



AGH

Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie

WYDZIAŁ INFORMATYKI, ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

Projekt dyplomowy

Model laboratoryjny przetwornicy typu „Buck-Boost” opartej na czterech kluczach tranzystorowych sterowanej cyfrowo

Laboratory model of a digitally controlled buck-boost converter based on four transistor switches

Autor:

Kierunek studiów:

Opiekun pracy:

Mikołaj Pichita

Elektronika i Telekomunikacja

dr hab. inż. Cezary Worek, prof. AGH

Kraków, 2024

Spis treści

Wstęp	4
Cel pracy	4
1. Wprowadzenie do nieizolowanych przetwornic DC-DC	5
1.1. Opis działania przetwornicy typu Buck.....	5
1.2. Opis działania przetwornicy Boost	6
1.3. Opis działania przetwornicy Buck-Boost	7
1.4. Sprzężenie zwrotne przetwornicy DC-DC	8
1.5. Filtracja zaburzeń elektromagnetycznych.....	10
1.6. Techniki separacji i izolacji sygnałów w przetwornicach impulsowych	12
2. Projekt przetwornicy	14
2.1. Założenia projektowe	14
2.2. Opis wybranej topologii.....	14
2.3. Schemat blokowy	16
2.4. Dobór elementów magnetycznych.....	17
2.5. Zasilanie pomocnicze i izolacja sygnałów	18
2.6. Układ zabezpieczających	19
2.7. Opis układów pomiarowych.....	21
2.8. Filtracja torów zasilania DC.....	24
2.9. Projekt PCB.....	28
3. Model symulacyjny przetwornicy typu Buck-Boost	30
3.1. Symulacje toru przetwarzania energii.....	30
3.2. Symulacje modułów pomiarowych.....	32
3.3. Symulacje filtrów	35
3.4. Symulacje pętli sprzężenia zwrotnego przetwornicy	39
4. Cyfrowa pętla sprzężenia zwrotnego	40
4.1. Opis zastosowanego algorytmu	40
4.2. Implementacja algorytmu na mikrokontrolerze	40
Podsumowanie i wnioski.....	44
Spis rysunków.....	44
Spis tabel.....	46

Spis równań	46
Bibliografia	47

Wstęp

Przetwornice DC-DC Buck-Boost to uniwersalne urządzenia zapewniające dostarczenie napięcia zasilania z szerokiego zakresu. Łączy ona w sobie funkcjonalności przetwornicy Buck oraz Boost. Istnieje wiele różnych topologii dla tego typu przetwornic. Każda z nich posiada swoje zalety, ale również jest obciążona pewnego rodzaju wadami.

Dzięki cyfrowemu sterowaniu taka przetwornica jest w stanie zagwarantować sprawność na bardzo wysokim poziomie oraz stałe napięcie na wyjściu układu. W zaawansowanych systemach do sterowania nie są wykorzystywane powszechnie dostępne na rynku kontrolery. Bardzo często tworzony jest cały system sterowania na dedykowanym procesorze. Zapewnia to elastyczność, której standardowe kontrolery nie są w stanie zagwarantować. Pozwala stworzenie i kalibrację pętli sterowania dokładnie po zaprojektowany układ.

Cel pracy

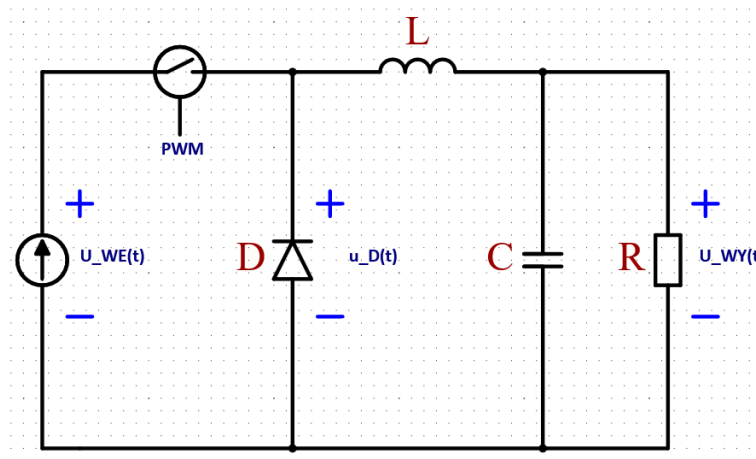
Celem pracy jest zaprojektowanie niskonapięciowej przetwornicy DC-DC typu Buck-Boost opartej na czterech kluczach tranzystorowych. Kontrola systemu powinna być zrealizowana poprzez mikrokontroler STM32G474 lub jego płytkę rozwojową. Układ został przygotowany jako model laboratoryjny do celów dydaktycznych.

1. Wprowadzenie do nieizolowanych przetwornic DC-DC

Niniejszy rozdział ma za zadanie opisać podstawowe funkcjonalności i właściwości nieizolowanych przetwornic DC-DC. Tematem pracy jest opracowanie modelu laboratoryjnego przetwornicy Buck-Boost. Z tego powodu skupiono się na objaśnieniu działania trzech podstawowych trybów działania przetwornicy: Buck, Boost, Buck-Boost oraz objaśnieniu cyfrowego sprzężenia zwrotnego, które zapewnia stabilność całego systemu, filtracji zaburzeń elektromagnetycznych oraz sposobów prowadzenia kluczowych, dla poprawnego działania przetwornicy, sygnałów.

1.1. Opis działania przetwornicy typu Buck

Cechą przetwornicy typu Buck jest zapewnienie napięcia wyjściowego układu, które będzie mniejsze od napięcia wejściowego. W najprostszej konfiguracji składa się ona z czterech elementów: elementu kluczującego, najczęściej tranzystora, elementu prostownika, w najprostszym przypadku diody, elementu magazynującego energię w polu magnetycznym oraz elementu filtrującego w postaci kondensatora. [1]



Rysunek 1. Przetwornica typu Buck

Klucz ma za zadanie obniżyć wartość napięcie wyjściowego przetwornicy poprzez jego włączanie i wyłączenie. Przez to, napięcie na diodzie będzie przypominać falę prostokątną ze współczynnikiem wypełnienia proporcjonalnym do stosunku czasów "włączenia" i "wyłączenia".

$$D = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{t_{ON}}{T_{SW}} \quad (1.1)$$

Gdzie:

- D - współczynnik wypełnienia fali prostokątnej
- t_{ON} - czas włączenia tranzystora [s]
- t_{OFF} - czas wyłączenia tranzystora [s]
- T_{SW} - okres trwania jednego cyklu przełączania [s]

Aby otrzymać wartość stałą na wyjściu przetwornicy, należy posłużyć się filtrem dolnoprzepustowym. Taki filtr będzie spełniał rolę układu całkującego, tłumiąc składowe wysokoczęstotliwościowe przebiegów, przepuszczając głównie składową stałą przebiegu prostokątnego. W rezultacie można otrzymać wzór opisujący napięcie wyjściowe idealnego konwertera Buck.

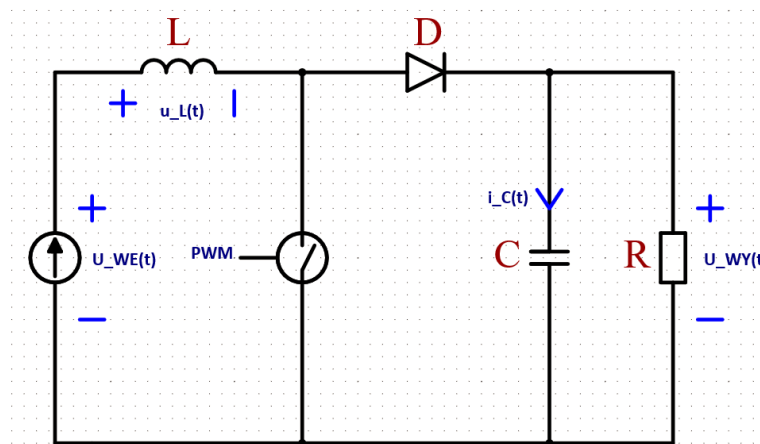
$$V_{OUT} = V_{IN} \cdot D \quad (1.2)$$

Gdzie:

- V_{OUT} - napięcie wyjściowe przetwornicy [V]
- V_{IN} - napięcie wejściowe przetwornicy [V]

1.2. Opis działania przetwornicy Boost

Przetwornica Boost zwiększa napięcie wyjściowe w stosunku do napięcia wejściowego. Urządzenie wykorzystuje takie same komponenty jak przetwornica Buck, ale zmieniając ich topologię, zapewnia inną funkcjonalność. [1]



Rysunek 2. Przetwornica typu Boost

Gdy klucz jest włączony, napięcie na elemencie indukcyjnym jest równe napięciu wejściowemu, a prąd elementu filtrującego jest równy prądowi obciążenia.

$$\begin{aligned} v_L &= V_{IN} \\ i_C &= -\frac{V_{OUT}}{R} \end{aligned} \quad (1.3)$$

Gdzie:

- v_L - napięcie elementu indukcyjnego [V]
- i_C - prąd elementu filtrującego [A]

W czasie, kiedy klucz jest wyłączony, element indukcyjny zmagazynował energię w polu magnetycznym. Ze względu na warunek zachowania ciągłości prądu, powoduje to zmianę napięcia na tym elemencie oraz zmianę prądu przepływającego przez element C .

