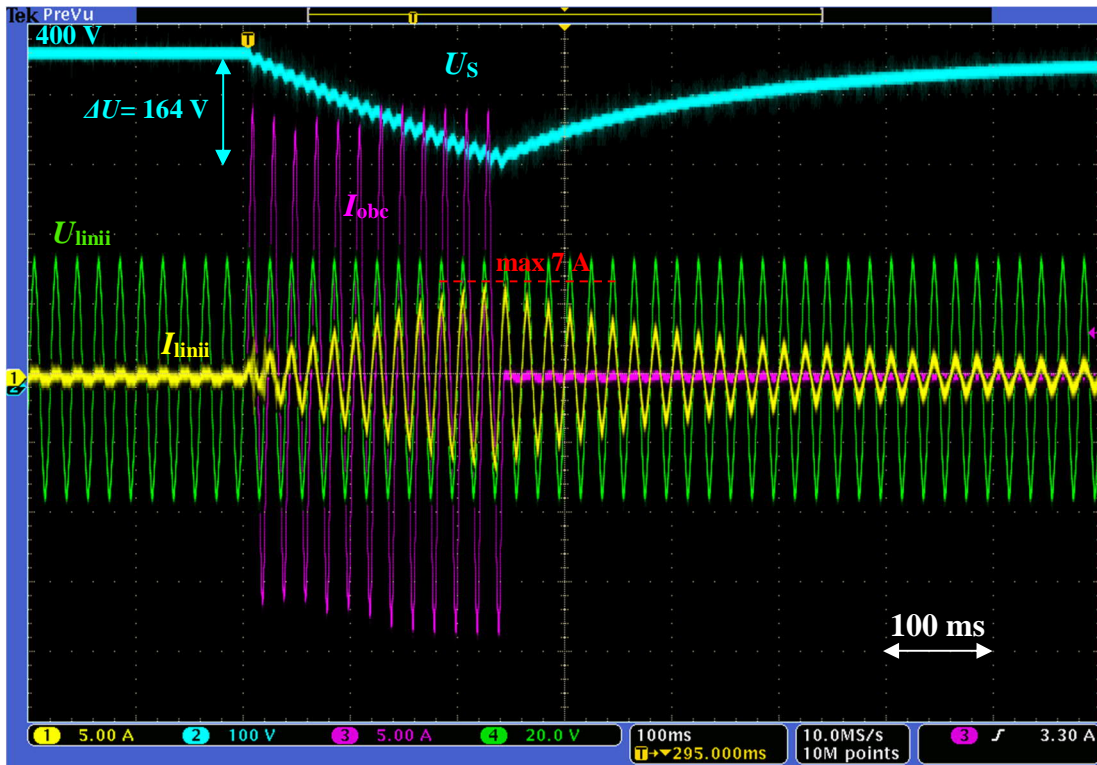


b)

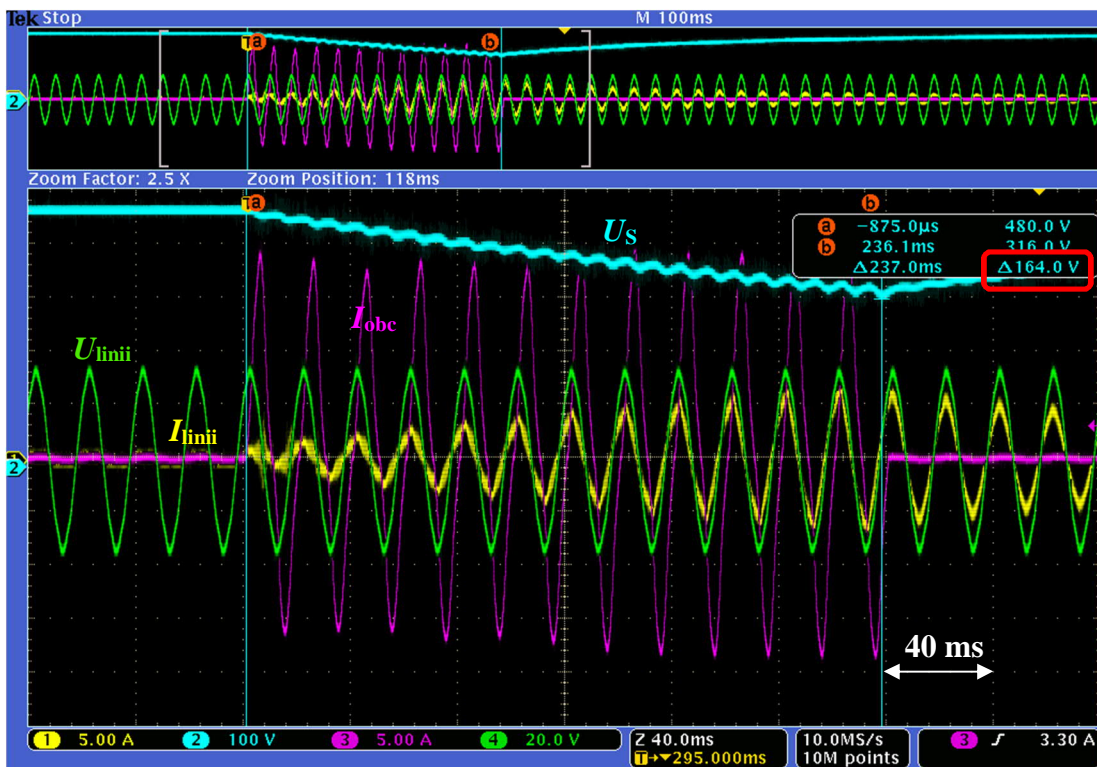


Rys. IV-4.14. Przebieg prądu obciążenia (I_{obc}), prądu i napięcia linii zasilającej (I_{linii} , U_{linii}) oraz napięcia w obwodzie przetwornicy DC/DC (U_s) podczas kompensacji obciążenia - zgrzewarki, załączanej na 10 okresów napięcia linii zasilającej (10x20 ms) z kątem opóźnienia załączenia tyrystorów wynoszącym 70° :
 a) szerszy horyzont czasowy obrazujący rozkład prądu linii zasilającej w czasie oraz spadek napięcia U_s ;
 b) powiększenie chwili załączenia obciążenia i jego wpływ na prąd linii zasilającej i napięcie U_s

a)



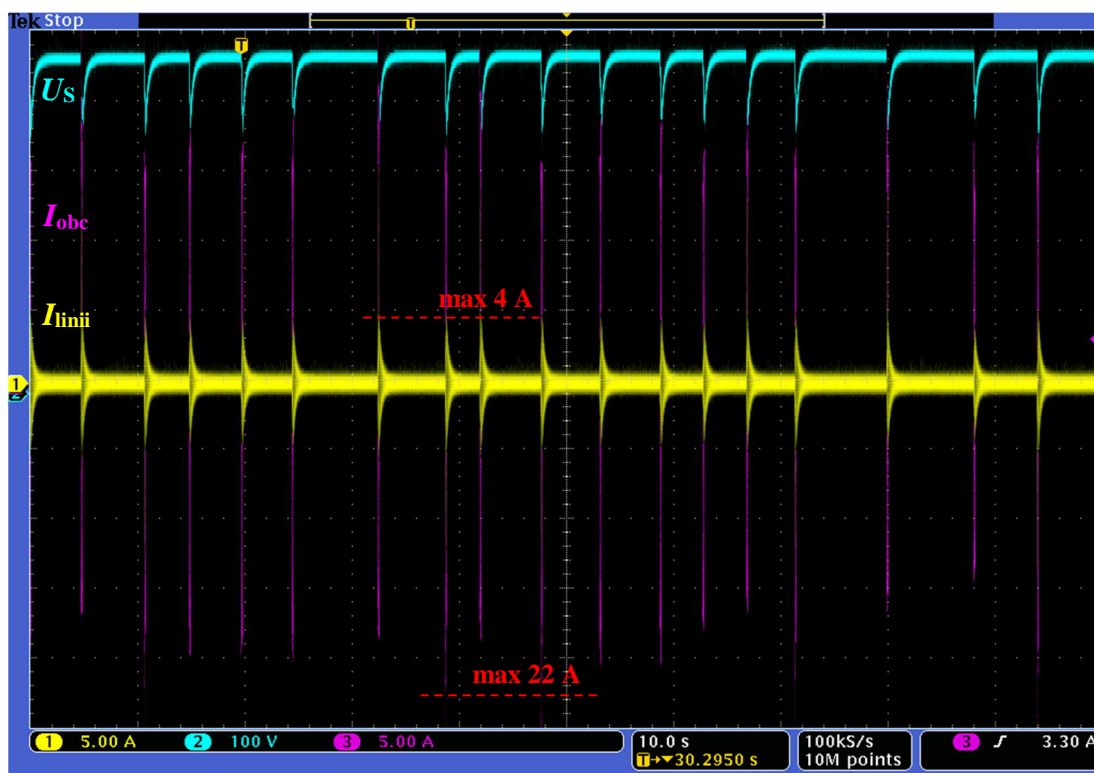
b)



Rys. IV-4.15. Przebieg prądu obciążenia (I_{obc}), prądu i napięcia linii zasilającej (I_{linii} , U_{linii}) oraz napięcia w obwodzie przetwornicy DC/DC (U_s) podczas kompensacji obciążenia - zgrzewarki, załączanej na 12 okresów napięcia linii zasilającej (12×20 ms) z kątem opóźnienia załączenia tyrystorów wynoszącym 70° :
 a) szerszy horyzont czasowy obrazujący rozkład prądu linii zasilającej w czasie oraz spadek napięcia U_s ;
 b) powiększenie chwili załączenia obciążenia i jego wpływ na prąd linii zasilającej i napięcie U_s

IV-4.1.3. Etap III: kompensacja zgrzewarki pracującej ze stałym czasem zgrzewania i stałą wartością kąta opóźnienia załączenia tyrystorów - załączaną przypadkowo

W trakcie tego etapu prac, odzwierciedlono docelowe warunki pracy dla których projektowano układ. Kompensowano prąd przypadkowo załączanej zgrzewarki, pracującej ze stałym czasem zgrzewania ($t_i = 6 \times 20$ ms) i ze stałą wartością kąta opóźnienia załączenia tyrystorów $\alpha = 70^\circ$. Zarejestrowane oscylogramy prądu linii zasilającej i obciążenia oraz napięcia w obwodzie przetwornika DC/DC przedstawiono na rysunkach od IV-4.16 do IV-4.20 (czas rejestracji przebiegów ograniczony do 100 s).



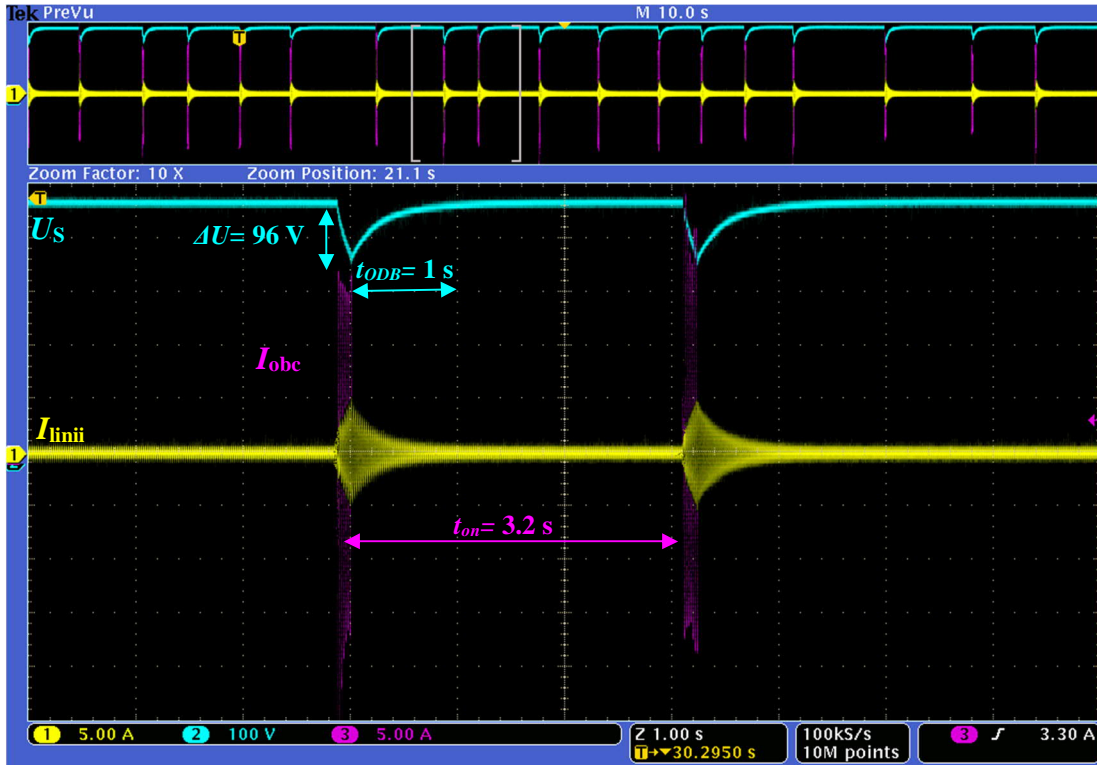
Rys. IV-4.16. Przebieg prądu obciążenia (I_{obc}), prądu linii zasilającej (I_{linii}) oraz napięcia w obwodzie przetwornicy DC/DC (U_s) podczas kompensacji obciążenia - zgrzewarki, załączanej przypadkowo na 6 okresów napięcia linii zasilającej (6×20 ms) z kątem opóźnienia załączenia tyrystorów wynoszącym 70° w szerokim horyzoncie czasowym (100 s)

W wyniku pracy układu, wartość maksymalna prądu linii zasilającej nie przekroczyła 4 A (Rys. IV-4.16), podczas gdy prąd wymuszany przez obciążenie dochodził w szczycie do ok. 22 A. Oznacza to ponad 80% redukcję wartości szczytowej prądu linii, a tym samym wymagań stawianych elementom doprowadzającym energię do kompensowanego obciążenia (np. przekrojowi przewodów).