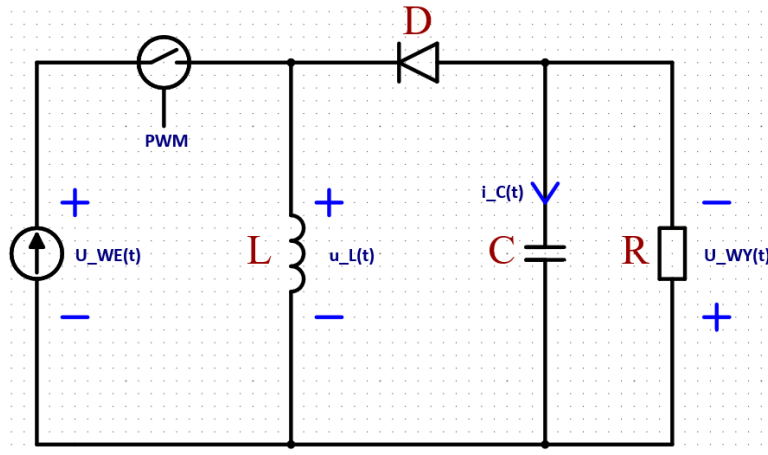
$$\begin{aligned} v_L &= V_{IN} - V_{OUT} \\ i_C &= i_L - \frac{V_{OUT}}{R} \end{aligned} \quad (1.4)$$

Pozwala to wyprowadzić równanie na napięcie wyjściowe przetwornicy:

$$V_{OUT} = V_{IN} \cdot \frac{1}{1 - D} \quad (1.5)$$

1.3. Opis działania przetwornicy Buck-Boost

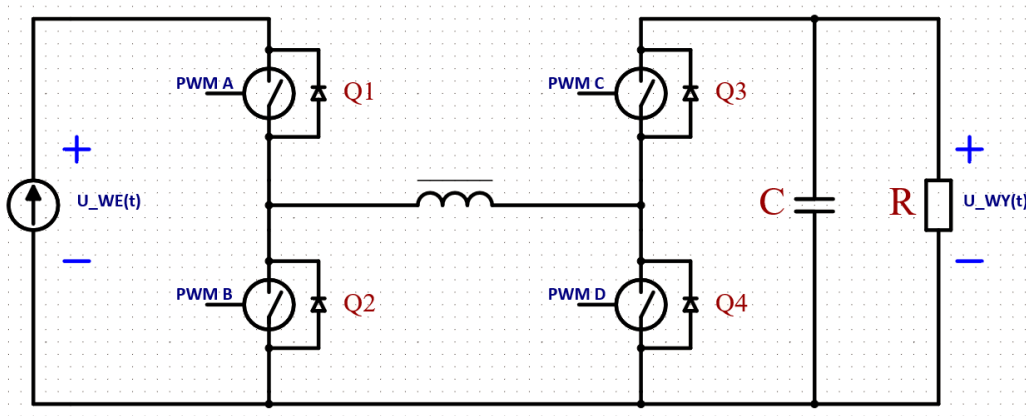
Topologia Buck-Boost łączy funkcjonalność obu przetwornic. Taki układ potrafi wyprodukować napięcie wyjściowe, które może być zarówno mniejsze, jak i większe od napięcie wejściowego. Taka elastyczność jest często bardzo przydatna, gdy chcemy wykorzystać tę samą topologię do zasilania urządzeń o różnych napięciach zasilania. [1]



Rysunek 3. Odwracająca przetwornica typu Buck-Boost

$$V_{OUT} = V_{IN} \cdot \frac{D}{1 - D} \quad (1.6)$$

Charakterystycznym elementem tej topologii jest odwrócone napięcie wyjściowe. Aby mogło być ono mierzone względem tego samego potencjału, należy posłużyć się inną topologią przetwornicy Buck-Boost, na przykład topologia SEPIC (single-ended primary-inductor converter) lub topologią opartą na czterech kluczach tranzystorowych.



Rysunek 4. Przetwornica typu Buck-Boost na czterech kluczach

Wprowadzając do modeli przetwornic elementy pasozytnicze m.in. rezystancję szeregową induktora, rezystancję ON klucza, uzyskiwany jest model, który nie jest bezstratny. Parametr sprawności służy do opisywania stosunku mocy wejściowej i mocy wyjściowej przetwornicy, pokazując wpływ strat na jej pracę.

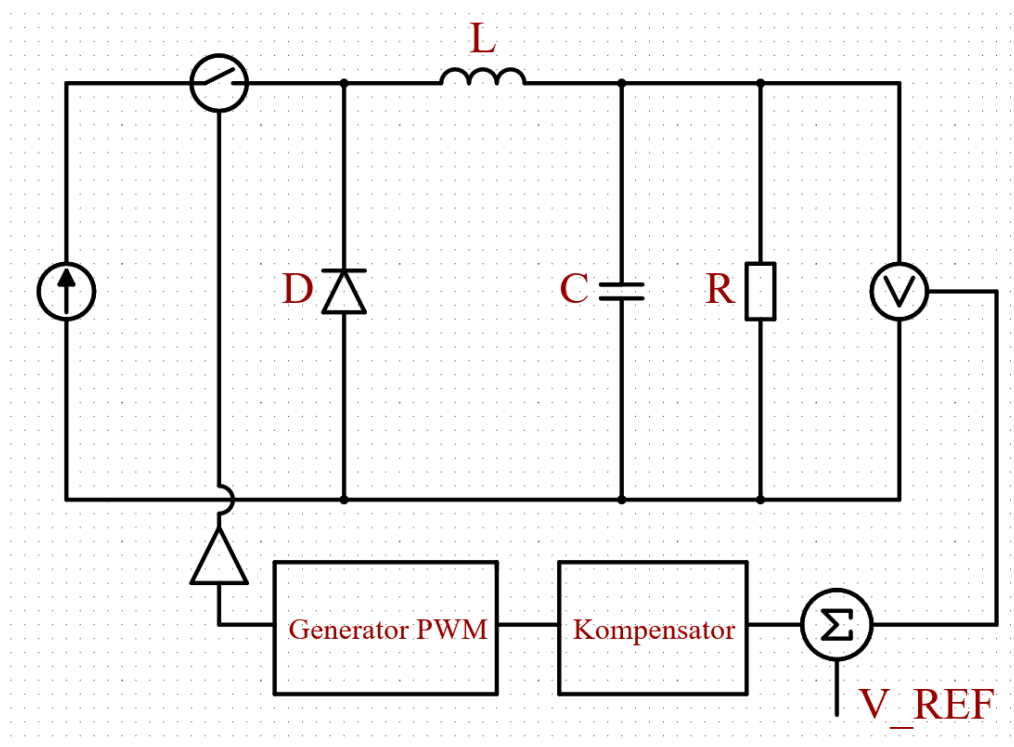
$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \quad (1.7)$$

Gdzie:

- η - sprawność
- P_{OUT} - moc wyjściowa przetwornicy [W]
- P_{IN} - moc wejściowa przetwornicy [W]

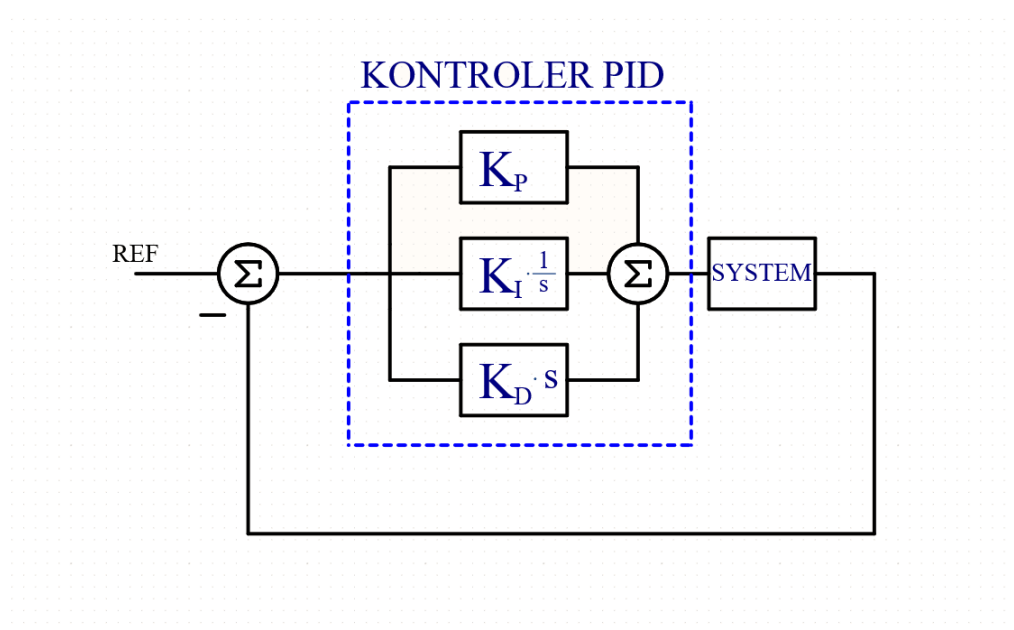
1.4. Sprężenie zwrotne przetwornicy DC-DC

Przetwornice impulsowe można opisać jako system składający się z parametrów: napięcia wejściowego U_{WE} , prądu obciążenia (wyjściowego) I_{WY} i sygnału/ów PWM. Napięcie wyjściowe przetwornicy, będące równocześnie sygnałem wyjściowym systemu, może być regulowane poprzez zmienianie parametrów wejściowych. Sprężenia zwrotne w przetwornicach impulsowych są stosowane do zapewnienia stałego, znanego, napięcia wyjściowego. Wykorzystują one *sensory* prądów i napięć, regulując współczynnik wypełnienia sygnału sterującego klucze. [1]



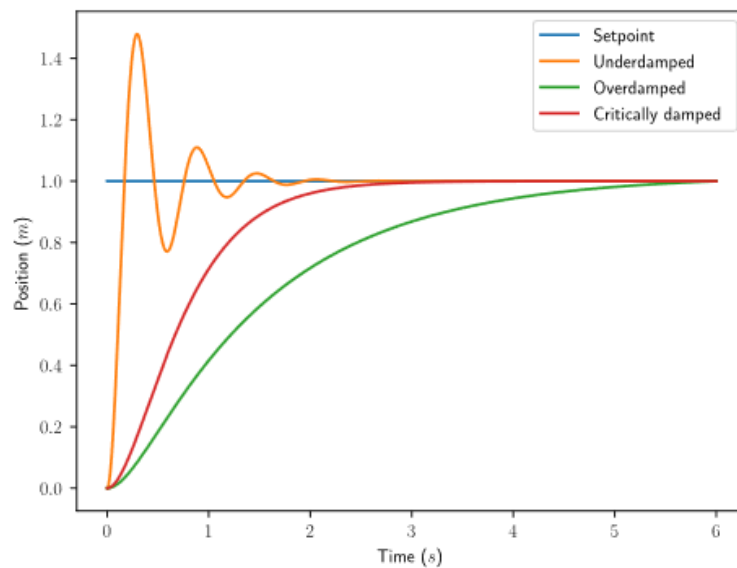
Rysunek 5. Przykład realizacji sprzężenia zwrotnego na przetwornicy Buck

Sygnał błędu jest otrzymywany poprzez obliczenie różnicy sygnału referencyjnego i sygnału pomiarowego. Taki sygnał, po kompensacji, służy do generowania sygnału PWM. Najczęstszym modulem wykorzystywanym do kompensacji są regulatory PID.



Rysunek 6. Schemat blokowy kontrolera PID

Regulator PID (*ang. Proportional-Integral-Derivative*) jest odpowiedzialny za utrzymywanie stałej wartości na wyjściu systemu, dynamicznie go regulując, wykorzystując sygnały referencyjne i wyjściowe. Wzmocnienie proporcjonalne K_P , ma na celu zapewnienie zbieżności wartości referencyjnej i wyjściowej systemu. Taki regulator, wykorzystujący samo wzmocnienie K_P , nie byłby w stanie zapewnić dokładniej zbieżności tych dwóch wartości z powodu błędu stanu ustalonego (*ang. steady-state error*). Do eliminacji tego błędu służy wzmocnienie K_I . Stosując operację całkowania, błąd steady-state, może być znacząco zredukowany, do tego stopnia, że regulatory PI są powszechnie stosowane w systemach sterowania. [8]



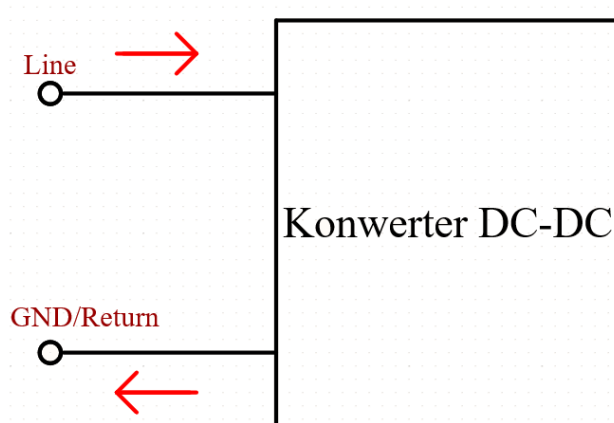
Rysunek 7. Typy odpowiedzi regulatora PID, [9]

Wzmocnienie K_D , pomaga systemowi w jego tłumieniu, redukując przeregulowanie. Różne dostrojenie wartości K_P , K_I oraz K_D będzie rezultować w różnych odpowiedziach czasowych systemu, minimalizując czas zbieżności lub przeregulowanie.

1.5. Filtracja zaburzeń elektromagnetycznych

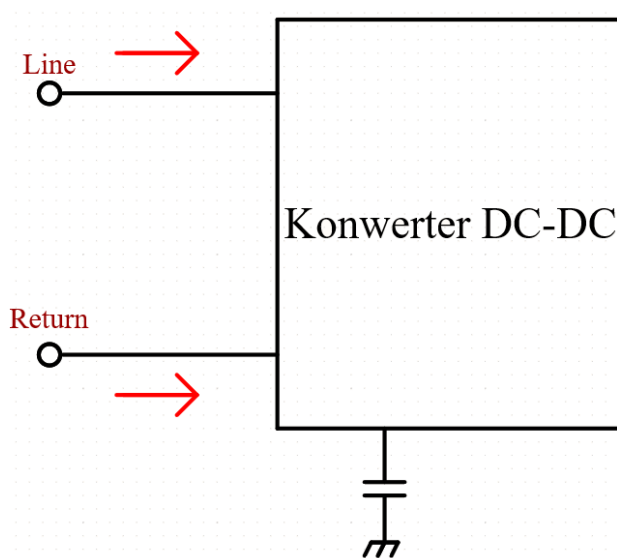
Zaburzenia elektromagnetyczne to zjawisko objawiające się w powstawaniu zakłóceń w układzie elektronicznym. Wszystkie zakłócenia w systemie są wprowadzane do niego na dwa różne sposoby: poprzez przewodzenie lub poprzez promieniowanie. Oba *typy* mogą się demonstrować w postaci zakłóceń wspólnych (*ang. common-mode*) lub różnicowych (*ang. differential-mode*). Można prosto zdefiniować postaci tych zakłóceń na podstawie przetwornic DC-DC.

W zasilaczach, naturalnym elementem przebiegów prądu są strome zbocza sygnałów. Takie szybkie zmiany, niosą za sobą dużą zawartość składowych harmonicznnych, które mogą zakłócać pracę całego systemu. Taki typ zakłóceń można zdefiniować jako zakłócenia różnicowe. Zakłócenia pojawiają się w systemie na dodatnim biegunie oraz powracają poprzez ujemny biegun. [20]



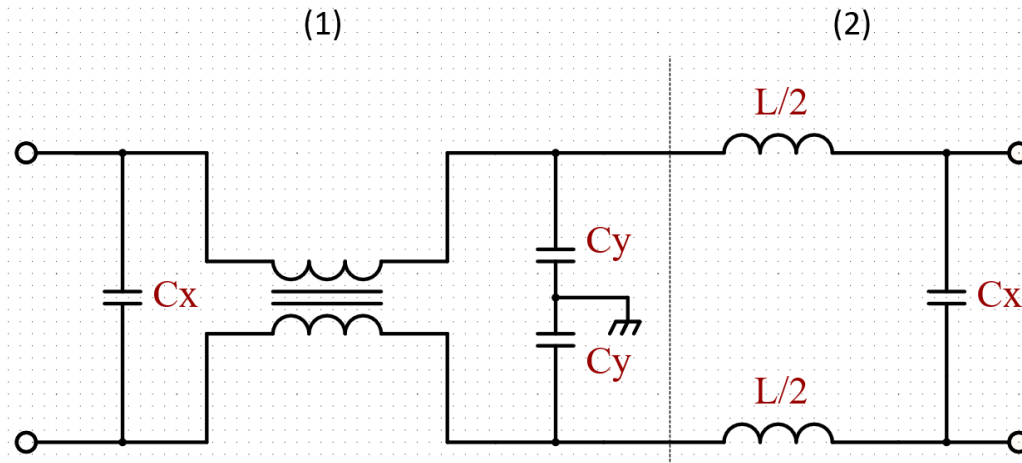
Rysunek 8. Zobrazowanie zakłóceń różnicowych

Do przedstawienia zakłóceń wspólnych można posłużyć się uproszczeniem. Polega ono na *podłączeniu* małej pojemności, rzędu kilkunastu pikofaradów, pomiędzy obudową zasilacza a potencjał PE (*ang. Protective Earth*). Wszystkie zakłócenia wysokoczęstotliwościowe, nieważne czy pojawiają się na biegunie dodatnim czy ujemnym, będą krążyć w systemie, co jest spowodowane sprzężeniem obudowy do PE.



Rysunek 9. Zobrazowanie zakłóceń wspólnych

Do filtracji zakłóceń EMI służą filtry EMI.



Rysunek 10. Filtr EMI

Filtr można podzielić na dwie części. Każda z nich jest odpowiedzialna za filtrację innego typu zakłóceń. Część różnicowa (2) to prosty filtr LC, dobrany tak, aby jego częstotliwość odcięcia zapewniała tłumienie zakłóceń powstających poprzez kluczkowanie systemu. Część wspólna (1) jest zrealizowana przy pomocy dławika przeciwzakłóceńowego (*ang. common-mode choke*). Taki dławik, razem z odpowiednio dobranymi kondensatorami C_y , pozwala na odfiltrowanie wysokoczęstotliwościowych zakłóceń.

Aby uzyskać zadowalającą odpowiedź impulsową filtru, należy zadbać o jego poprawne tłumienie (*ang damping*). Damping zapewnia wyeliminowanie rezonansów pomiędzy elementami magnetycznymi a pojemnościowymi, objawiających się w charakterystykach AC. Proces tłumienia polega na wprowadzeniu równolegle do układu dodatkowej gałęzi z pojemnością C_d oraz rezystancją R_d . Dobrym założeniem jest, aby wartość pojemności w gałęzi odpowiadającej za tłumienie, była od 5 do 10 razy większa od pojemności C_x . Aby zapewnić tłumienie krytyczne należy zadbać, aby dobroć układu była równa 1. [17]

$$Q = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.8)$$

Dzięki takiemu założeniu i wzorze [1.8] można poznać wartość rezystancji R_d .

$$R_d = \sqrt{\frac{L}{C_x}} \quad (1.9)$$

1.6. Techniki separacji i izolacji sygnałów w przetwornicach impulsowych

Częstą praktyką w przetwornicach DC-DC jest izolowanie toru mocy od części układu odpowiedzialnego za sterowanie. Jakość izolacji można podzielić na cztery klasy:

- izolacja funkcjonalna - najprostszy i najtańszy typ izolacji, w transformatorze izolującym nie występuje żadna warstwa izolująca jego uzwojenia, nie zapewnia ochrony przed porażeniem elektrycznym, służy głównie do przerywania na płycie PCB dużych pętli masy
- izolacja podstawowa - zapewnia ochronę przed porażeniem pod warunkiem, że warstwa materiału izolującego uzwojenia transformatora pozostała nienaruszona
- izolacja wspomagająca - porównując do izolacji podstawowej, dodawana jest kolejna warstwa materiału izolującego

- izolacja wzmocniona - oprócz izolacji uzwojeń, ten typ izolacji wymaga zachowania odpowiedniej odległości od elementów przewodzących

Problemem, z którym mierzą się przetwornice DC-DC, są zakłócenia pojawiające się na poligonie masy. Najprostszym sposobem na ochronę ważnych sygnałów, sterujących bramki tranzystorów, czy pomiarów prądu, napięcia, temperatury, jest zastosowanie pewnego rodzaju izolacji. Dzielać potencjały odniesienia, redukowana jest szansa na zakłócenie sygnału wymaganego do pracy układu. [19]

2. Projekt przetwornicy

W poniższym rozdziale zostanie szczegółowo omówiony proces projektowania przetwornicy Buck-Boost. Zostaną zaprezentowane bloki funkcjonalne przetwornicy, fragmenty schematu, uzasadnienia wyboru komponentów, a na sam koniec omówiony zostanie projekt PCB. Schematy i płytkę PCB zaprojektowano korzystając z programu Altium Designer.

2.1. Założenia projektowe

Aby rozpocząć projektowanie przetwornicy, wymagane było zdefiniowanie pewnych założeń. Pozwoliło to na wybór odpowiednich komponentów i zapewniło *punkt startowy* dla projektu.