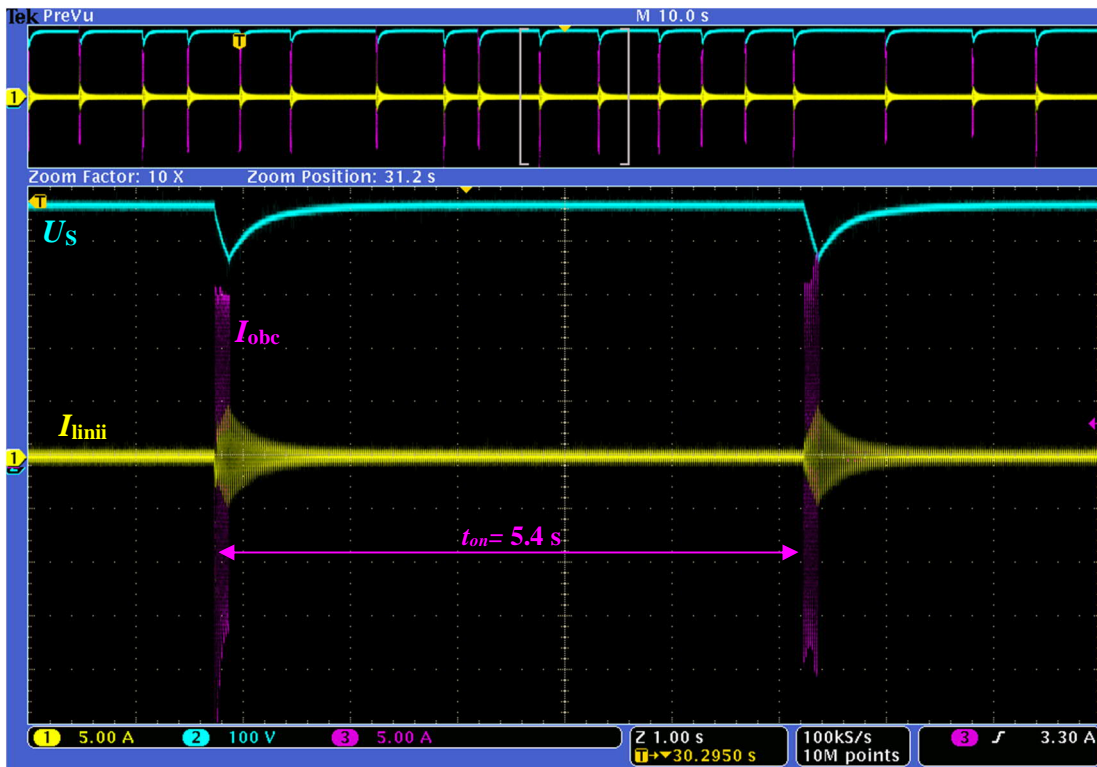
Brak powtarzalności w kształcie zarejestrowanych prądów zgrzewania (np. różnice w wartościach maksymalnych, mimo zachowania stałego kąta zgrzewania), wynikają ze zjawisk zachodzących między elektrodami, które omówiono w podrozdziale IV-1.1.

Rysunek IV-4.17 stanowi powiększenie fragmentu z rys. IV-4.16. Przedstawiono na nim dwa kolejne załączenia obciążenia, zachodzące w różnych odstępach czasowych. W sytuacji przedstawionej na rys. IV-4.17a, do załączenia obciążenia dochodzi w odstępie krótszym niż 5 s, mimo to układ jest w stanie odbudować napięcie U_S w przeciągu ok. 1 s i zachować zdolności kompensacyjne. Dowodzi to, iż przyjęty odstęp czasowy (5 s) między kolejnymi załączeniami obciążenia zapewnia odpowiedni margines bezpieczeństwa na odbudowę napięcia U_S , nawet w przypadku zwiększenia czasu zgrzewania (analizowanego w podrozdziale IV-4.1.2).

a)



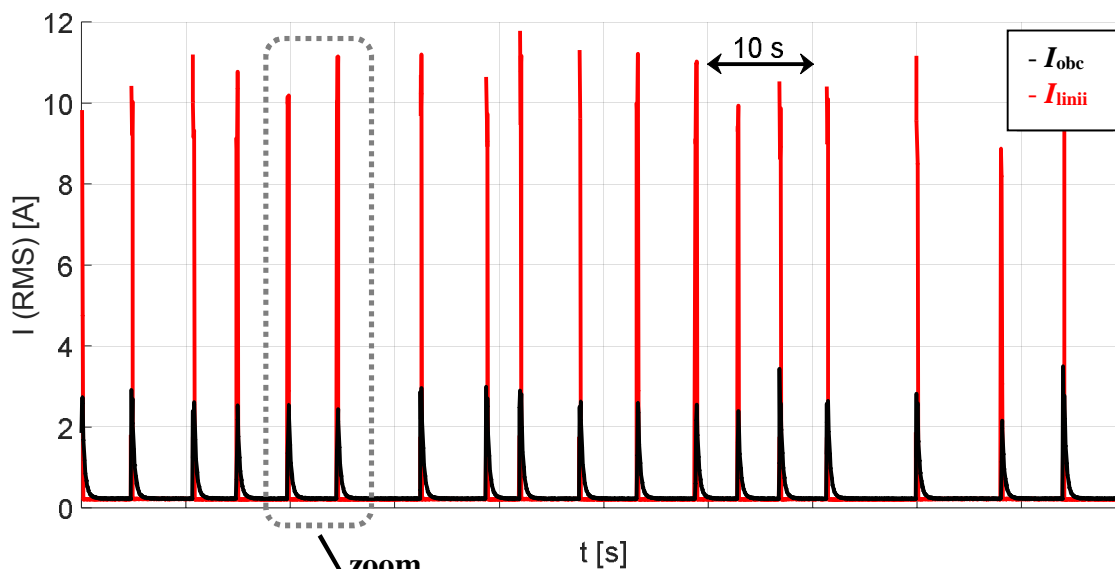
b)



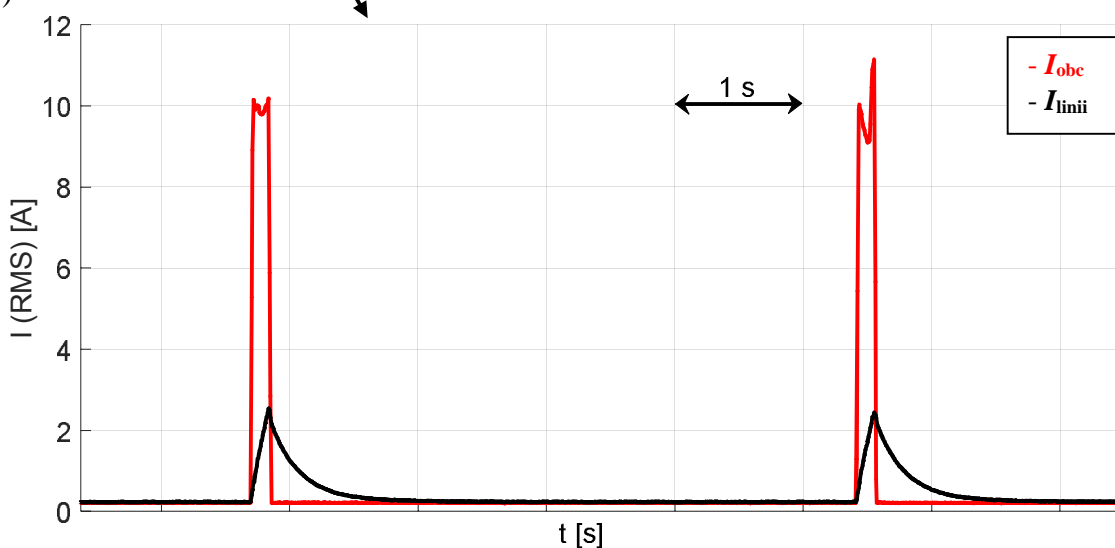
Rys. IV-4.17. Powiększenie przebiegów prądu obciążenia (I_{obc}), prądu linii zasilającej (I_{linii}) oraz napięcia w obwodzie przetwornicy DC/DC (U_s) podczas kompensacji obciążenia - zgrzewarki, załączanej przypadkowo na 6 okresów napięcia linii zasilającej ($6 \times 20 \text{ ms}$) z kątem opóźnienia załączenia tyrystorów wynoszącym 70° dla dwóch różnych odstępów między kolejnym załączeniem

Na podstawie zarejestrowanych przebiegów prądu linii zasilającej oraz prądu obciążenia, przedstawionych na rys. IV-4.16 wyznaczono wartości skuteczne (RMS) tych sygnałów, zgodnie z zależnością (III-8). Wykres otrzymanych przebiegów w analizowanym horyzoncie czasowym przedstawiono na rys. IV-4.18.

a)



b)



Rys. IV-4.18. Przebiegi wartości skutecznej prądu linii zasilającej (I_{linii}) oraz prądu obciążenia (I_{obc}) podczas pracy układu: a) szeroki horyzont czasowy (100 s); b) powiększenie dwóch przykładowych chwil załączania kompensowanego obciążenia

Wartość skuteczna prądu obciążenia waha się w przedziale 10÷12 A, nawet mimo zachowania stałego kąta opóźnienie załączenia tyrystorów w układzie zgrzewarki. Działanie układu ogranicza wartość skuteczną prądu linii do ok. 2.5 A (prawie pięciokrotna redukcja wartości skutecznej prądu linii zasilającej). Potwierdza to zatem pełną realizację założonych celów stawianych urządzeniu.

Podsumowanie

Rozdział przedstawia realizację praktyczną układu filtru aktywnego z dodatkowym zasobnikiem energii oraz rezultaty badań na stanowisku laboratoryjnym, które w pełni potwierdzają realizację postawionej w pracy tezy.

Zaprezentowane wyniki eksperymentu ilustrują wszystkie stany pracy urządzenia, jakimi jest rozruch oraz docelowa praca, polegająca na kompensacji wahań mocy czynnej w linii zasilającej, pochodzących od załączanego obciążenia - zrealizowanej również na potrzeby eksperymentu elektrycznej zgrzewarki punktowej.

Dodatkowo, działanie układu zweryfikowano podczas kompensacji obciążenia pracującego ze zmiennym kątem opóźnienia załączenia tyrystorów α oraz z różnymi czasami zgrzewania t_i (większymi od zakładanych w trakcie rozważań teoretycznych). Ze względów bezpieczeństwa maksymalna wartość kąta, z jaką wyzwalano tyrystory w strukturze zgrzewarki przyjęto równą 70° , co ograniczyło prąd obciążenia do ok. 20 A.

Ostatecznym testem dla układu, była kompensacja prądu zgrzewarki pracującej ze stałym kątem zgrzewania, załączanej w przypadkowych odstępach czasu. Otrzymane rezultaty dowodzą aż czterokrotnej redukcji wartości skutecznej prądu linii. Przekłada się to na dochodzącą do 80% redukcje wartości maksymalnej prądu linii zasilającej, który jest już sinusoidalny i współfazowy z napięciem linii.

Działanie układu rzeczywistego stanowi potwierdzenie rezultatów badań symulacyjnych przedstawionych w rozdziale III.

Podczas programowania docelowego sterownika - wykorzystanego finalnie układu DSP Launchpad XL (początkowe badania prowadzono na układzie FPGA DE0), zastosowano automatyczną generację kodu. Polegała ona na zaprogramowaniu układu DSP bezpośrednio ze środowiska, w którym prowadzono badania symulacyjne (Matlab & Simulink), na podstawie zrealizowanego tam modelu.

Metoda wymiennie skróciła czas poświęcony na migrację kodu (algorytmów) z poziomu badań symulacyjnych do języka obsługiwane przez sterownik, potwierdzając wysoką skuteczność (wysoką zbieżność symulacji z eksperymentem), co stanowiło bardzo duże ułatwienie podczas realizacji prototypu sterowania.

Dodatkowo tak zaprogramowany sterownik, został przetestowany na stanowisku symulatora czasu rzeczywistego RTS. Umożliwiło to wstępną weryfikację poprawności

algorytmów sterujących, korektę błędów, optymalizację nastaw regulatorów oraz test układu zabezpieczeń. Po pozytywnej weryfikacji tego etapu badań przystąpiono do testów na układzie rzeczywistym

Rozdział ten, uzupełniony zawartością Dodatku, zawiera kompletną dokumentację z przebiegu prowadzonych prac i zaprojektowanych układów, w wyniku których zrealizowano w pełni funkcjonalny układ filtra aktywnego z dodatkowym zasobnikiem energii.

PODSUMOWANIE PRACY ORAZ KIERUNK DALSZYCH BADAŃ

W pracy przedstawiono idee działania układu filtru aktywnego z dodatkowym zasobnikiem energii. Na podstawie przeprowadzonych analiz teoretycznych opracowano model symulacyjny układu w środowisku Matlab & Simulink, który w dalszej kolejności posłużył realizacji praktycznej stanowiska laboratoryjnego.

Przetestowany podczas badań symulacyjnych algorytm sterowania układem został wykorzystany do bezpośredniego zaprogramowania układu sterownika DSP (automatyczna generacja kodu). Poprawność działania tak zaprogramowanego sterownika została wstępnie sprawdzona z wykorzystaniem symulatora czasu rzeczywistego RTS.

Otrzymane w wyniku badań symulacyjnych oraz eksperymentu rezultaty w pełni potwierdzają, realizację postawionej w pracy tezy, do której głównych założeń zaliczono:

- ograniczenie wartości skutecznej prądu linii zasilającej, która dzięki działaniu układu jest znacznie mniejsza, niż wartość prądu samego odbiornika wynikająca z jego mocy czynnej (czterokrotna redukcja);
- otrzymanie sinusoidalnego (o dominującej podstawowej harmonicznej) i współfazowego z napięciem linii zasilającej prądu.

Praca przedstawia dwa charakterystyczne stany układu, jakimi są:








- rozruch układu - w wyniku którego znajdujące się w układzie pojemności są ładowane do swoich poziomów referencyjnych napięcia;
- docelowa praca układu - polegająca na kompensacji prądu zgrzewarki załączonej w przypadkowych odstępach czasu, ze stałym kątem zgrzewania.

Zaproponowane i przebadane w pracy rozwiązanie może mieć wymierne rezultaty ekonomiczne, poprzez zmniejszenie mocy przyłączeniowej niezbędnej do zasilania cyklicznie pracujących odbiorników oraz poprawienie wskaźników charakteryzujących jakość energii elektrycznej.

Bardzo istotnym zagadnieniem w trakcie badań nad tego typu układami, ze względu na stawiane im wymagania jest bilans energetyczny. Analiza przebiegów rzeczywistych prądów, podczas procesu zgrzewania oraz otrzymane na ich podstawie zbieżne przebiegi symulacyjne umożliwiły m.in. zwymiarowanie elementów pasywnych występujących w strukturze jak i przetestowanie skuteczności badanego rozwiązania.

Ze względu na losowe załączenia obciążenia oraz ich dowolny charakter, dalsza optymalizacja pracy omawianej konstrukcji będzie wymagała udoskonalenia sterowania, poprzez opracowanie zaawansowanego algorytmu zadawania prądu, umożliwiającego predykcję jego wartości w szerokim horyzoncie czasowym, na podstawie uprzednio zarejestrowanych zachowań obciążenia.

W trakcie prowadzonych prac wykorzystano następujące oprogramowanie:

	<p>Matlab & Simulink R2016a: <i>badania symulacyjne układu oraz opracowywanie wyników pomiarów</i></p>
	<p>LTspice: <i>projekt i badanie symulacyjne obwodów elektronicznych</i></p>
	<p>Eagle CAD-soft: <i>projekt płytek PCB</i></p>
	<p>Micrometlas MicroR: <i>projekt dławików</i></p>
	<p>Opal RT-Lab: <i>komunikacja z układem RTS oraz badania symulacyjne czasu rzeczywistego opracowanego sterownika</i></p>
	<p>Pakiet Office: <i>dokumentacja rezultatów prac oraz wykonywanie rysunków</i></p>
	<p>Texas Instrument Code Composer Studio: <i>komunikacja z układem wykorzystywanego sterownika DSP, wykonanie GUI obsługi układu</i></p>
	<p>Altera Quartus II: <i>wstępne badania prototypu sterownika opartego o technologię FPGA</i></p>

LITERATURA

- [1] Abu-Rub H., Iqbal A., Guzinski J., „*High Performance Control of AC Drives with Matlab/Simulink Models*”, 1st ed., John Wiley & Sons, 2012
- [2] Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A., „*Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits*”, Proceeding. of the International Power Electron. Conference, (JIEE IPEC), Tokyo/Japan, pp. 1375-1386, 1983
- [3] Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A., „*Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components*”, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. IA-2, no. 3, pp. 625-631, 1984
- [4] Akdere M., „*Hardware and software framework for an open battery management system in safety-critical applications*”, 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Florence, pp. 5507-5512, 2016
- [5] Alcalá J., Cárdenas V., Miranda H., Pérez-Ramírez J., „*A three-phase back-to-back converter for reactive power compensation, current harmonic filtering and active power compensation*”, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Denver, pp. 2371-2377, 2013
- [6] Alcalá J., Cárdenas V., Miranda H., Pérez-Ramírez J., „*A three-phase back-to-back converter for reactive power compensation, current harmonic filtering and active power compensation*”, Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 2371-2377, 2013
- [7] Al-Diab A., Sourkounis C., „*Integration of flywheel energy storage system in production lines for voltage drop compensation*”, 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 3882-3887, 2011
- [8] Al-Diab A., Sourkounis C., „*Voltage drops mitigations using flywheel energy storage system in production lines*”, Control & Automation, 19th Mediterranean Conference on, pp. 868-873, 2011
- [9] Alfonso-Gil J. C., Pérez E., Ariño C., Beltr H., „*Optimization Algorithm for Selective Compensation in a Shunt Active Power Filter*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 6, pp. 3351-3361, 2015
- [10] Allmeling J., „*A control structure for fast harmonics compensation in active filters*”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 2, pp. 508-514, 2004
- [11] Anderson J., Sadhanala A., Cox R., „*Using smart meters for load monitoring and active power-factor correction*”, 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Montreal, pp. 4872-4876, 2012
- [12] Ando I., Shibata J., Haga H., Ohishi K., „*Long life ups based on active filter and flywheel without electrolytic capacitor*”, Power Electronics and Applications, European Conference on, 2007

- [13] Araujo Ribeiro R. L., Azevedo C. C., Sousa R. M., „*A Robust Adaptive Control Strategy of Active Power Filters for Power-Factor Correction, Harmonic Compensation, and Balancing of Nonlinear Loads*”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 2, pp. 718-730, 2012
- [14] Bai H., MiJuly C., „*Transients of Modern Power Electronics*”, 1st ed., John Wiley & Sons Inc., 2011
- [15] Banysek G., „*Improvement in the quality of delivery of electrical energy using power electronics systems*”, Springer, 2007
- [16] Barlik R., Nowak M., „*Energoelektronika. Elementy, podzespoły, układy*”, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2014
- [17] Barrero F., Martinez S., Yeves F., Martin P. M., „*Active power filters for line conditioning: a critical evaluation*” IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 15, no. 1, pp. 319-325, 2000
- [18] Baszyński M., „*A model of the single-phase multicell rectifier with sinusoidal source current using FPGA implementation*”, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 85, no. 10, pp. 76-82, 2009
- [19] Baszyński M., „*A model of the three-phase bridge rectifier with sinusoidal source current using FPGA*”, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 85, no. 3, pp. 36-41, 2009
- [20] Baszyński M., Piróg S., „*A novel speed measurement method for a high-speed BLDC motor based on the signals from the rotor position sensor*”, IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 10, no. 1, pp. 84–91, 2014
- [21] Baszyński M., Piróg S., „*The high speed drive control system for the low power induction machine*”, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 87, no. 2, pp. 151–156, 2011
- [22] Ben-Brahim L., „*The analysis and compensation of dead-time effects in three phase PWM inverters*”, Industrial Electronics Society 24th Annual Conference of the IEEE, Aachen, pp. 792-797, 1998
- [23] Beres R. N., Wang X., Liserre M., Blaabjerg F., 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, 2016
- [24] Best R. E., „*Phase-locked loops: design, simulation, and applications*”, 6th ed. New York: McGraw-Hill Education, 2007
- [25] Bień A., „*Systemy pomiarowe w elektroenergetyce*”, AGH Uczelniane Wydawnictwo Naukowo-Dydaktyczne, 2013
- [26] Bień A., Firlit A., Folga P., Gallus E., Hanzelka Z., Hartman M., et. al., „*Voltage Fluctuations Measurement - Experiment in the Industrial Environment*”, Electrical Power Quality and Utilisation, vol. 7, no. 2, pp. 9-18, 2001
- [27] Billings K., Morey T., „*Switchmode Power Supply Handbook*”, 3rd ed., McGraw-Hill Education, 2011

- [28] Bolkowski S., „*Teoria obwodów elektrycznych*”, IX ed. Warszawa: Wydawnictwo Naukowo Techniczne WNT, 2012
- [29] Brandao M., Johal H., Ion L., „*Energy storage for LV grid support in Australia*”, Perth, Innovative Smart Grid Technologies Asia (ISGT), pp. 1-8, 2011
- [30] CadSoft, *EAGLE PCB Design Software*, July 2016, <http://www.cadsoftusa.com/>
- [31] Chiang H., Lin B., Yang K., Wu K., „*Hybrid Active Power Filter for power quality compensation*”, Power Electronics and Drives Systems International Conference on, vol. 2, pp. 949 - 954, 2005
- [32] Choi J. W., Lee S. C., „*Antiwindup strategy for PI-type speed controller*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 6, pp. 2039-2046, 2009
- [33] Costa-Castello R., Grino R., Parpal R. C., Fossas E., „*High-Performance Control of a Single-Phase Shunt Active Filter*”, IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 17, no. 6, pp. 1318-1329, 2009
- [34] Czarnecki L. S., „*Moce w obwodach elektrycznych z niesinusoidalnymi przebiegami prądów i napięć*”, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2005
- [35] Dawidowski P., **Sowa K.**, Stosur M., Szewczyk M., „*Impact of power-cable length on operation of NPC inverter fed induction motor drive for various LC filter*”, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 89, no. 9, pp. 200-204, 2013
- [36] ed-k electronics development, Large signal inductance measurement instruments, March 2017, <http://www.powerchoketester.com/>
- [37] FT Żychlin, „*Żychlin power transformers catalogue*”, June 2017, <http://www.ftz.pl/transformatory-olejowedystrybucyjne>
- [38] Furgał J., Kuniewski M., Pająk P., „*Measurements and simulations of inrush currents of power transformers*”, Pomiary, Automatyka, Kontrola Stowarzyszenie Inżynierów i Techników Mechaników Polskich. Sekcja Metrologii, Polskie Stowarzyszenie Pomiarów Automatyki i Robotyki POLSPAR , vol. 58, no. 5, pp. 431–434, 2012
- [39] Górecki P., „*Wzmacniacze operacyjne. Warszawa*”, Wydawnictwo BTC, 2004
- [40] Grabarek M., Strzelecki R., „*A novel approach to energy safety improvement in the marine power plants with active power surge compensator*”, 2 nd Annual Southern Power Electronics Conference, Auckland, pp. 1-6, 2016
- [41] Grecki F., Polit A., **Sowa K.**, „*Saturation impact on inductance value of cylindrical reactor*”, INDEL 2016 International Symposium on Industrial Electronics IEEE, Banja Luka, pp. 1-6, 2017
- [42] Guerrero M. A., Romero E., Barrero F., Milan M. I., „*Overview of medium scale energy storage systems*”, Compatibility and Power Electronics, Badajoz, pp. 93-100, 2009

- [43] Haan J. E., Frunt J., Kling W. L., „*Mitigation of wind power fluctuations in smart grids*”, IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe, Gothenburg, pp. 1-8, 2010
- [44] Han J. H., Shon J. G., Seo I. D., Jeon H. J., „*Development of on-line type dynamic voltage compensation system using supercapacitor*”, 7th International Conference on Power Electronics, Daegu, pp. 455-460, 2007
- [45] Hanzelka Z., „*Jakość dostawy energii elektrycznej: zaburzenia wartości skutecznej napięcia*”, AGH Uczelniane Wydawnictwo Naukowo-Dydaktyczne, 2013
- [46] Hanzelka Z., „*Rozważania o jakości energii elektrycznej cz. II*”, Elektroinstalator, no. 10, pp. 26-32, 2001
- [47] Hanzelka Z., „*Rozważania o jakości energii elektrycznej cz. IV*”, Elektroinstalator, no. 12, pp. 10-17, 2001
- [48] Hartman M., „*Wielopoziomowe falowniki napięcia*”, Postępy Napędu Elektrycznego i Energoelektroniki, vol. 53, Gdynia, 2006
- [49] Hilzinger R., Rodewald W., „*Magnetic Materials: fundamentals, products, properties, and applications*”, Hanau, Germany, Erlangen Publicis VAC Vacuumschmelze, 2013
- [50] Hoffmann N., Fuchs F., Dannehl J., „*Models and effects of different updating and sampling concepts to the control of gridconnected PWM converters - A study based on discrete time domain analysis*”, 14th European Conference on Power Electronics and Applications, Birmingham, pp. 1-10, 2011
- [51] Itecond, „*Aluminium Electrolytic Capacitors - Series AS(U), AS(U)M472M500DF1*”, 2012
- [52] Izhar M., Hadzer C. M., Syafrudin M., Taib S., Idris S., „*Performance for passive and active power filter in reducing harmonics in the distribution system*”, Power and Energy Conference PECon, Kuala Lumpur, pp. 104-108, 2004
- [53] Jarzyna W., Zieliński D., Hołyszko P., „*Battery-supported trolleybus traction network - a component of the municipal smart grid*”, Environmental Engineering V Proceedings of the 5 th National Congress of Environmental Engineering, pp. 287-292, 2017
- [54] Karuppanan P., Mahapatra K. K., Jeyaraman K., Viji J., „*Fryze power theory with adaptive-HCC based active power line conditioners*”, Power and Energy Systems, Chennai, 2011, pp. 1-6
- [55] Kazimierzczuk M. K., „*Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*”, John Wiley & Sons, 2015
- [56] Kesharvani S. K., Singh A., Badoni M., „*Conductance based fryze algorithm for improving power quality for non-linear loads*”, Signal Propagation and Computer Technology, Ajmer, pp. 703-708, 2014

- [57] Kóska K., Ruszczak A., Wawro M., „*Control of 3-leg 4-wire inverter with passive LC output filter operating with nonlinear unbalanced load*”, *Przełąd Elektrotechniczny*, vol. 92, no. 6, pp. 12-17, 2016
- [58] Kunjumammed L. P., Mishra M. K., „*Comparison of single phase shunt active power filter algorithms*”, *Power India Conference IEEE*, 2006
- [59] Lai Y., Chen B., „*New Random PWM Technique for a Full-Bridge DC/DC Converter With Harmonics Intensity Reduction and Considering Efficiency*”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 11, pp. 5013-5023, 2013
- [60] Lam C., Choi W., Wong M., Han Y., „*Adaptive DC-Link Voltage-Controlled Hybrid Active Power Filters for Reactive Power Compensation*”, *Power Electronics IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 1758-1772, 2012
- [61] Lam C., et al., „*Design and Performance of an Adaptive Low-DC-Voltage-Controlled LC-Hybrid Active Power Filter With a Neutral Inductor in Three-Phase Four-Wire Power Systems*”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 6, pp. 2635-2647, 2014
- [62] Lebrón C., Andrade F., O'Neill E., Irizarra A., „*An intelligent Battery management system for home Microgrids*”, *IEEE Power & Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT), Minneapolis*, pp. 1-5, 2016
- [63] Lei B., Xiao G. C., Wu X. L., „*Comparison of performance between bipolar and unipolar double-frequency sinusoidal pulse width modulation in a digitally controlled H-bridge inverter system*”, *Chinese Physics B*, vol. 22, no. 6, pp. 281–288, 2013
- [64] LEM industry current & voltage transducers, „*Datasheet LV 25-P/SP5*”, 2013
- [65] Linear Technology, LTspice IV, December 2016, <http://www.linear.com/designtools/software/>
- [66] Maciążek M., Grabowski G., Pasko M., „*Active power filters – optimization of sizing and placement*”, *Bulletin of the Polish Academy of Science Technical Science*, vol. 61, no. 4, pp. 847- 853, 2013
- [67] Mancini R., „*Op Amps For Everyone - Design Reference*”, Texas Instrument, 2002
- [68] Marcu M., Popescu F. G., Niculescu T., Pana L., Handra A. D., „*Simulation of power active filter using instantaneous reactive power theory*”, *16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), Bucharest*, pp. 581-585, 2014
- [69] Mariethoz S. Rufer A. C., „*Open loop and closed loop spectral frequency active filtering*”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 4, pp. 564-573, 2002
- [70] Marrouchi S., Chebbi S., „*Active and reactive power compensation through a preventive defense strategy based on FACTS devices*”, *Electrical Engineering and Software Applications, International Conference on*, pp. 1-5, 2013