Tabela 1. Założenie projektowe przetwornicy Buck-Boost

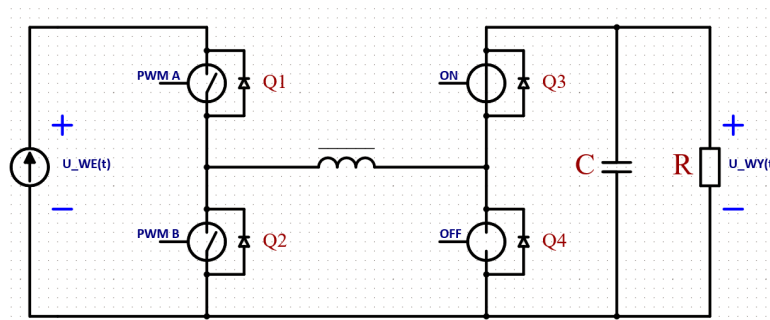
Napięcie wejściowe	$5 \div 24$ [V]
Napięcie wyjściowe	$3.3 \div 24$ [V]
Moc maksymalna	~ 50 [W]
Częstotliwość przełączania	$100 \div 300$ [kHz]
Platforma bazowa	Nucleo G474RE [13]

Dodatkowe założenia:

- Zalecane użycie półmostka LMG5200 [10]
- filtr EMI na wejściu przetwornicy
- pomiar prądu dławika ACS730KLCTR-20AB-T [3]
- zasilanie logiki +5V

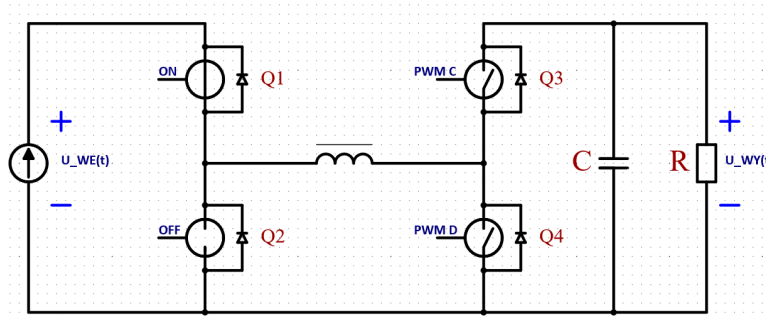
2.2. Opis wybranej topologii

Do realizacji projektu wykorzystano topologię przetwornicy Buck-Boost opartą na czterech kluczach tranzystorowych (rysunek 4). Ta konfiguracja charakteryzuje się dużą sprawnością systemu, rzędu 95%, oraz jest w stanie zapewnić wysoką moc wyjściową. Cztery klucze tranzystorowe, w przeciwieństwie do przetwornicy Buck-Boost opisywanej w sekcji 1.3, umożliwiają pracę przetwornicy w trzech trybach: Buck, Boost oraz w trybie mieszanym Buck-Boost.



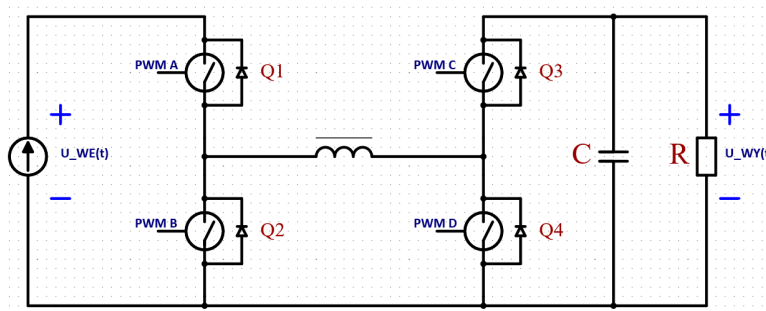
Rysunek 11. Przetwornica Buck-Boost w trybie Buck

Tryb Buck zostaje uruchomiony, gdy zadane napięcie wyjściowe U_{WY} jest mniejsze od napięcia wejściowego U_{WE} przetwornicy. Tranzystory Q1 oraz Q2 są sterowane komplementarnym sygnałem PWM. Tranzystor Q3 oraz Q4 nie są przełączane w tym trybie pracy, do poprawnego działania wymagane jest, aby tranzystor Q3 był włączony, a Q4 wyłączony. Aby uniknąć przypadkowego zwarcia, ważna jest konfiguracja czasu martwego (*ang. deadtime*), czyli odstępu w czasie między zboczami sygnałów sterujących. W tym trybie przetwornica działa tak jak opisano w sekcji 1.1.



Rysunek 12. Przetwornica Buck-Boost w trybie Boost

Tryb Boost zostaje uruchomiony, gdy zadane napięcie wyjściowe U_{WY} jest większe od napięcia wejściowego U_{WE} . Tym razem tranzystory Q1 (przewodzi) oraz Q2 (nie przewodzi) nie uczestniczą w kluczkowaniu, natomiast tranzystory Q3 i Q4 są sterowane komplementarnym sygnałem PWM. Tak kontrolowany układ zachowuje się jak opisano w sekcji 1.2.



Rysunek 13. Przetwornica Buck-Boost w trybie mieszanym

Gdy zadane napięcie wyjściowe U_{WY} jest bliskie napięciu wejściowemu U_{WE} , przetwornica wchodzi w tryb mieszany. Ma on za zadanie stanowić płynne przejście między trybami pracy Buck i Boost. W tym trybie, kluczkowane są wszystkie tranzystory, zapewniając obniżenie napięcia w sekcji Buck oraz jego podwyższenie w sekcji Boost, tak, aby napięcie wyjściowe miało wartość *bliską* do wartości napięcia wejściowego. Podobnie jak w przypadku innych topologii można wyprowadzić wzór opisujący stosunek napięcia wyjściowego do napięcia wejściowego, co umożliwi na wyrażenie U_{WY} przy pomocy współczynników wypełnienia oraz U_{WE} .

$$V_{OUT} = V_{IN} \cdot \frac{D1}{1 - D2} \quad (2.1)$$

Gdzie:

- D1 - współczynnik wypełnienia komplementarnego sygnału PWM sterującego częścią Buck

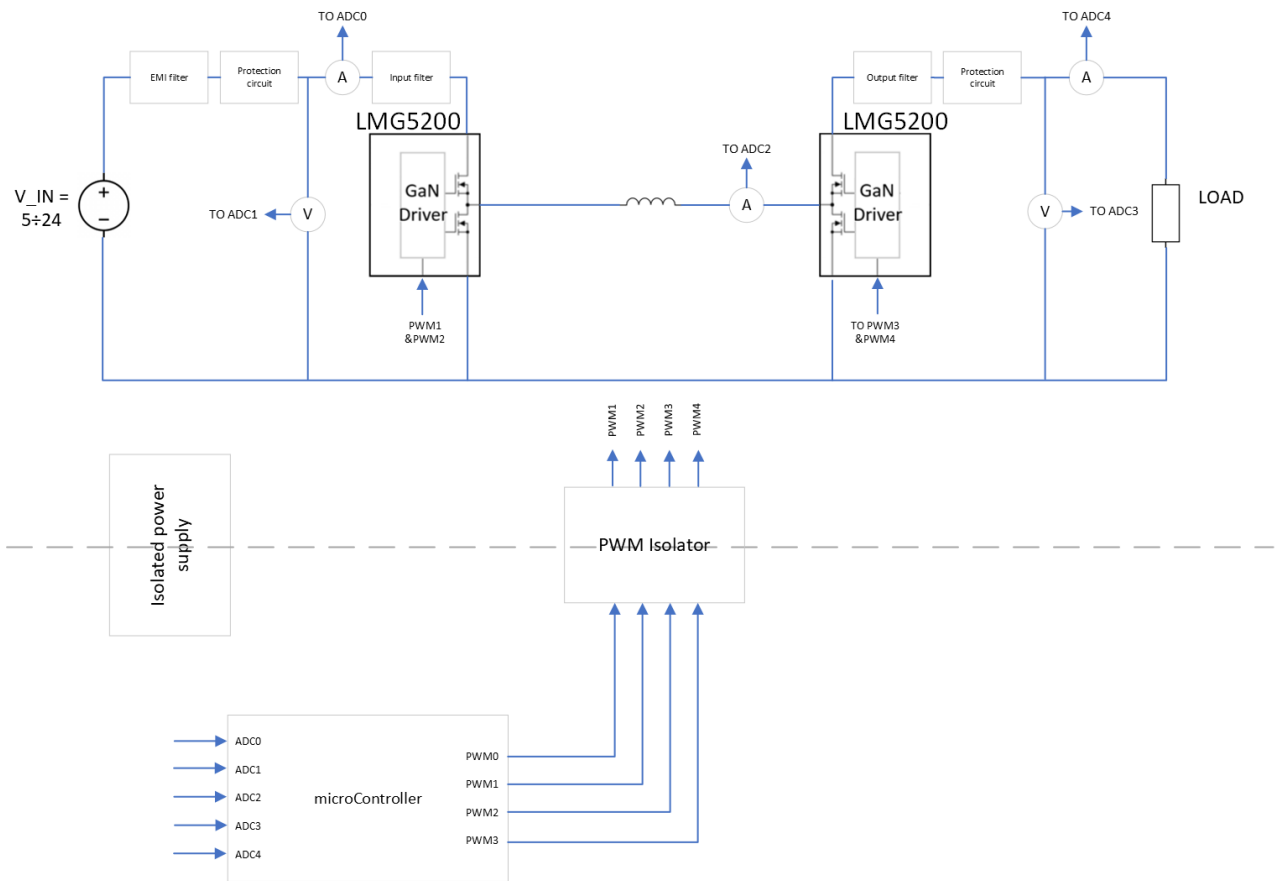
- D2 - współczynnik wypełnienia komplementarnego sygnału PWM sterującego częścią Boost

Za elementy kluczujące w tym projekcie posłużą dwa półmostki, z wbudowanymi sterownikami bramek, firmy Texas Instruments, LMG5200 [10]. Wykorzystują one tranzystory FET wykonane w technologii GaN. Te moduły cechują się bardzo niską pojemnością wejściową oraz polem lutowniczym minimalizującym elementy pasożytnicze.