- [71] Maxim Integrated, „*Ultra-Small, Low-Cost, 210MHz, Dual-Supply Op Amps with Rail-to-Rail Outputs*”, 2005
- [72] Maxim Integrated, *Analog-to-Digital Converters*, January 2016, <https://www.maximintegrated.com/en/products/analog/data-converters/analog-to-digital-converters/MAX1308.html>
- [73] Mboving C. S., Hanzelka Z., „*Different approaches for designing the passive power filters*”, in 2015 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC), Lagow, pp. 1-6, 2015
- [74] Microchip Corporation, „*PIC24FJ256GB110 Family Data Sheet, 64/80/100-Pin 16-Bit Flash Microcontrollers with USB On-The-Go (OTG)*”, 2009
- [75] Micrometals, „*Inductor design software*”, March 2017 http://www.micrometals.com/software_index.html/
- [76] Micrometals, „*Iron Powder Cores*”, February 2016, <http://www.micrometals.com/pcparts/torcore7.html/>
- [77] Mitsubishi Electric, „*Mitsubishi Intelligent Power Module Data Sheet, PM50RVA120, Flat-Base Type*”, 2005
- [78] Mitsubishi Electric, „*Mitsubishi semiconductors power modules MOS, using intelligent power modules*”, 2005
- [79] Mitsubishi Electric, „*Mitsubishi semiconductors power modules MOS, general considerations for IGBT and intelligent power modules*”, 2005
- [80] Mohan N., Undeland T. M., Robbins W. P., „*Power Electronics: Converters, Applications, and Design*”, 3rd ed., John Wiley & Sons, 2003
- [81] Mohd Zin M. F., Hamzah N., Seroji M. N., „*A study on THD reduction by active power filter applied using closed-loop current controlled AC-AC SPMC topology*”, Control and System Graduate Research Colloquium (ICSGRC), Shah Alam, Selangor, pp. 392-397, 2012
- [82] Mundackal J., Varghese A. C., Sreekala P., Reshmi V., „*Grid power quality improvement and battery energy storage in wind energy systems*”, Emerging Research Areas and 2013 International Conference on Microelectronics, Kanjirapally, pp. 1-6, 2013
- [83] Nof S. Y., „*Handbook of Industrial Robotics*”, 2nd ed., John Wiley & Sons Inc., 1999
- [84] Opal-RT Technologies, December 2016, <http://www.opal-rt.com/>
- [85] Parchomiuk M., Strzelecki R., Zymmer K., Domino A., „*Modular power converter with superconducting magnetic energy storage for electric power distribution system - Analysis and simulation*”, 19 th European Conference on Power Electronics and Applications, Warsaw, pp. 1-6, 2017

- [86] Park C. H., Jang S. J., Lee B. K., Won C. Y., Lee H. M., „*Design and control algorithm research of active regenerative bidirectional DC/DC converter used in electric railway*”, Power Electronics 7th International Conference on, pp. 790-794, 2007
- [87] Piróg S., „*Energoelektronika: układy o komutacji sieciowej i o komutacji twardej*”, AGH Uczelniane Wydawnictwo Naukowo-Dydaktyczne, 2006.
- [88] Prabhu Y. S., Dharme A. A., Talange D. B., „*A three phase shunt active power filter based on instantaneous reactive power theory*”, Annual IEEE India Conference (INDICON), Pune, pp. 1-5, 2014
- [89] Praca zbiorowa, „*Poradnik inżyniera elektryka Tom 2*”, 3rd ed., Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, 2009
- [90] Praca zbiorowa, „*Poradnik inżyniera elektryka Tom 3*”, 3rd ed., Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, 2005
- [91] Praca zbiorowa, „*Poradnik Inżyniera Spawalnictwo Tom 2*”, 2nd ed., Wydawnictwo Naukowo Techniczne WNT, 2014
- [92] Punched W., „*A 300 kJ pulsed superconducting energy storage coil*”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 11, no. 2, pp. 508-511, 1975
- [93] Rashid M. H., „*Power Electronics Handbook, Devices, Circuits, and Applications*”, 3rd ed., Butterworth-Heinemann Elsevier, 2010
- [94] Ribeiro P. F., Johnson B. K., Crow M. L., Arsoy A., „*Energy storage systems for advanced power applications*”, Proceedings of the IEEE, vol. 89, no. 12, pp. 1744-1756, 2001
- [95] Richelli A., Comensoli S., Kovacs Z. M., „*A DC/DC Boosting Technique and Power Management for Ultralow-Voltage Energy Harvesting Applications*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 6, pp. 2701-2708, 2012
- [96] Rufer A., Hotellier D., Barrade P., „*A supercapacitor-based energy-storage substation for voltage-compensation in weak transportation networks*”, IEEE Power Tech Conference Proceedings, Bologna, pp. 1-8, 2003
- [97] Salem M. „*Control and Power Supply for Resistance Spot Welding (RSW)*”, Electronic Thesis and Dissertation Repository Paper 130, 2011
- [98] Senderski A., „*Formułowanie modeli symulacyjnych układów energoelektronicznych*”, AGH Uczelniane Wydawnictwo Naukowo-Dydaktyczne, 2013
- [99] Somayajula D., Crow M. L., „*An Integrated Active Power Filter–Ultracapacitor Design to Provide Intermittency Smoothing and Reactive Power Support to the Distribution Grid*”, IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 5, no. 4, pp. 1116-1125, 2014
- [100] **Sowa K.**, Baszyński M., Piróg S., „*Jednofazowy energetyczny filtr aktywny z zasobnikiem energii do kompensacji wahań mocy czynnej w linii zasilającej*”, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 93, no. 3, pp. 260-266, 2017

- [101] **Sowa K.**, Baszyński M., Piróg S., „*One phase active filter with energy storage for active power surge compensation in feed line*”, Archives of Electrical Engineering, vol. 65, no. 2, pp. 221–234, 2016
- [102] Staudt V., „*Fryze - Buchholz - Depenbrock: A time-domain power theory*”, International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation, Lagow, 2008, pp. 1-12
- [103] Steiner M., Klohr M., Pagiela S., „*Energy storage system with ultracaps on board of railway vehicles*”, Power Electronics and Applications, European Conference on, pp. 1-10, 2007
- [104] Stosur M., Kuczek T., Chmielewski T., Ruszczyk A., **Sowa K.**, „*Overvoltage protection of solid state switch - simulation and analysis*”, European EMTP-ATP conference, Birmingham, pp. 184-195, 2016
- [105] Strzelecki R., Grabarek M., „*Udary mocy czynnej w okrętowych sieciach zasilających*”, VIII Konferencja Naukowo-Techniczna Innowacyjne Materiały i Technologie w Elektrotechnice, Lubniewice, 2014
- [106] Sun X., Li N., Wang B., Li X., „*Improvement for the closed-loop control of shunt Active Power Filter*”, Power Electronics and Motion Control Conference, Wuhan, IPEMC '09, pp. 2371-2376, 2009
- [107] Szkolny S., Małyżko O., „*Symulator typu hardware-in-the-loop do testowania generatorów turbin wiatrowych*”, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, vol. 103, no. 3, 2014
- [108] Terasic Inc., January 2017, <http://www.terasic.com.tw/cgi-bin/page/archive.pl?Language=English&CategoryNo=56&No=364/>
- [109] Texas Instruments, „*TMS320F2837xS Delfino Microcontrollers Technical Reference Manual*”, 2016
- [110] Texas Instruments, „*TMS320x2833x, 2823x Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) module - reference guide*”, 2009
- [111] Texas Instruments, Code Composer Studio, August 2017, <http://www.ti.com/tool/CCSTUDIO/>
- [112] Texas Instruments, GUI Composer, August 2017, http://processors.wiki.ti.com/index.php/Category:GUI_Composer/
- [113] Texas Instruments, January 2017, <http://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28377S/>
- [114] Tunia H., Winiarski B., „*Podstawy energoelektroniki*”, 3rd ed., Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, 1987
- [115] Vishay ESTA, „*Power electronic, DC capacitors, standard capacitors in cylindrical casing, oil impregnated, self-healing, with fuse*”, 2002
- [116] Walter. H. S., April 2016, „*Design of Switch Mode Power Supplies*”, http://schmidt-walter-schaltnetzteile.de/smps_e/smps_e.html

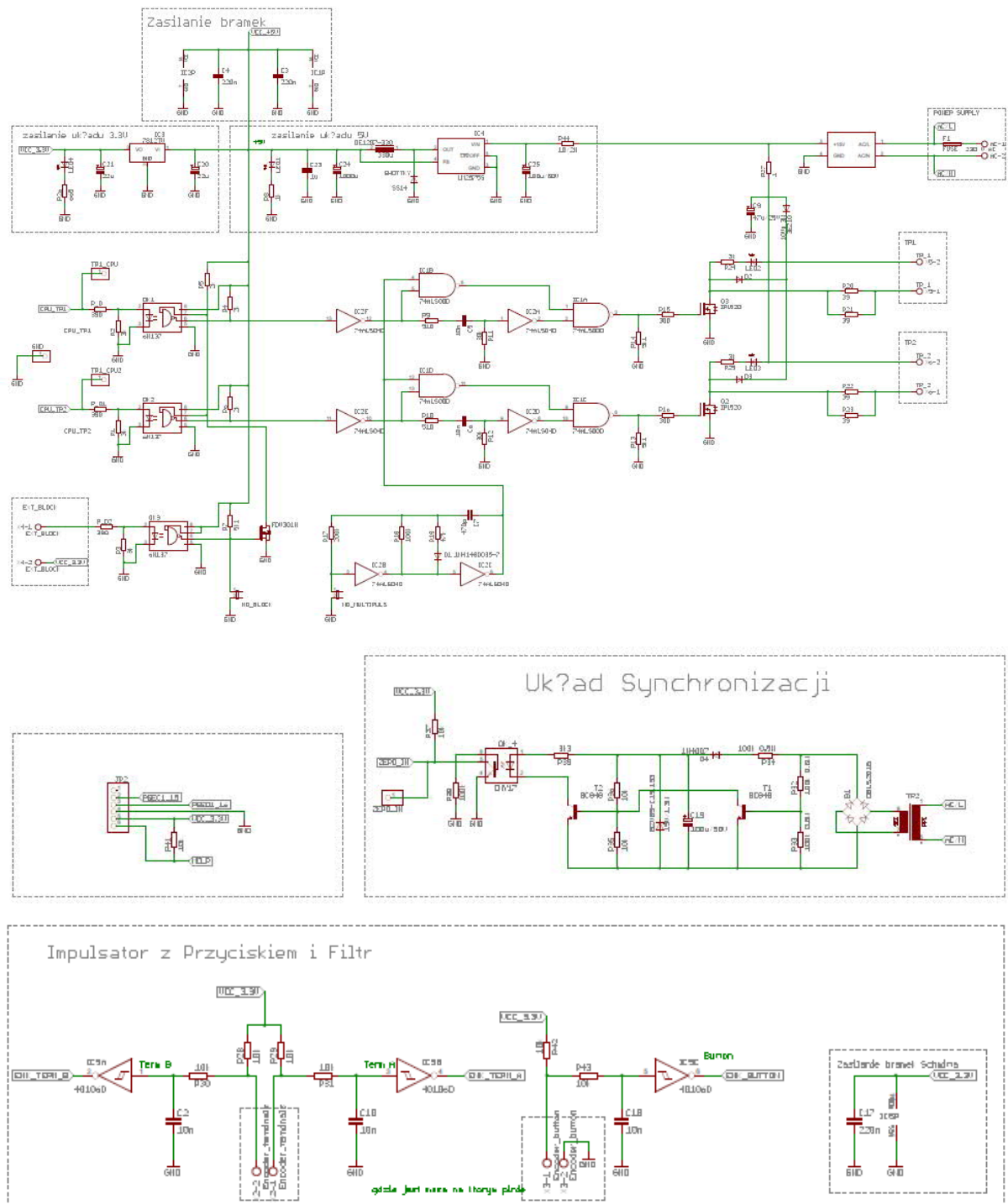
- [117] Wang T. C., Zhihong Y., Gautam S., Gautam Y., „*Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter*”, Power Electronics Specialist Conference, pp. 779-784, 2003
- [118] Wu B., „*High-Power Converters and AC Drives*”, Wiley-IEEE Press, 2006.
- [119] Xiao-li Ch., Da-qiang L., Wei-dong Z., „*Braking energy recovery for electric traction based on super-capacitor and Bidirectional DC-DC converter*”, Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), vol. 2, pp. 879-883, 2012
- [120] Xie H., Ängquist L., Nee H. P., „*Active Power Compensation of Voltage Source Converters with Energy Storage Capacitors*”, IEEE PES Power Systems Conference and Exposition, Atlanta, pp. 1012-1019, 2006
- [121] Zhang X., Tong D., Ding H., Xu D., „*Research of digital control bidirectional DC/DC converter based on ultra-capacitor*”, Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), vol. 3, Harbin, China, pp. 1545-1549, 2012
- [122] Zhou Z., Benbouzid M., Charpentier J. F., Scuif F., „*Energy storage technologies for smoothing power fluctuations in marine current turbines*”, Industrial Electronics (ISIE), Hangzhou, pp. 1425-1430, 2012
- [123] Zieliński D., Lipnicki P., Jarzyna W., „*Synchronization of voltage frequency converters with the grid in the presence of notching*”, COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering, vol. 34, no. 3, pp. 657-673 2015
- [124] Zieliński T. P., „*Cyfrowe przetwarzanie sygnałów. Od teorii do zastosowań*”, 2nd ed., Wydawnictwa Komunikacji i Łączności WKŁ, 2007

DODATEK

D.1. Układ sterownika zgrzewarki

a) schemat blokowy, b) zaprojektowana na jego podstawie płytki PCB

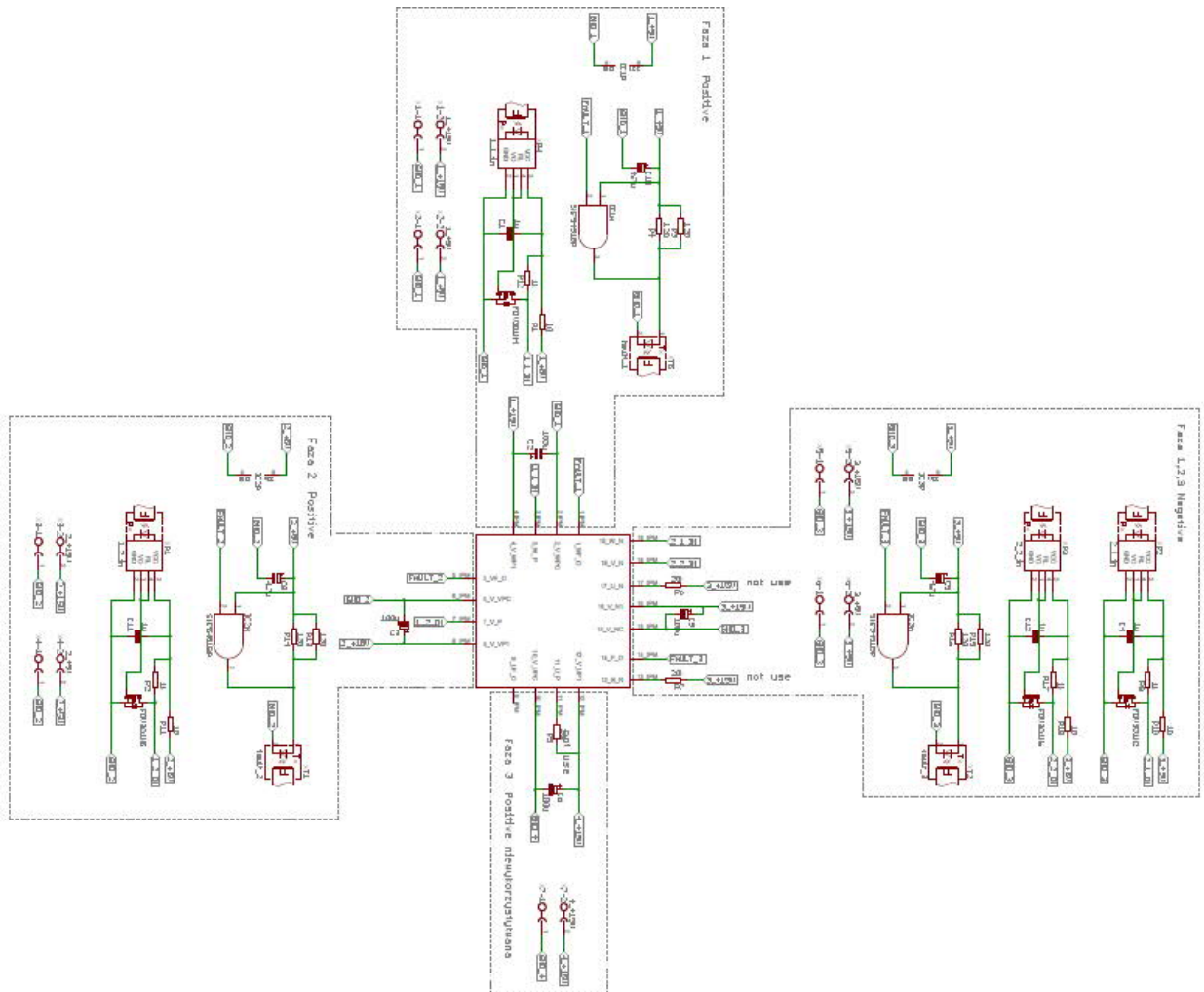
a)



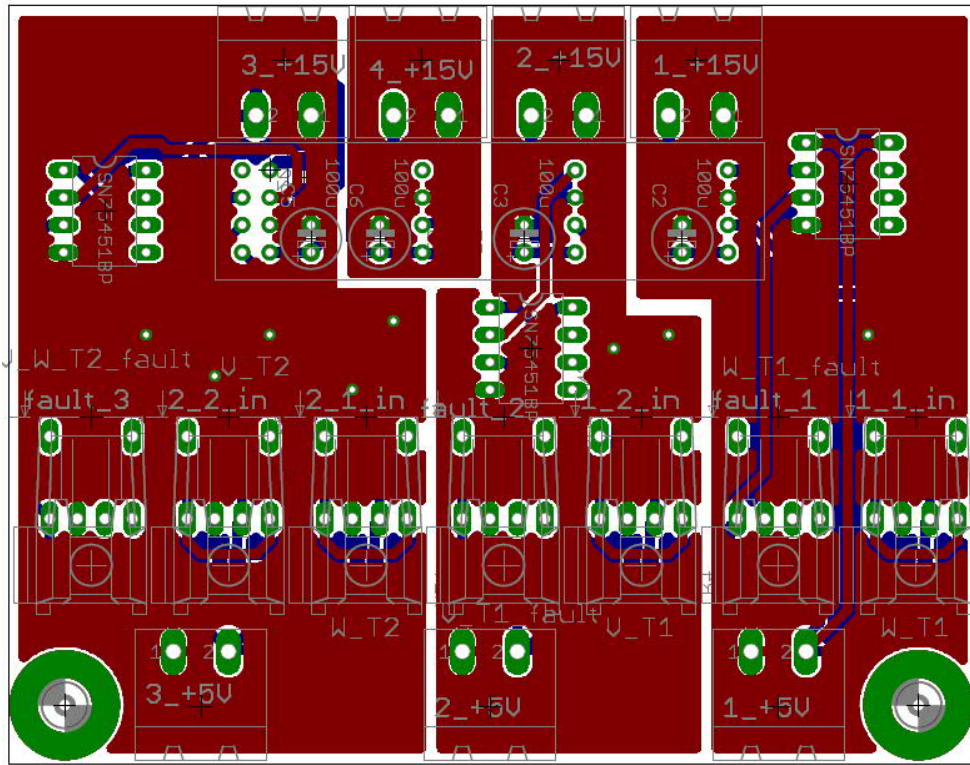
D.2. Układ interfejsu podpinany do modułu IPM

a) schemat blokowy, b) zaprojektowana na jego podstawie płytki PCB, c) układ rzeczywisty

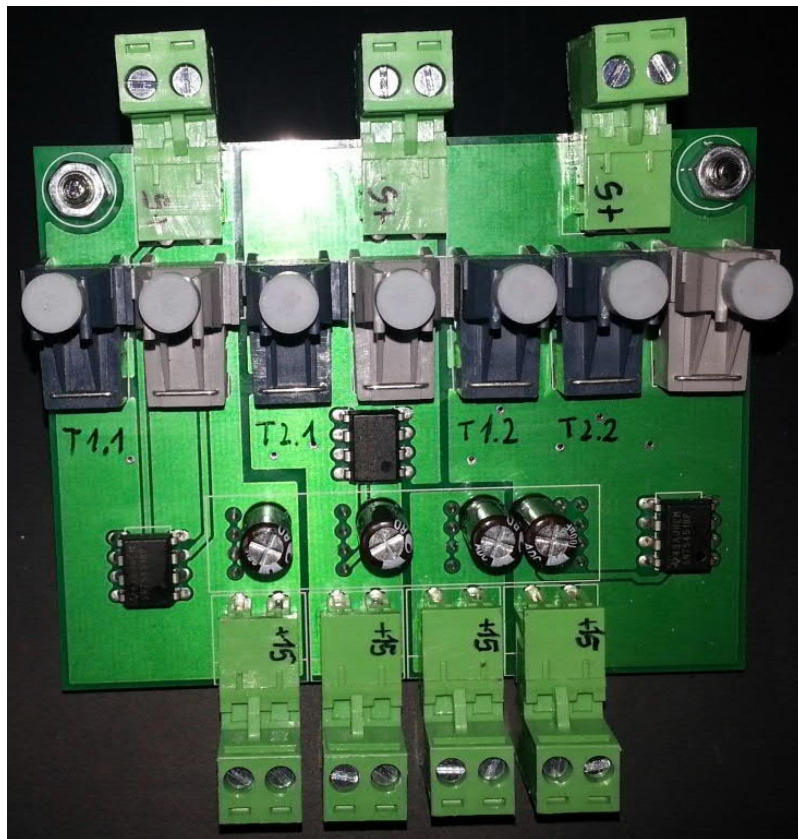
a)



b)



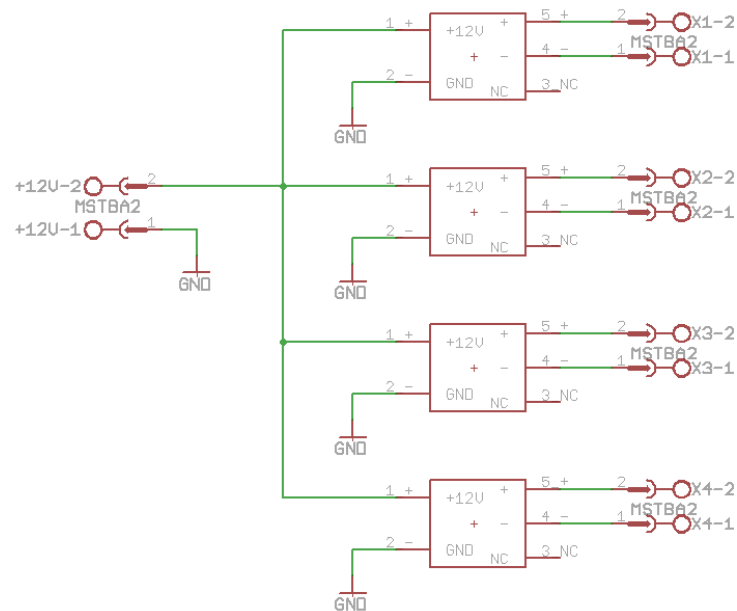
c)



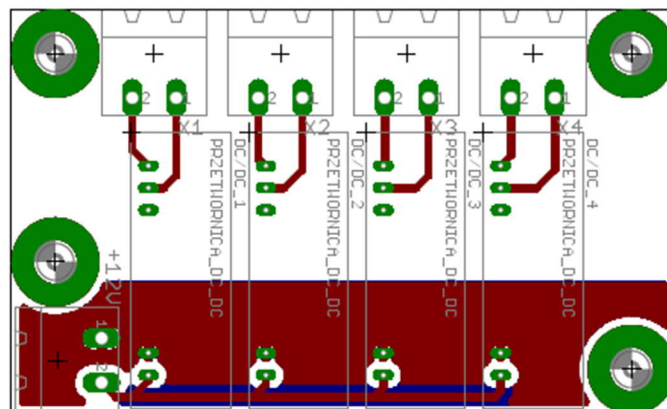
D.3. Układy zasilania IPM'a +15 V oraz interfejsu +5 V

a) schemat blokowy, b) zaprojektowana na jego podstawie płytki PCB, c) układ rzeczywisty

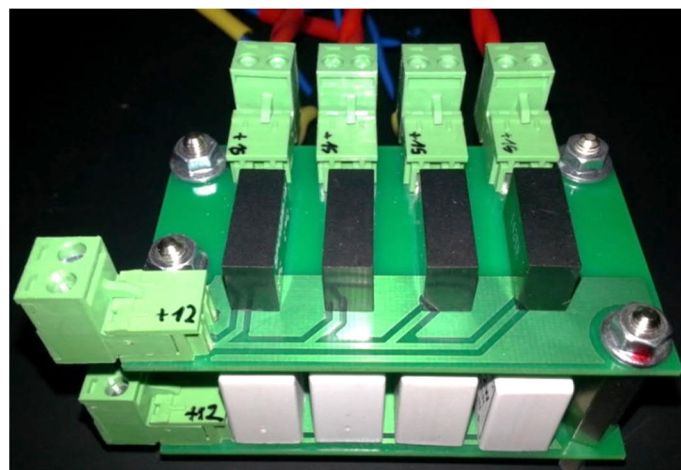
a)



b)



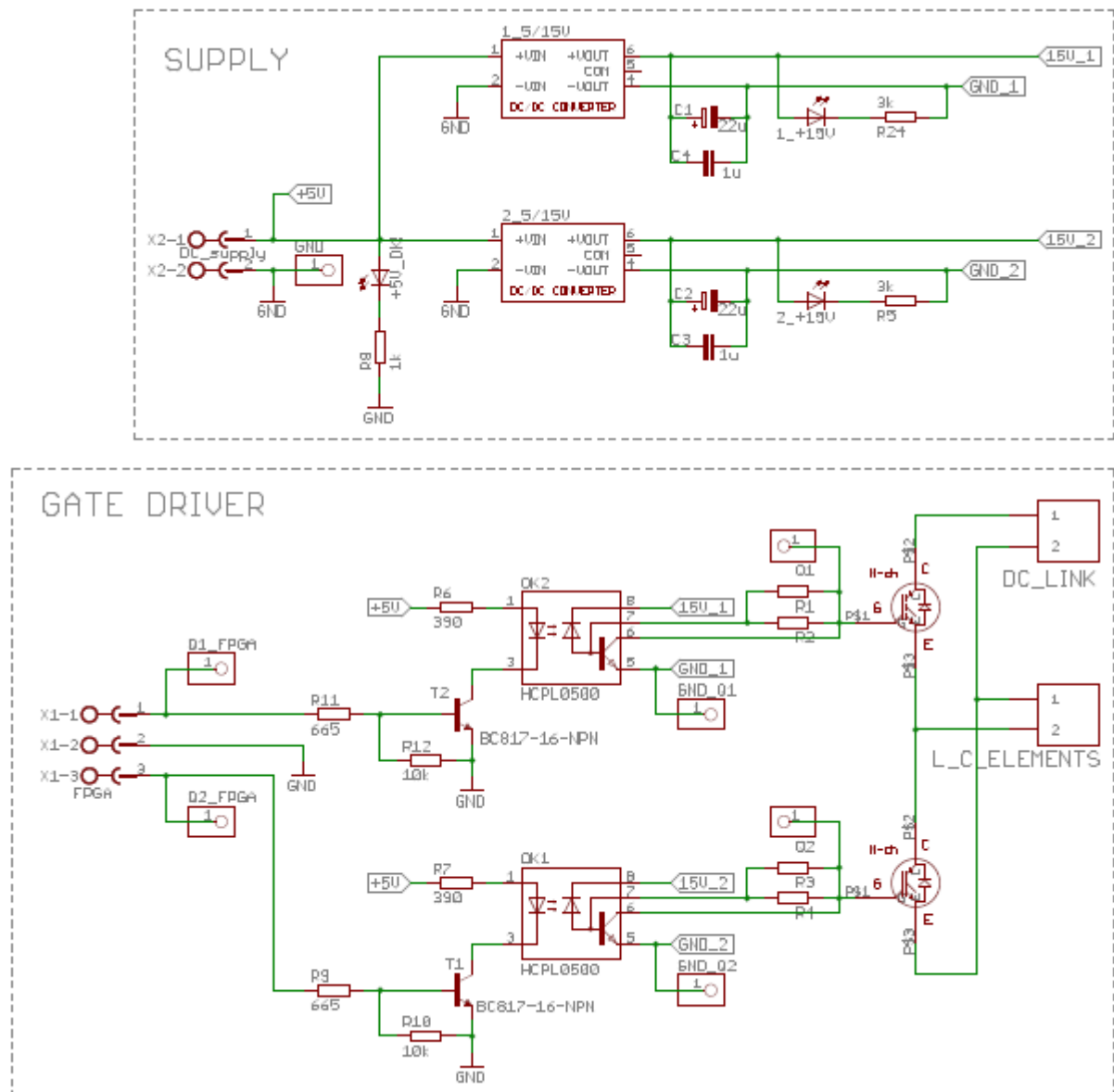
c)