2.3. Schemat blokowy

Aby uprościć proces projektowania przetwornicy, cały system podzielono na bloki funkcyjne. Na schemacie zostały wyróżnione bloki:

- Filtr EMI: zawierający prosty filtr zakłóceń elektromagnetycznych
 - Układ protekcyjny: układ zabezpieczający przed nadmiernym natężeniem prądu oraz zbyt wysokim napięciem
 - Pomiar napięcia DC: zrealizowany przy pomocy wysokoimpedancyjnego, skompensowanego, dzielnika napięcia
 - Pomiar prądu DC: zrealizowany przy pomocy rezystora typu *shunt*
 - Filtr wejściowy: filtr w topologii PI, odpowiedzialny za tłumienie zakłóceń wynikających z przełączania tranzystorów
 - Przetwornica: tranzystory w konfiguracji pełnego mostka
 - Pomiar prądu AC: zrealizowany przy pomocy czujnika Halla, odpowiedzialny za pomiar prądu dławika
 - Filtr wyjściowy: filtr redukujący tętnienia prądu i napięcia na wyjściu przetwornicy
 - Izolator sygnałów PWM: układ wymagany do zapewnienia izolacji pomiędzy częścią sterowania a częścią mocy
 - Izolowany układ zasilający: zasilanie logiki po stronie izolowanej
 - Mikrokontroler: sterowanie, obsługa ADC oraz generowanie sygnałów PWM
-



Rysunek 14. Schemat blokowy przetwornicy Buck-Boost

2.4. Dobór elementów magnetycznych

Elementy magnetyczne w przetwornicach DC-DC to kluczowe elementy, a ich dobór to problem, z którym należy się zmierzyć w trakcie projektowania. Głównym czynnikiem ograniczającym wybór, i niosącym ze sobą liczne konsekwencje przy dobieraniu dławika w przetwornicy, to częstotliwość pracy systemu. Im ta częstotliwość jest większa, tym mniejsza wartość indukcyjności będzie wymagana do poprawnego działania przetwornicy. Zmiana indukcyjności będzie wprowadzać ograniczenie czysto mechaniczne. Im większa indukcyjność dławika, tym fizycznie on będzie musiał być większy. Mając na uwadze, że założona częstotliwość przełączania ma wynosić od 100kHz do 300kHz, wymagane będzie, w późniejszym etapie projektowania, zapewnienie pewnego rodzaju modularności, pozwalającej na zmianę dławika, w zależności od częstotliwości pracy. Do obliczenia minimalnej wartości indukcyjności elementu magnetycznego posłużono się wzorami 2.2 oraz 2.3 [7].

Minimalna wartość indukcyjności dla przetwornicy typu Buck:

$$L > \frac{U_{WY} \cdot (U_{WE\max} - U_{WY})}{K_{ind} \cdot f_{SW} \cdot U_{WE\max} \cdot I_{WY}} \quad (2.2)$$

Minimalna wartość indukcyjności dla przetwornicy typu Boost:

$$L > \frac{U_{WE}^2 \cdot (U_{WY} - U_{WE\max})}{K_{ind} \cdot f_{SW} \cdot U_{WY}^2 \cdot I_{WY}} \quad (2.3)$$

Gdzie:

- U_{WY} - napięcie wyjściowe przetwornicy
- U_{WE} - napięcie wejściowe przetwornicy
- K_{ind} - współczynnik reprezentujący tętnienia prądu dławika, założono wartość 30%
- f_{SW} - częstotliwość przełączania
- I_{WY} - prąd wyjściowy przetwornicy

Za pomocą skryptu, napisanego w języku Python, obliczono minimalne wartości indukcyjności dławików dla obu typów pracy pod pełnym obciążeniem (maksymalna moc wyjściowa). Wyniki zawarto w tabeli poniżej.

Tabela 2. Minimalne wartości indukcyjności dławika

f_{SW}	$L_{BUCKmin}$	$L_{BOOSTmin}$
100kHz	$56.89\mu H$	$13.94\mu H$
150kHz	$37.92\mu H$	$8.79\mu H$
200kHz	$28.44\mu H$	$6.59\mu H$
250kHz	$22.75\mu H$	$5.27\mu H$
300kHz	$18.96\mu H$	$4.39\mu H$

Wartości $L_{BOOSTmin}$ zostały odrzucone, ponieważ te wartości są znacząco niższe niż $L_{BOOSTmin}$, a układ musi być przygotowany na pracę w obu trybach.

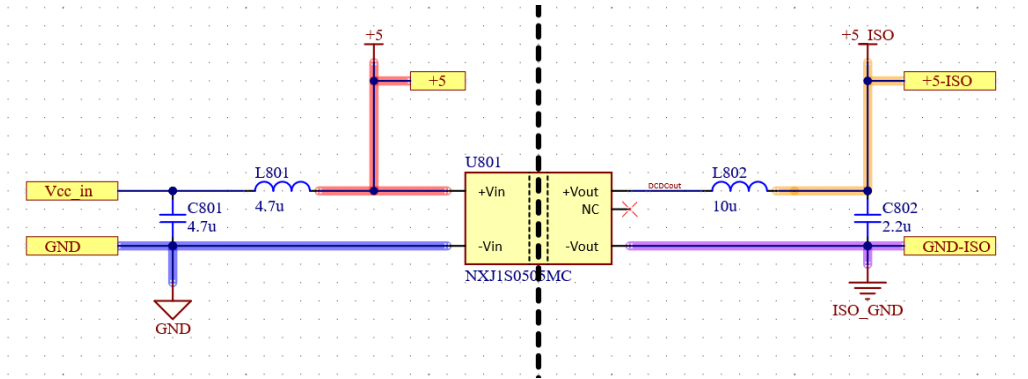
W projekcie użyto induktorów mocy firmy Pulse Electronics [15]. Wykorzystanie komponentów z jednej serii pozwala na wykorzystanie w projekcie jednego pola lutowniczego, mimo tego, że poszczególne induktry będą miały inną wartość indukcyjności.

Tabela 3. Wybrane induktry

Nazwa	Indukcyjność	DCR	$I_{SAT}@25^{\circ}C$
PA2050.583NL	$57.8\mu H$	$34.5m\Omega$	6.2 A
PA2050.393NL	$38.9\mu H$	$18.8m\Omega$	6.3 A
PA2050.313NL	$31.4\mu H$	$20.2m\Omega$	8.4 A
PA2050.233NL	$23.0\mu H$	$13.7m\Omega$	9.8 A
PA2050.193NL	$19.4\mu H$	$12.6m\Omega$	11 A

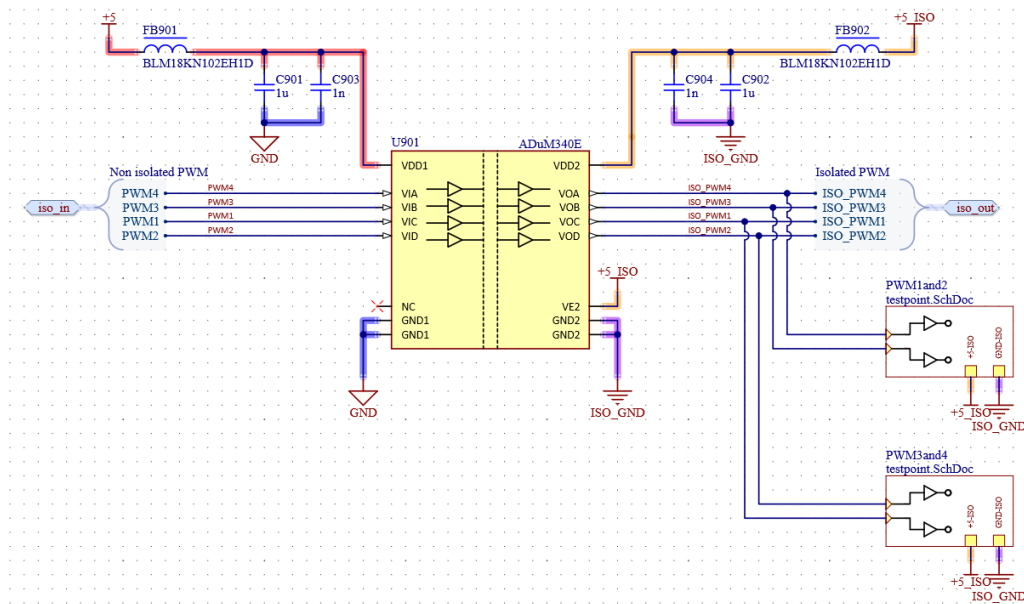
2.5. Zasilanie pomocnicze i izolacja sygnałów

W projekcie zdecydowano się na odizolowanie części sterowania od toru mocy. Wiąże się to z korzystaniem elementów gwarantujących zachowanie izolacji, bez zaburzania funkcjonalności. Część sterująca jest zasilana zewnętrznie, tj. przy pomocy zasilacza laboratoryjnego. Aby układy po stronie toru mocy (po stronie izolowanej) miały zapewnione zasilanie, niezależnie od napięcia wejściowego przetwornicy, posłużono się izolowaną przetwornicą NXJ1S0505MC [14]. Zapewnia ona moc 1W, co daje prąd wyjściowy przetwornicy 200mA przy napięciu wyjściowym +5VDC. Jest to wystarczająca wartość do zasilania wszystkich układów po stronie izolowanej.



Rysunek 15. Fragment schematu zawierający izolowany zasilacz NXJ1S0505MC

Mając na uwadze to, że sygnały mikrokontroler, generujący sygnały PWM i półmostki LMG5200, nie będą znajdować się na tym samym potencjale masy, wymagane będzie użycie izolatora sygnałów. W projekcie wykorzystano izolator cyfrowy firmy Analog Devices ADuM340E [4]. Jest to izolator z dużą przepustowością, który pozwoli na niezawodną transmisję wygenerowanych sygnałów PWM.



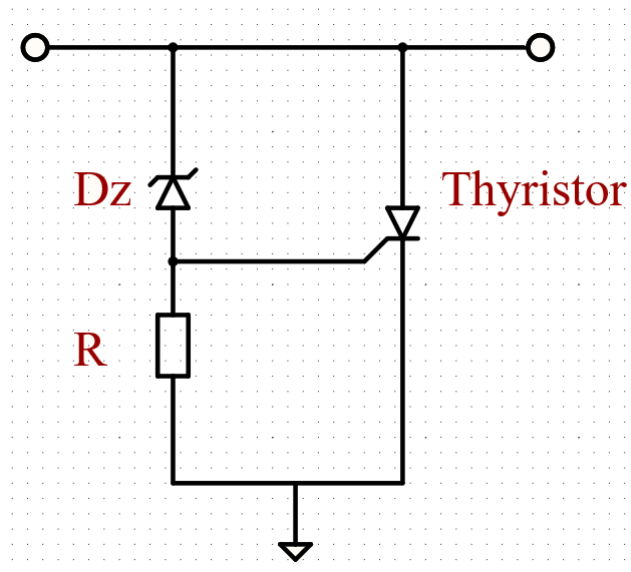
Rysunek 16. Fragment schematu zawierający cyfrowy izolator ADuM340E

2.6. Układ zabezpieczających

Aby zapewnić pracę układu w zdefiniowanych parametrach, sekcja 2.1, i ochronę przed pojawieniem się nadmiernego napięcia lub natężenia prądu, został zaprojektowany układ zabezpieczający. Składa się on z części chroniącej przed zbyt dużym natężeniem prądu (*ang. overcurrent*) oraz z części chroniącej przed zbyt wysokim napięciem (*ang. overvoltage*).

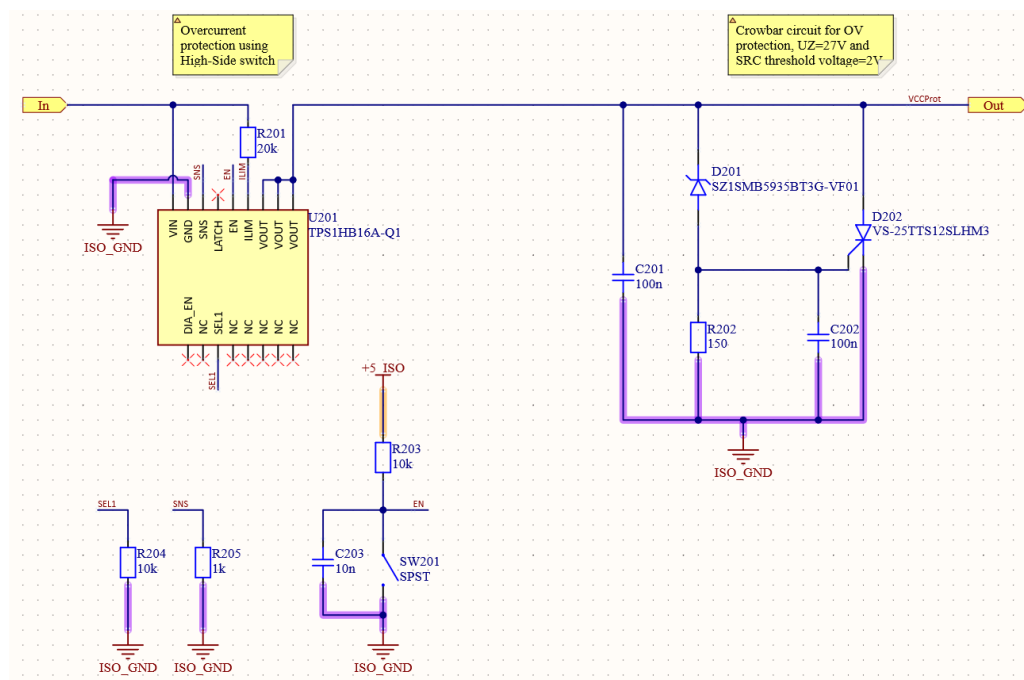
Do ochrony overcurrent wykorzystano High-Side switch firmy Texas Instruments TPS1HB16A-Q1 [21]. Dzięki możliwości ustawienia dokładnego progu, po którego przekroczeniu urządzenie otwiera obwód, efektywnie zatrzymując przepływ prądu, możliwe było precyzyjne dostosowanie tego układu do pracy. Próg, powodujący otwarcie klucza, został ustawiony na wartość 5A.

Do ochrony przed overvoltage wykorzystano klasyczny układ z tyrystorem (*ang. crowbar*).



Rysunek 17. Schemat ideowy układu *crowbar*

Gdy zostanie przekroczone napięcie Zenera diody D_z , zacznie ona przewodzić, powodując spadek napięcia na rezystorze R . Przez to, nastąpi wysterowanie tyrystora, zwiernając wyjście układu do potencjału masy.



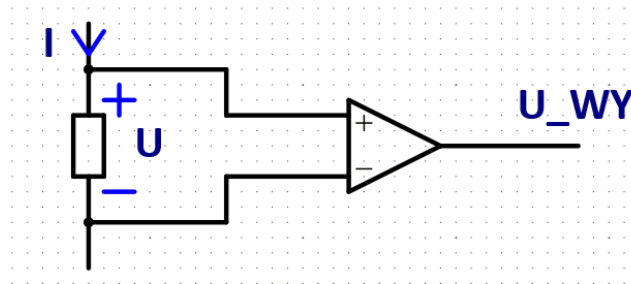
Rysunek 18. Fragment schematu zawierający układ protekcyjny

2.7. Opis układów pomiarowych

Do zaimplementowania sprzężenia zwrotnego, w projekcie wymagane jest przeprowadzenie pomiarów bezpośrednio na płytce PCB. Następnie, dane są przekazywane do mikrokontrolera, gdzie realizowany jest algorytm sterowania systemem. W tej sekcji zostaną sposoby, w jakie mierzone są prądy i napięcia na płytce PCB.

2.7.1. Pomiary prądów przy pomocy rezystora typu *shunt*

Do pomiaru prądów stałych, tj. prądu wejściowego i wyjściowego, wykorzystano pomiar napięcia na rezystorze typu *shunt*. Są to rezystory o bardzo małej wartości rezystancji, rzędu pojedynczych miliohmów lub kilkuset mikrohmów.



Rysunek 19. Schemat ideowy układu pomiaru prądu z rezystorem typu *shunt*

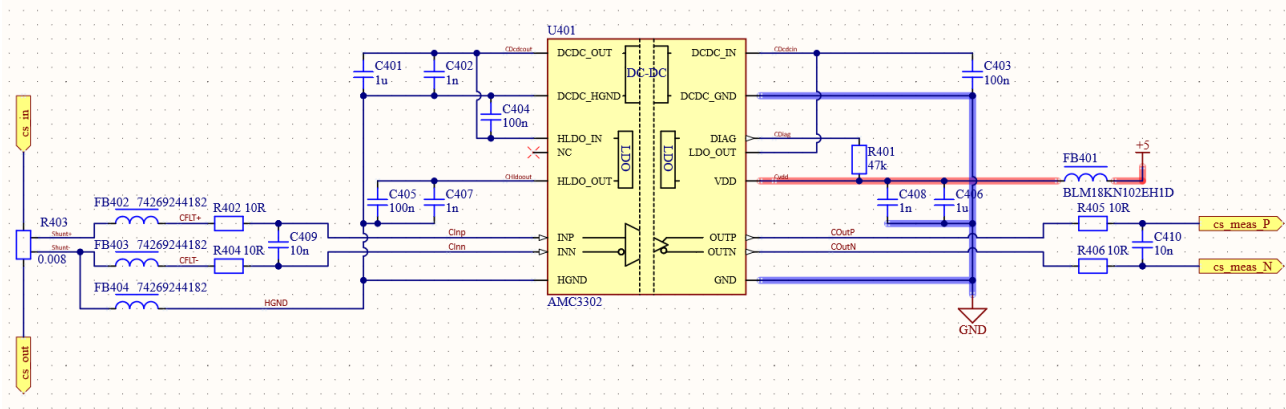
Prąd, który płynie przez rezystor R , powoduje, że odkłada się na nim napięcie. To napięcie jest następnie wzmacniane przez wzmacniacz różnicowy. Napięcie wyjściowe tego układu jest proporcjonalne do prądu płynącego przez rezystor R i można je opisać wzorem:

$$U_{WY} = U \cdot G \Rightarrow I = \frac{U_{WY}}{G \cdot R} \quad (2.4)$$

Gdzie:

- U - spadek napięcia na *shuncie* [V]
- I - prąd płynący przez *shunt* [A]
- G - wzmocnienie [V/V]

Do realizacji tego układu w projekcie posłużono się wzmacniaczem izolowanym z rodziny AMC od firmy Texas Instruments, [5]. Wzmacniacz ten charakteryzuje się niskim napięciem wejściowym $\pm 50mV$, co umożliwia na zminimalizowanie strat mocy przy pomiarze, oraz wbudowaną przetwornicą DC-DC, zasilającą układ po stronie wtórnej. Ten układ został wykorzystany jedynie do pomiarów DC, ponieważ wzmacniacze izolowane posiadają bardzo ograniczone pasmo przenoszenia. Układ AMC3302 posiada pasmo przenoszenia około 300kHz, co jest niewystarczającą wartością do pomiaru prądów zmiennych o częstotliwości od 100kHz do 300kHz.

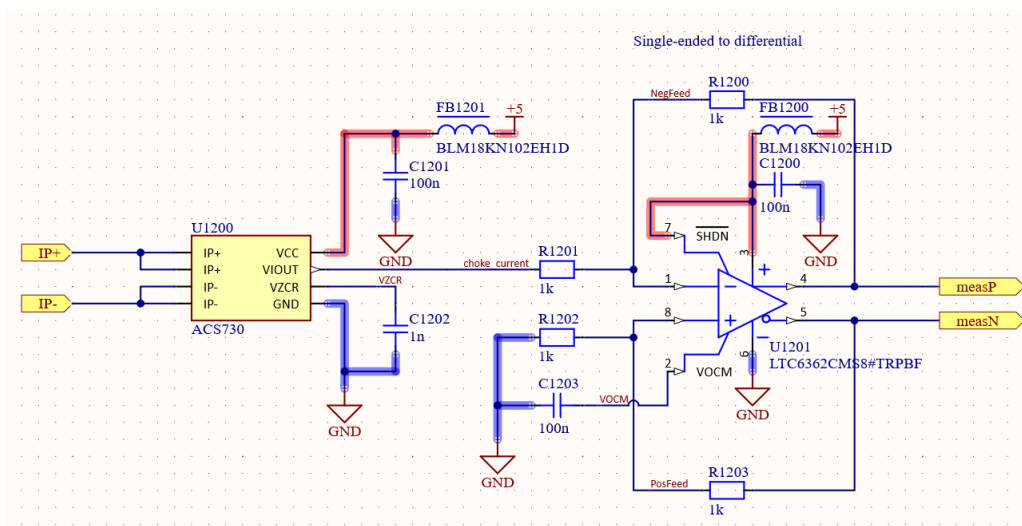


Rysunek 20. Fragment schematu zawierający układu pomiaru prądu z rezystorem typu *shunt*

Wyjście wzmacniacza jest również różnicowe. Dzięki temu na płytce PCB poprowadzona została para różnicowa prosto z wyjścia wzmacniacza do konwertera analogowo-cyfrowego.

2.7.2. Pomiar prądu cewki przy pomocy czujników Halla

Do pomiaru prądów zmiennych, popularnym rozwiązaniem są układy scalone wykorzystujące sensory Halla. Poprzez dużą dynamikę, te układy, bezproblemowo radzą sobie z pomiarem prądów o dużych częstotliwościach. W projekcie wykorzystano układ firmy Allegro, ACS730 [3]. Jest to izolowany sensor prądu, o paśmie przeniesienia 1MHz oraz bardzo niskiej rezystancji $1.2m\Omega$.