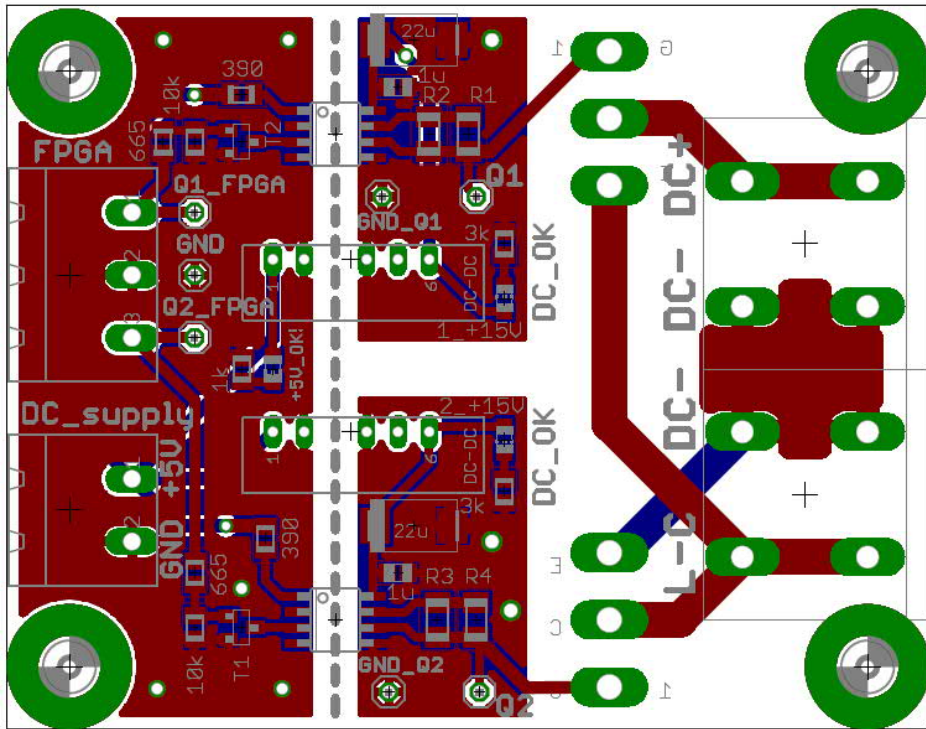
D.4. Układ sterowania przekształtnika DC/DC z tranzystorami mocy

a) schemat blokowy, b) zaprojektowana na jego podstawie płytki PCB, c) układ rzeczywisty

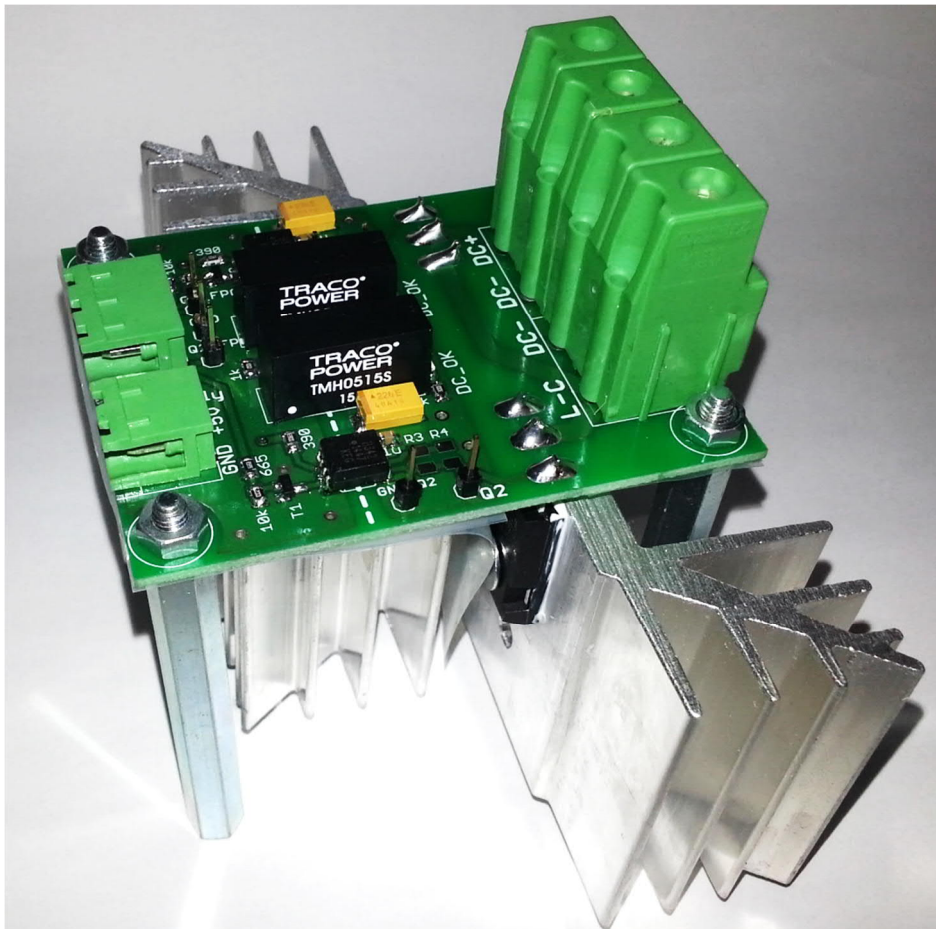
a)



b)



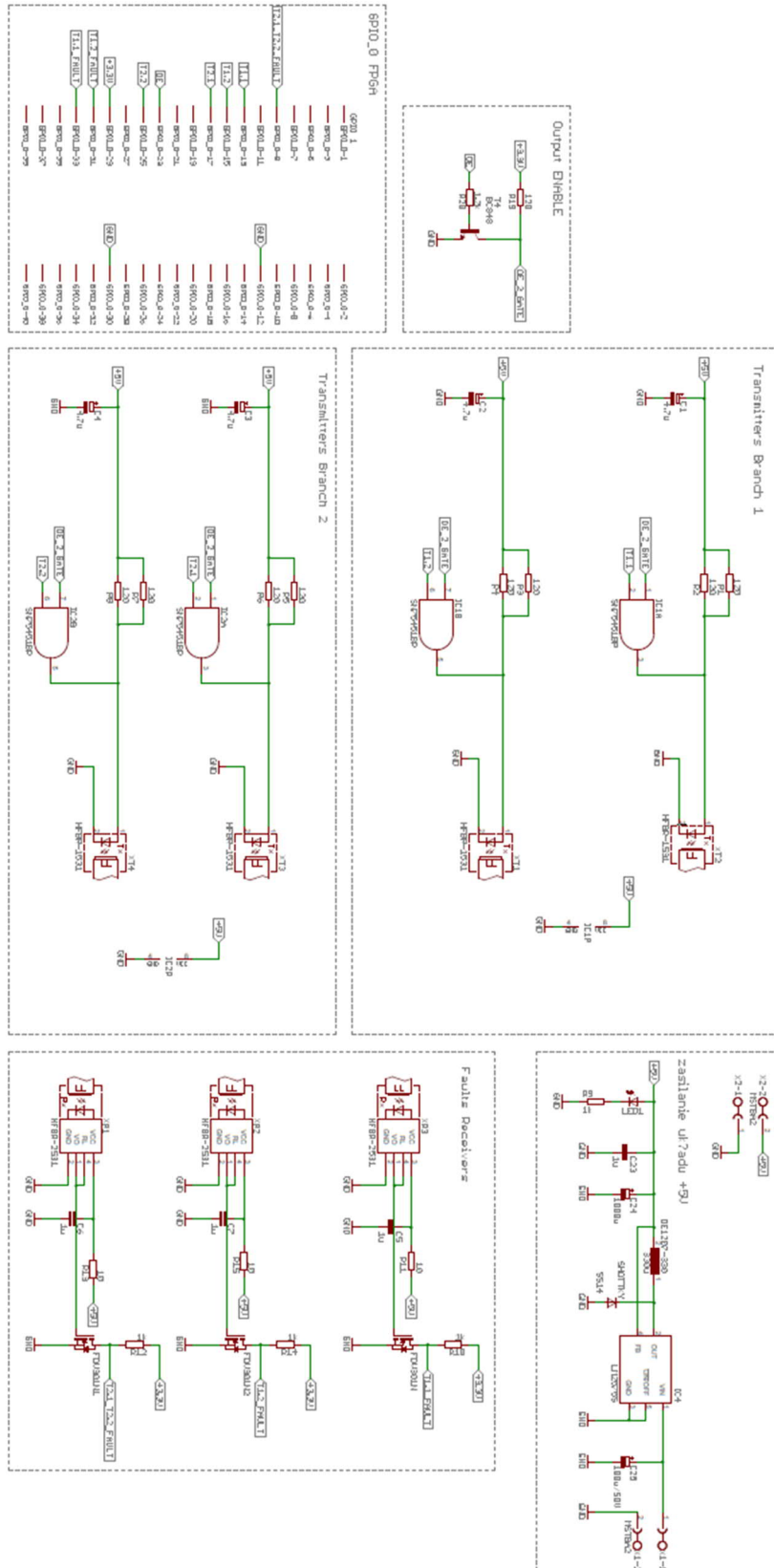
c)



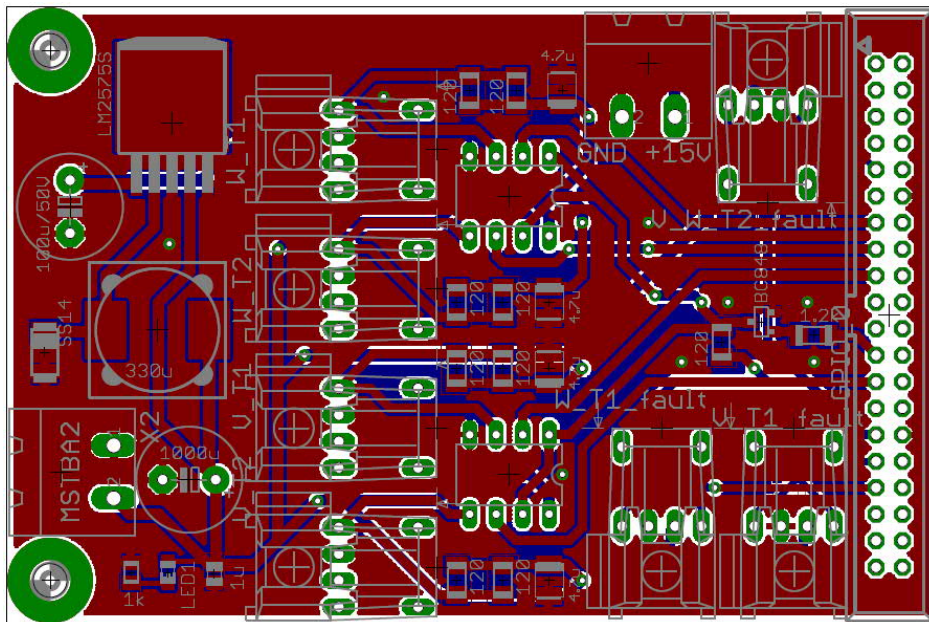
D.5. Układ drivera modułu IPM podpinany do modułu FPGA

a) schemat blokowy, b) zaprojektowana na jego podstawie płytkka PCB, c) układ rzeczywisty

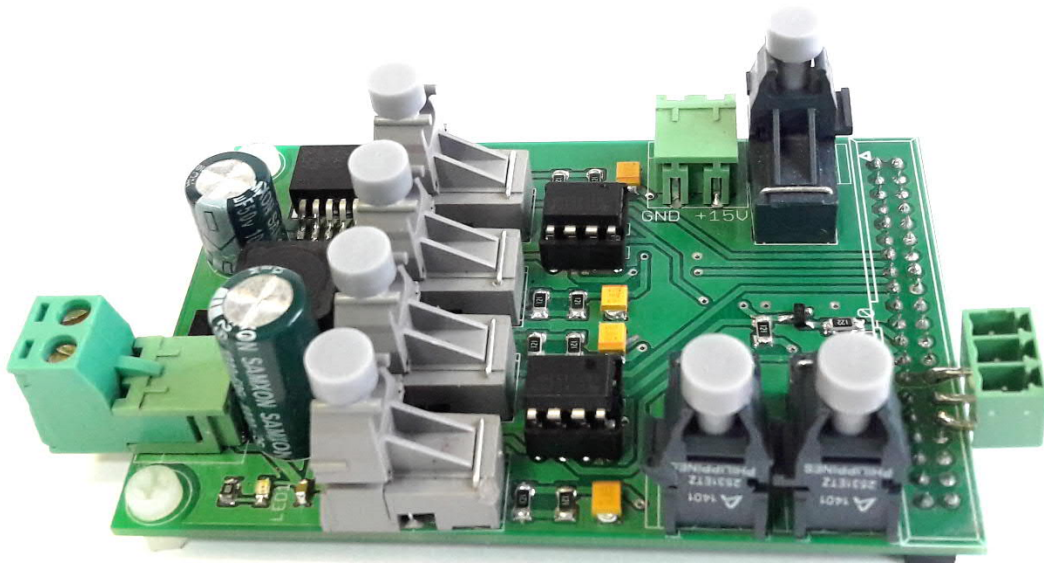
a)



b)