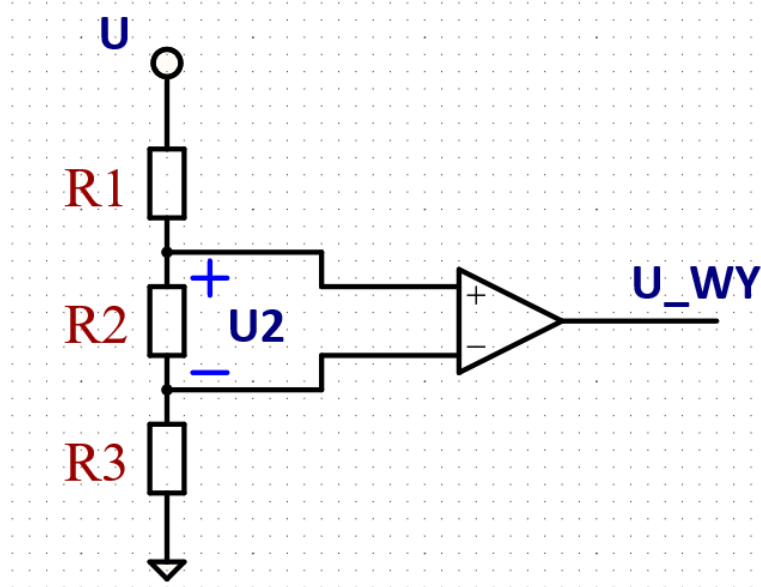


Rysunek 21. Fragment schematu zawierający sensor prądu ACS730

Ponieważ wartość wyjściowa układu ACS730 zwracana jest względem potencjału masy (*ang. single-ended*), poddano ten sygnał konwersji wykorzystując sterownik przetworników ADC LTC6362, [12]. Dzięki temu uzyskano sygnał w postaci pary różnicowej, zamiast sygnału single-ended.

2.7.3. Pomiary napięć

Do pomiaru napięć DC wykorzystano wysokoimpedancyjny dzielnik napięcia. Ogranicza to pobierany przez układ prąd, redukując straty mocy.



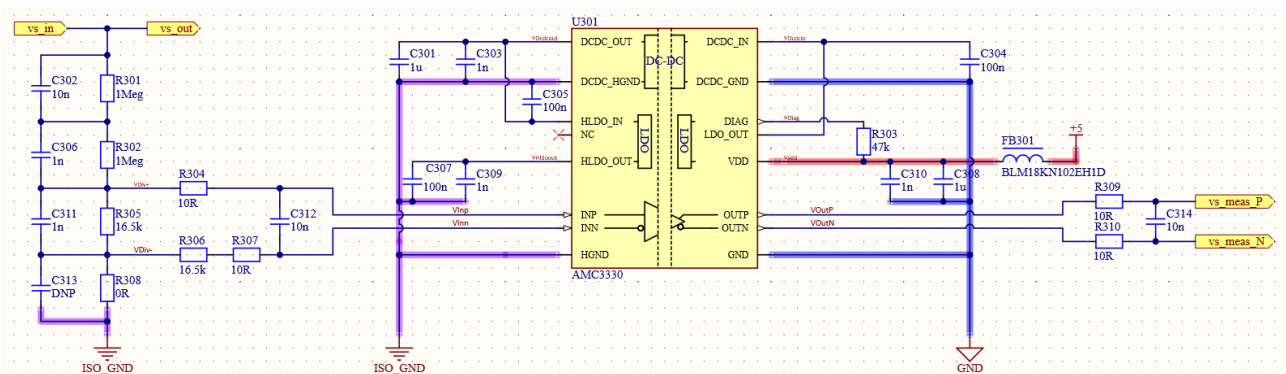
Rysunek 22. Schemat ideowy pomiaru napięcia na dzielniku

Pozwala to na uzyskanie wartości wyjściowej układu, która jest proporcjonalna do mierzonego napięcia.

$$U_2 = \frac{U \cdot R_2}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (2.5)$$

$$U_{WY} = U_2 \cdot G \Rightarrow U = \frac{U_{WY} \cdot R_1 + R_2 + R_3}{G \cdot R_2} \quad (2.6)$$

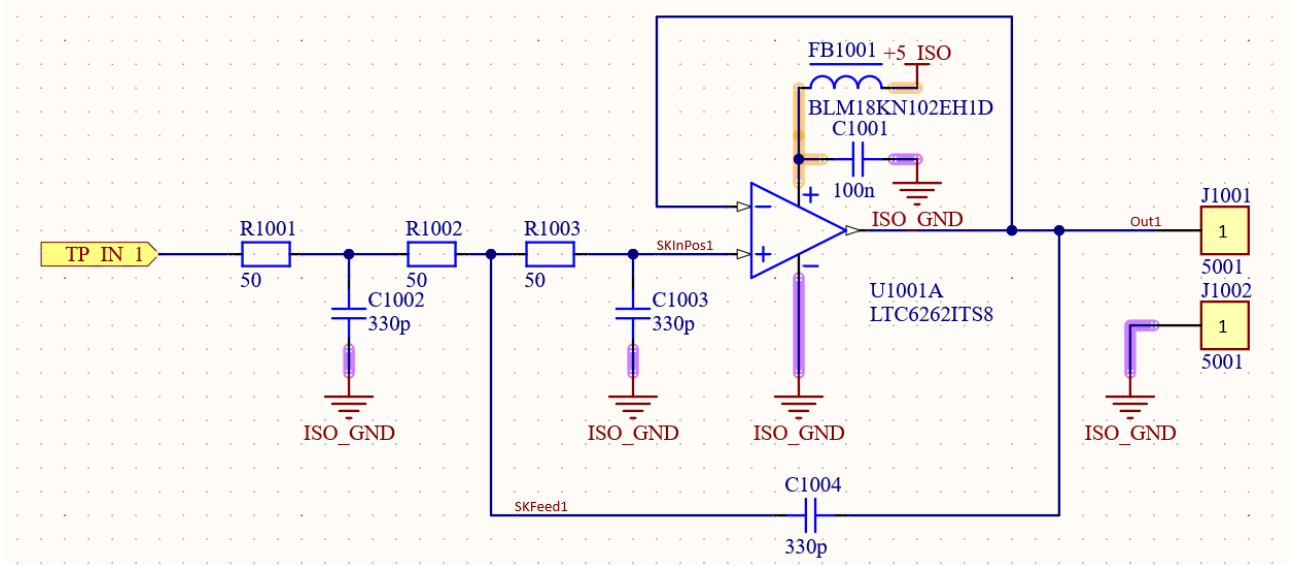
Pomiar napięć DC, podobnie jak pomiar prądów DC, został zrealizowany wykorzystując wzmacniacz izolowany firmy Texas Instruments z rodziny AMC, AMC3330 [6]. Różni się on od AMC3302 maksymalnym napięciem wejściowym które wynosi $\pm 1V$.



Rysunek 23. Fragment schematu zawierający układ pomiaru napięcia

2.7.4. Testowe punkty pomiarowe

Projekt ma służyć jako platforma dydaktyczna, dlatego postanowiono umieścić łącznie 6 punktów pomiarowych, umożliwiające obserwowanie, za pomocą oscyloskopu, kluczowych dla pracy przetwornicy sygnałów. Do tego celu wykorzystano szerokopasmowy wzmacniacz operacyjny firmy Analog Devices LTC6262 [11]. Pasma przenoszenia tego wzmacniacza wynosi 30MHz, co zapewni możliwość zaobserwowania dokładnych przebiegów na stanowisku pomiarowym. Wzmacniacz został skonfigurowany jako aktywny filtr dolnoprzepustowy, trzeciego rzędu, Sallen-Key, o częstotliwości odcięcia równej 30MHz.



Rysunek 24. Fragment schematu zawierający układ punktu pomiarowego

2.8. Filtracja torów zasilania DC

Pasywne filtry to rzecz spotykana, w każdej przetwornicy DC-DC, w tym podrozdziale zostanie omówiony proces projektowania filtrów EMI, wejściowych oraz wyjściowych.

2.8.1. Filtr EMI

Filtracja zaburzeń elektromagnetycznych, tak jak opisano w sekcji 1.5, jest kluczowym aspektem przy projektowaniu przetwornic DC-DC. Poprzez podział filtra na sekcję wspólną oraz różnicową, tak jak na rysunku 10, można w łatwy sposób wybrać dławik przeciwzakłóceńowy oraz oszacować wartości komponentów L, Cx oraz Cy.

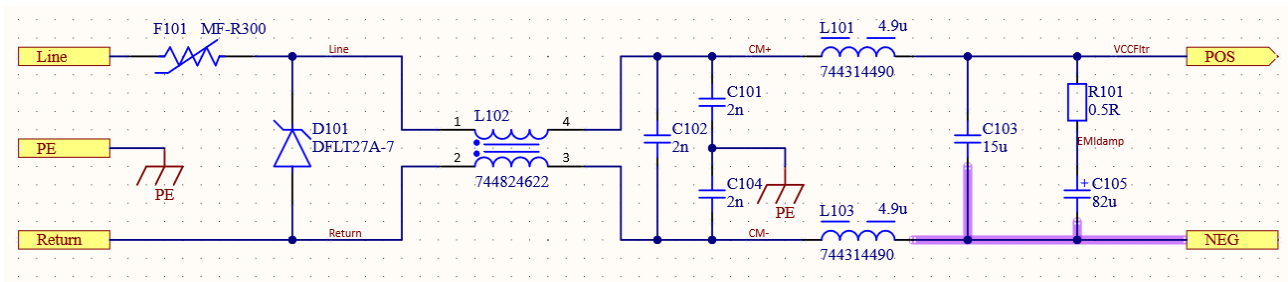
Przy projektowaniu części różnicowej należy, za częstotliwość odcięcia, wybrać częstotliwość 10 razy mniejszą od częstotliwości przełączania systemu. Ponieważ przetwornica ma pracować na częstotliwości od 100kHz do 300kHz, za częstotliwość odcięcia obrano 10kHz.

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (2.7)$$

Przy założeniu, że indukcyjność filtra wynosi $10\mu H$, można obliczyć pojemność Cx, która będzie wynosić $15\mu F$. Łączną indukcyjność L należy podzielić na dwa mniejsze induktory L/2 i umieścić je odpowiednio na torze dodatnim oraz ujemnym.