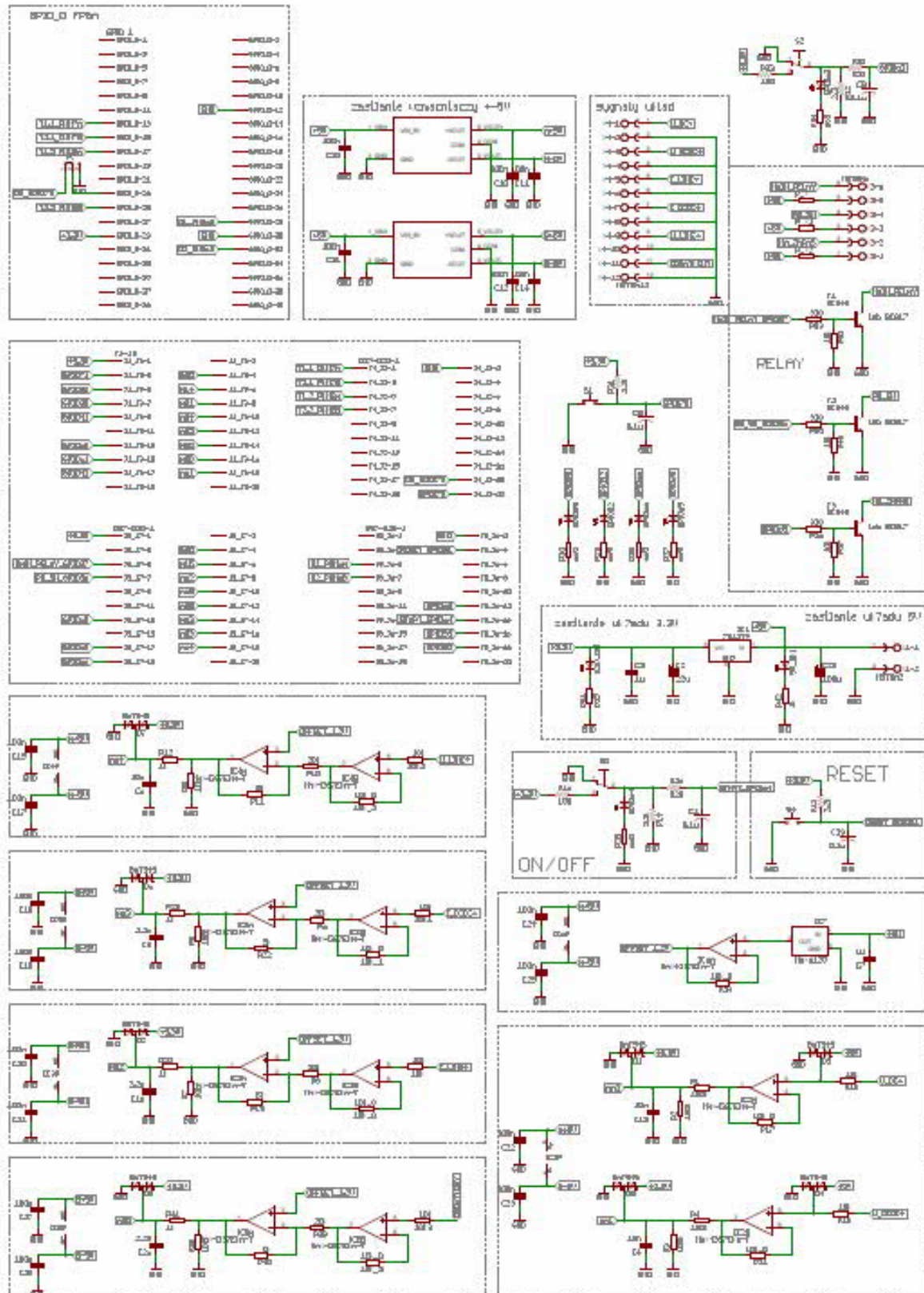
c)



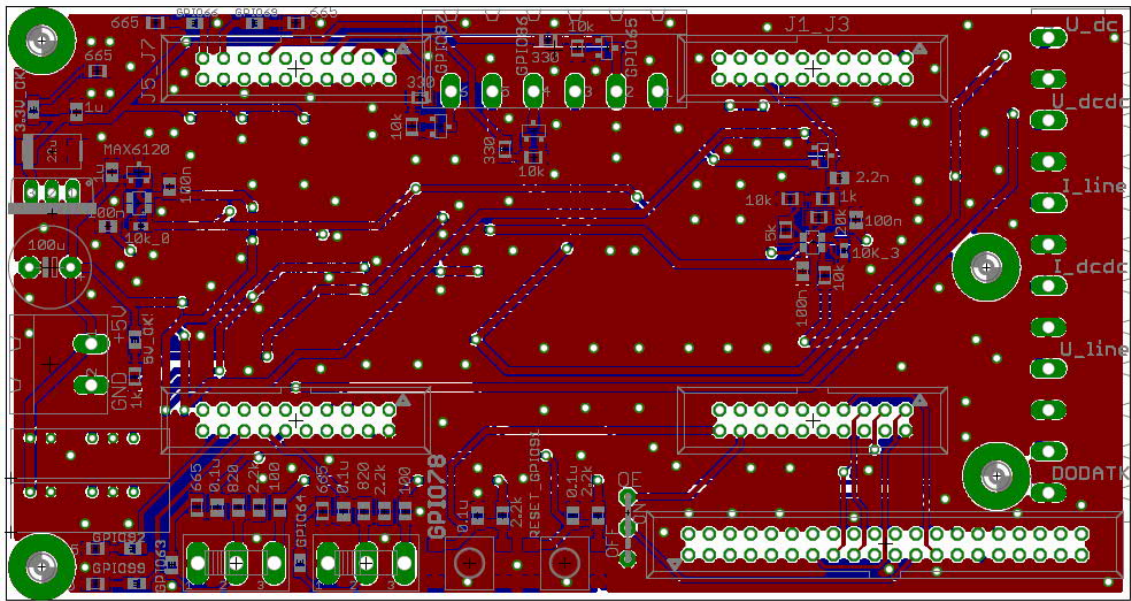
D.6. Układ interfejsu TI DSP C2000 Launchpad

a) schemat blokowy, b) zaprojektowana na jego podstawie płytki PCB, c) układ rzeczywisty

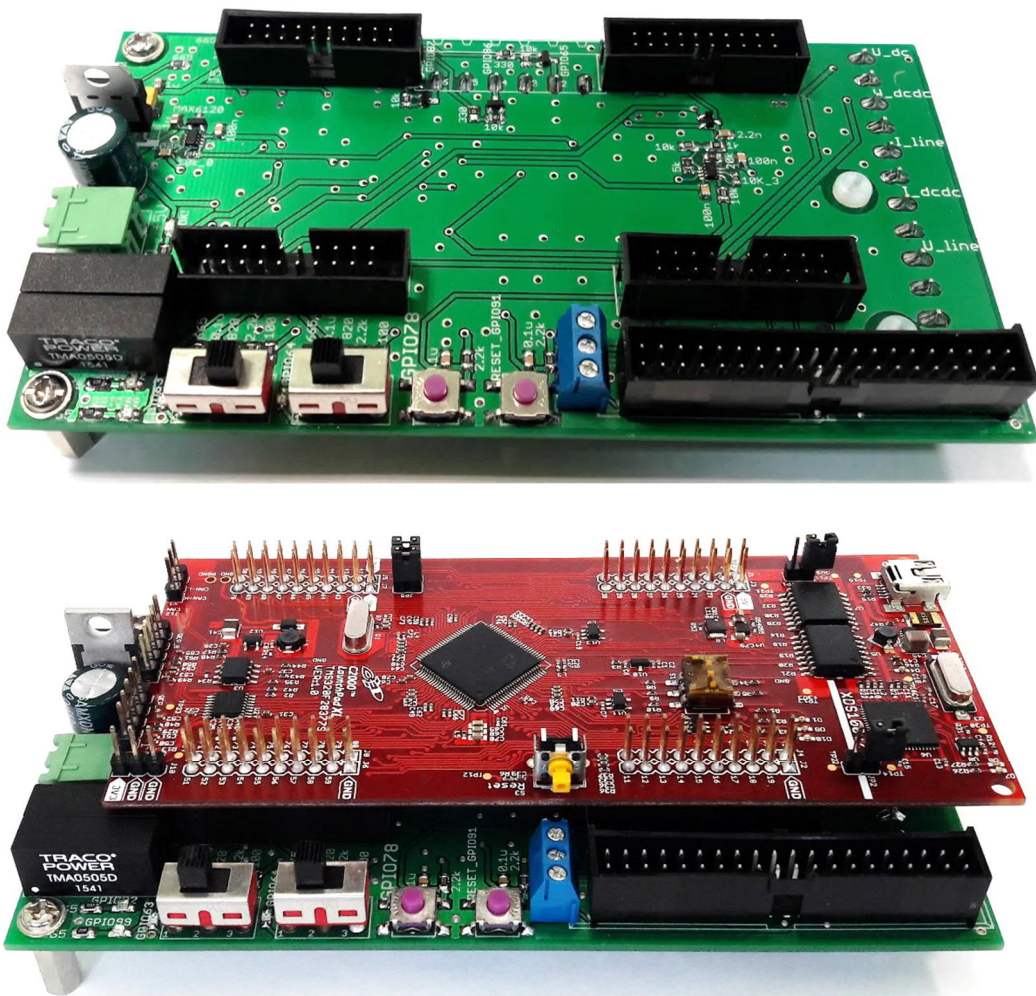
a)



b)



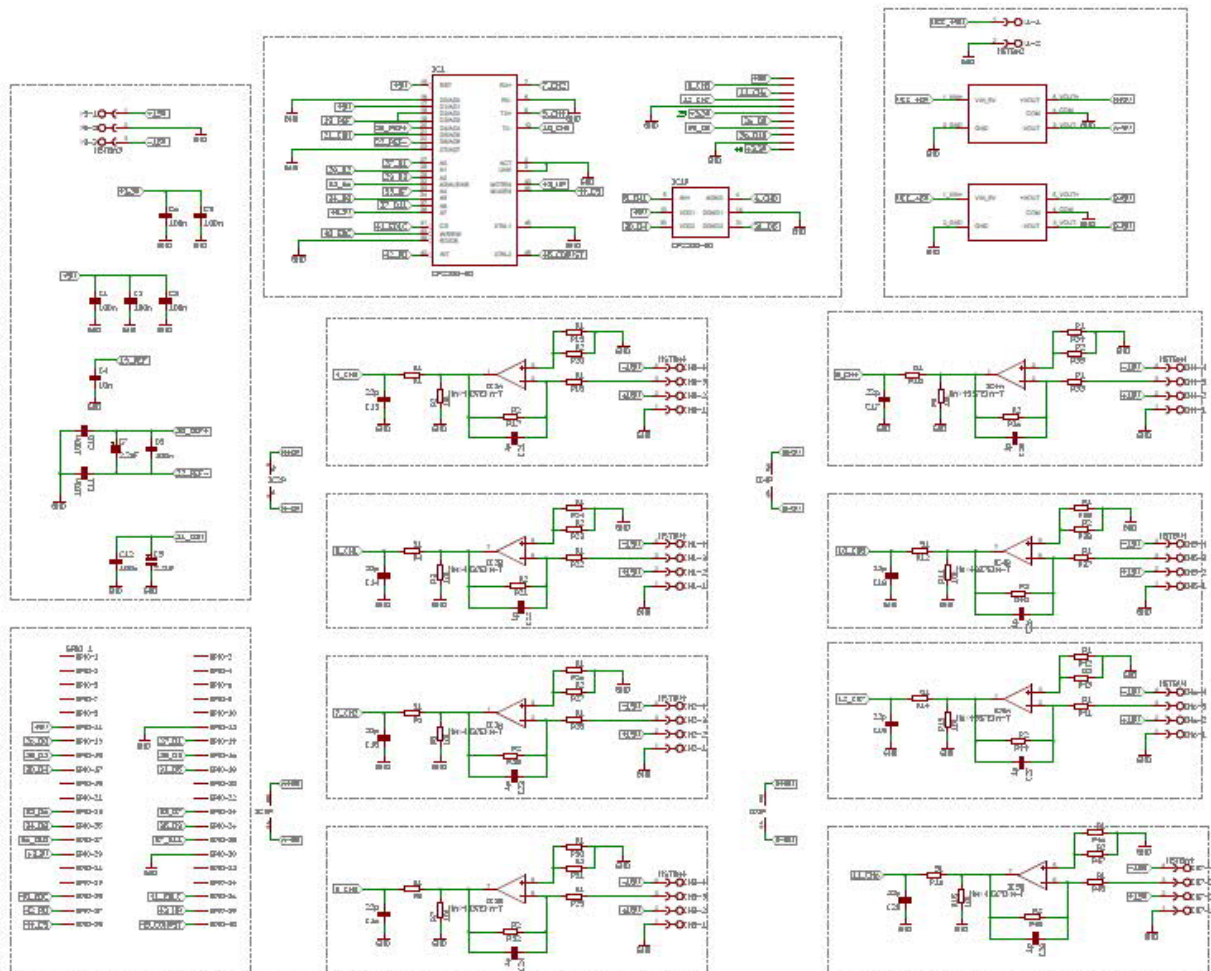
c)



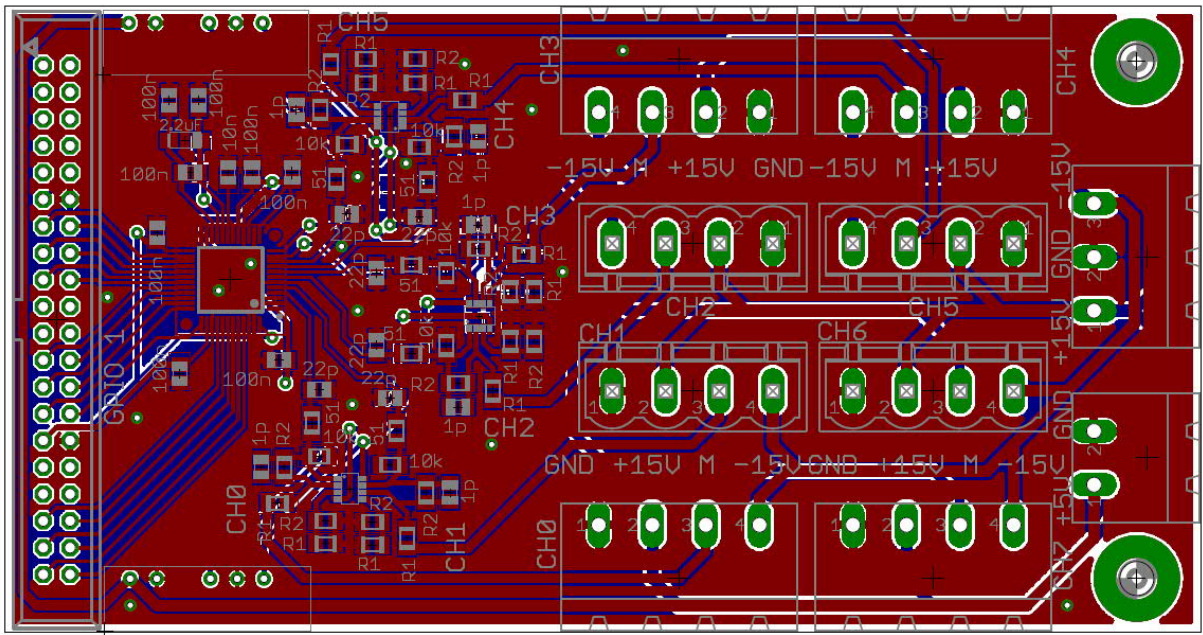
D.7. Układ przetwornika A/D MAX1308 oraz kondycjonowania sygnałów podpinany do modułu FPGA

a) schemat blokowy, b) zaprojektowana na jego podstawie płytka PCB, c) układ rzeczywisty

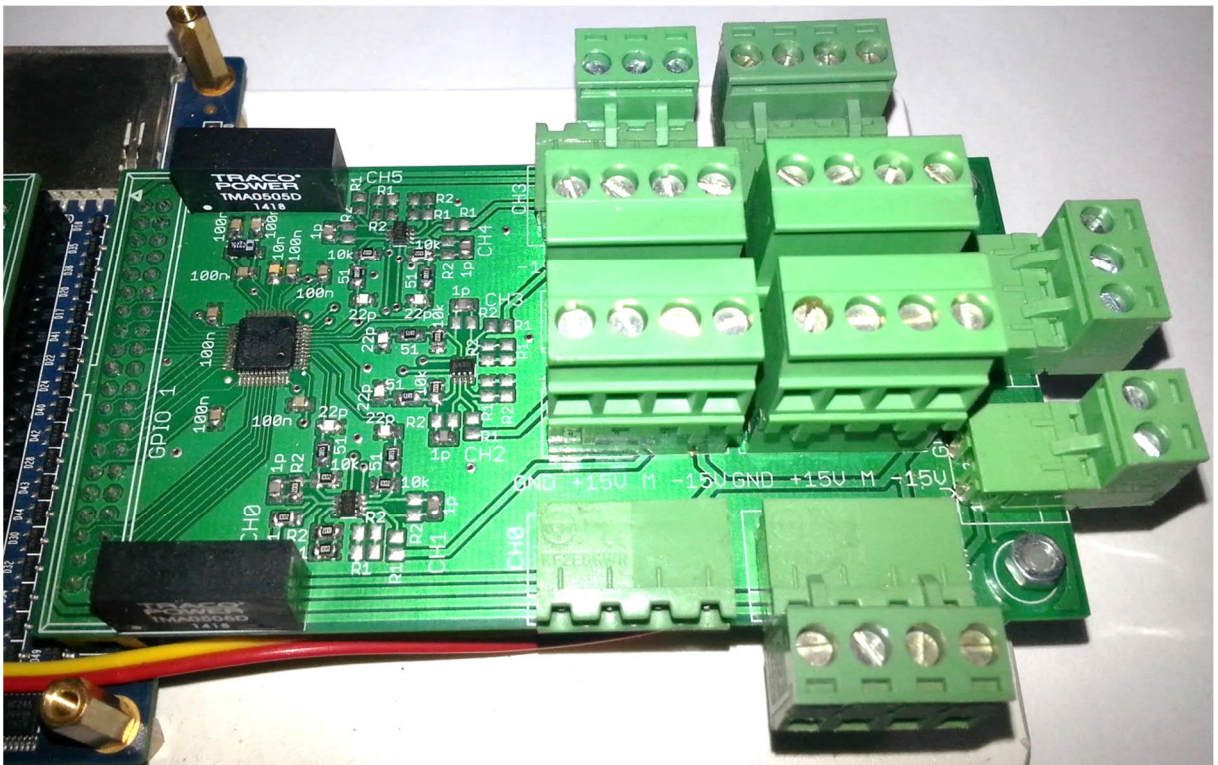
a)



b)



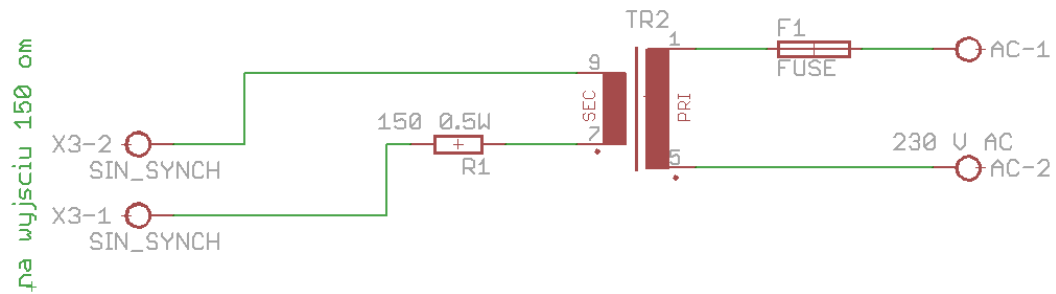
c)



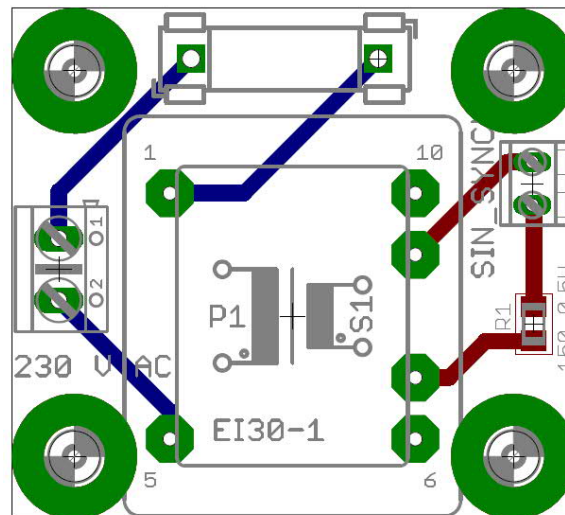
D.8. Układ synchronizacji z napięciem linii zasilającej

a) schemat blokowy, b) zaprojektowana na jego podstawie płytki PCB, c) układ rzeczywisty, d) oscylogram z przebiegami napięcia po stronie pierwotnej i wtórnej

a)



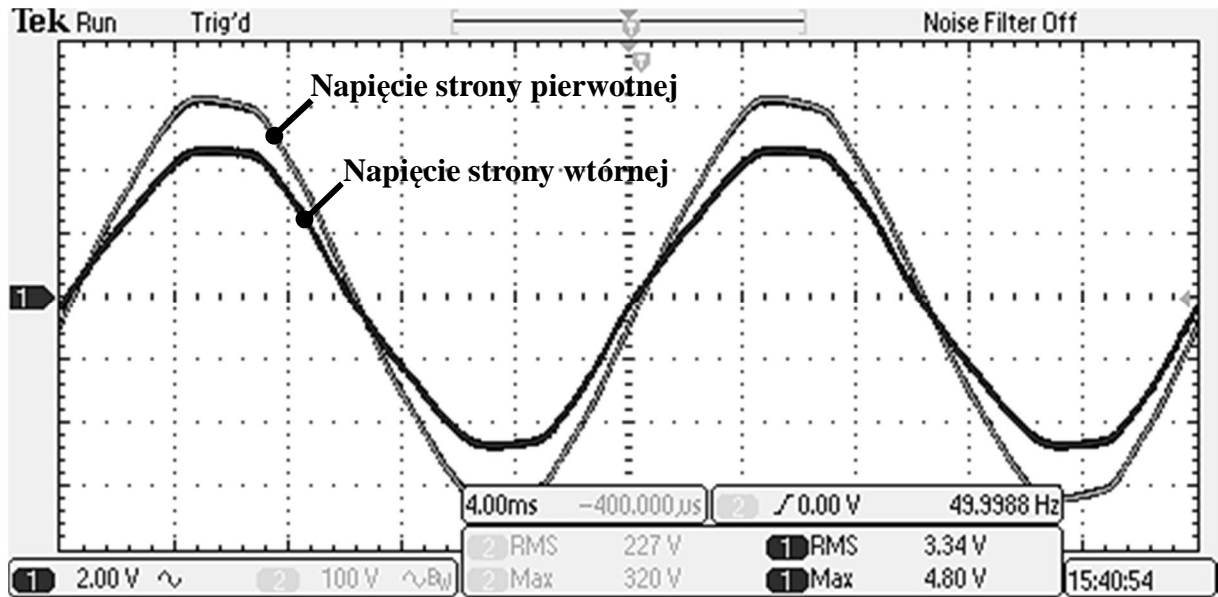
b)



c)



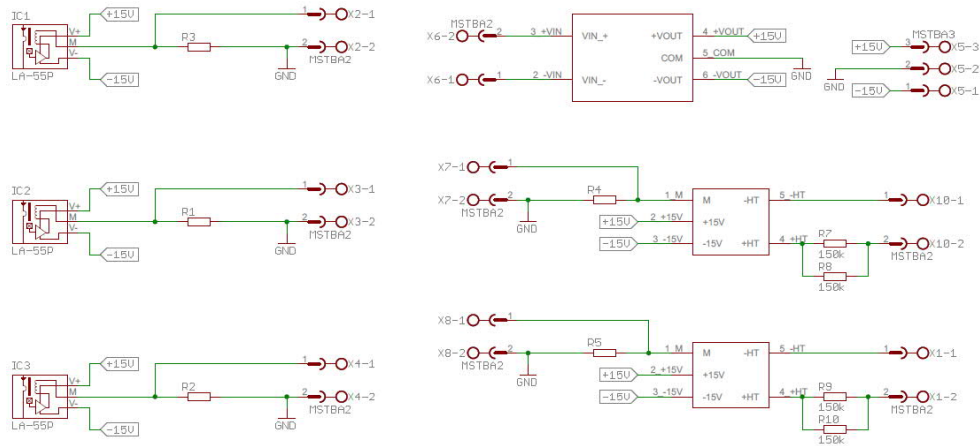
d) Przebiegi napięcia po stronie pierwotnej i wtórnej układu synchronizacji z napięciem linii zasilającej



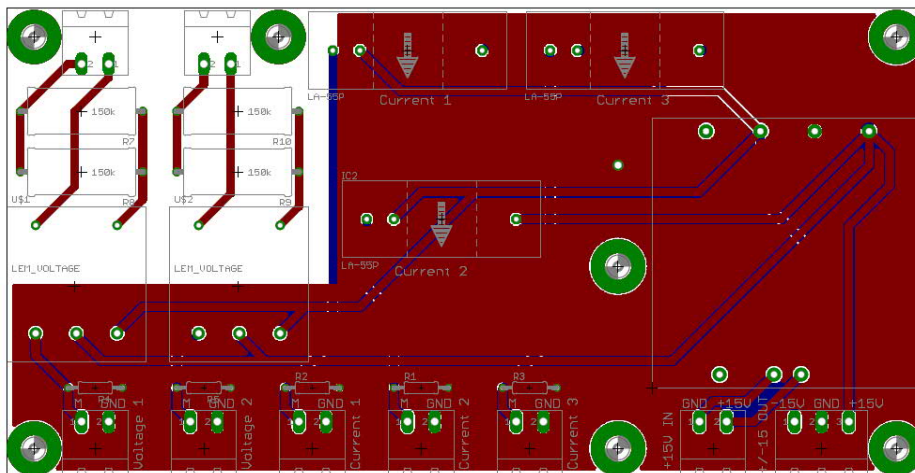
D.9. Układ przetwornic pomiarowych LEM wraz z zasilaniem $\pm 15\text{ V}$

a) schemat blokowy, b) zaprojektowana na jego podstawie płytki PCB, c) układ rzeczywisty, d) współczynniki wzmocnienia torów pomiarowych

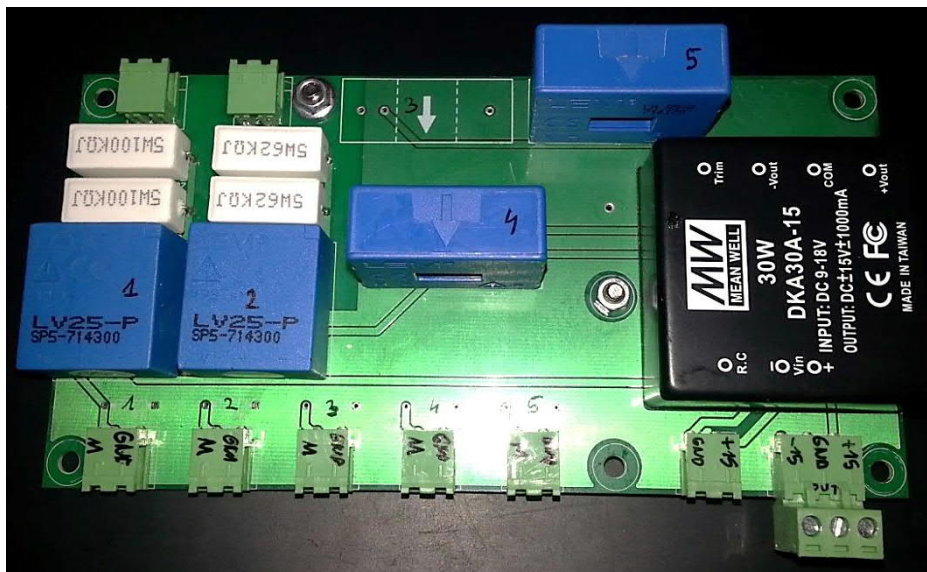
a)



b)



c)



d) Współczynniki wzmacnienia torów pomiarowych:

Oznaczenie elementu	Wartość wzmocnienia	R_1 [kΩ]	R_M [Ω]
LEM_U_1 (U_F)	208,09	50	96,8
LEM_U_2 (U_S)	125,44	31	97,1
LEM_I_4	8,33	-	59,3
LEM_I_5	8,33	-	59,5