Do części wspólnej został wybrany dławik firmy Würth Elektronik [2] o indukcyjności $2.2mH$. Dla konwerterów DC-DC dobrym założeniem jest, że zakłócenia common-mode pojawiają się w okolicach częstotliwości 7.5MHz. Dla tej częstotliwości oczekiwane jest już tłumienie na poziomie co najmniej 80dB, co daje w rezultacie częstotliwość odcięcia równą 75kHz. Dzięki temu można obliczyć, korzystając ponownie ze wzoru 2.7, wartość pojemności C_y , która będzie wynosić $2.2nF$.

Wartości kondensatora oraz rezystora tłumiącego zostały obrane zgodnie z opisem znajdującym się w sekcji 1.5 i wynoszą $C_d = 82\mu F$, $R_d = 1\Omega$. Warto nadmienić, że w odróżnieniu od większości kondensatorów wykorzystywanych w projekcie, kondensator C_d jest kondensatorem elektrolitycznym aluminium. Jest to spowodowane dużą rezystancją szeregową ESR (*ang. equivalent series resistance*), działającą często jako rezystor R_d oraz dostępnością znacznie większych pojemności.

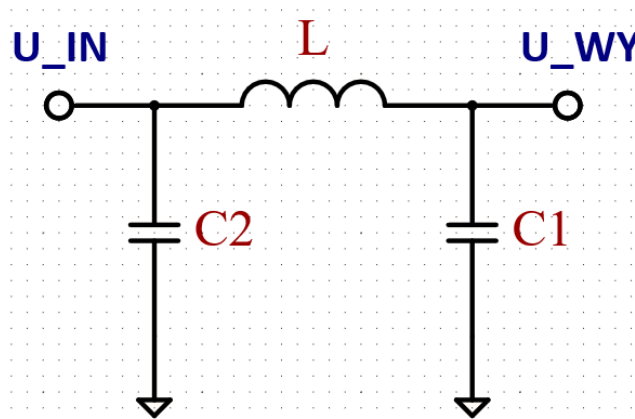


Rysunek 25. Fragment schematu zawierający układ filtru EMI

Dodatkowo w projekcie filtru wykorzystano diodę TVS oraz reprogramowalny bezpiecznik.

2.8.2. Filtr wejściowy

Filtr wejściowy przetwornicy ma za zadanie wyeliminować zakłócenia wynikające z przełączania tranzystorów oraz zakłócenia pochodzące ze źródła napięcia dostarczającego energię do systemu. Do realizacji takiego zadania wybrano filtr typu PI .



Rysunek 26. Filtr typu Pi

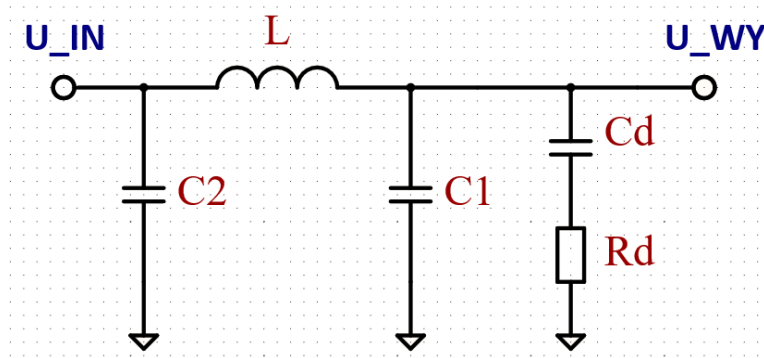
Przy projektowaniu filtru należy zwrócić uwagę na parametr SRF (*ang. self resonant frequency*) cewki L i kondensatora C_1 (rysunek 26), dodatkowo mając na uwadze, aby SRF cewki była mniejsza od SRF kondensatora. Częstotliwość przełączania znajduje się w obrębie od 100kHz do 300kHz, co oznacza, że rdzeń cewki nie jest krytycznym czynnikiem przy wyborze tego elementu.

Jako częstotliwość odcięcia wybrano wartość 10 razy mniejszą od minimalnej częstotliwości przełączania tranzystorów, co daje $f_c = 10\text{kHz}$.

Zakładając wartość indukcyjności cewki $L = 15\mu\text{H}$, na podstawie wzoru 2.7, można obliczyć wartość pojemności kondensatora C_1 , która będzie się równać $16.87\mu\text{F}$. Jako rzeczywistą wartość tego kondensatora wybrano $18\mu\text{F}$. Zmienia to częstotliwość odcięcia, która będzie wynosić nie 10kHz , a 12kHz . Ta zmiana nie powinna znacząco wpłynąć na efektywność działania filtru.

Przy wyborze kondensatora C_2 kluczową rolę odgrywa parametr SRF . Wybrany komponent powinien mieć częstotliwość rezonansową równą częstotliwości przełączania tranzystorów. Ze względu na dosyć niską częstotliwość przełączania, nie udało się wybrać kondensatora z SRF w tych okolicach. Wybrany element posiada częstotliwość rezonansową dla częstotliwości 500kHz , a dla częstotliwości przełączania wykazują się niską impedancją, na poziomie około $15\text{m}\Omega$.

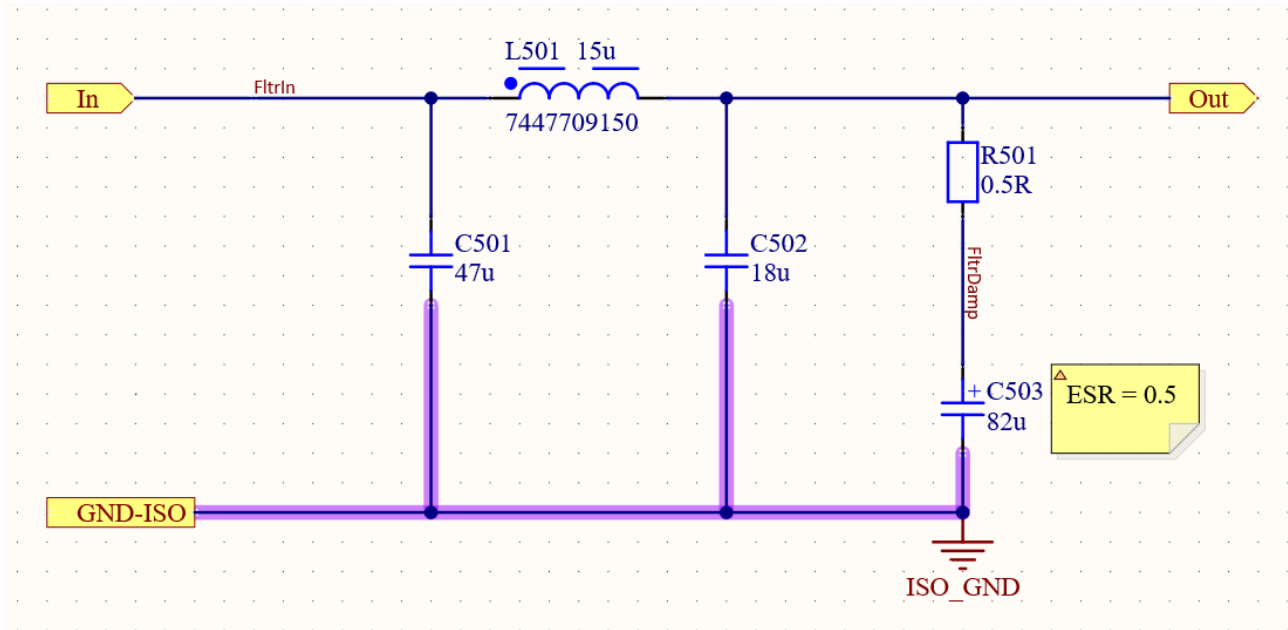
W konfiguracji przedstawionej na rysunku 26, dla częstotliwości odcięcia, filtr będzie znacząco wzmacniać sygnał zamiast go tłumić. To zjawisko można wyeliminować stosując *tłumienie filtru*.



Rysunek 27. Filtr EMI typu Pi z dołączonymi elementami C_d i R_d

$$Q = \frac{1}{R_d} \sqrt{\frac{L_f}{C_{f1}}} \quad (2.8)$$

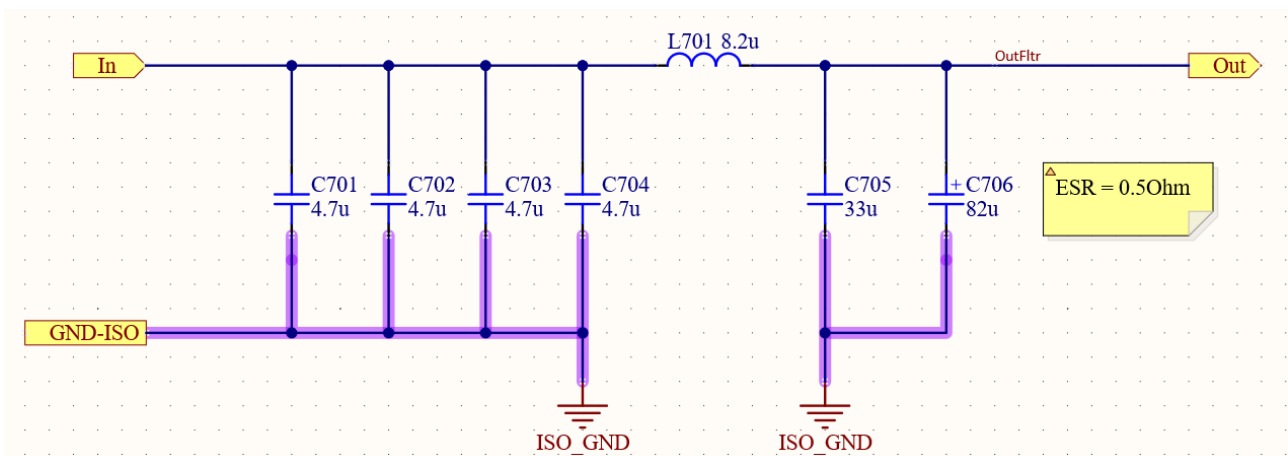
Przy założeniu, że dobroć filtru ma być równa 1 można obliczyć wartość rezystancji R_d na podstawie wzoru 2.8. Aby zniwelować efekt rezonansu, dobrano komponenty o wartościach: $C_d = 82\mu\text{F}$ i $R_d = 1\Omega$. Jako kondensator C_d , ponownie został wybrany kondensator aluminiowy. ESR połączone szeregowo razem z rezystancją $R_d = 0.5\Omega$ dają rezystancję zastępczą równą około 1Ω .



Rysunek 28. Fragment schematu zawierający układ filtra wejściowego

2.8.3. Filtr wyjściowy

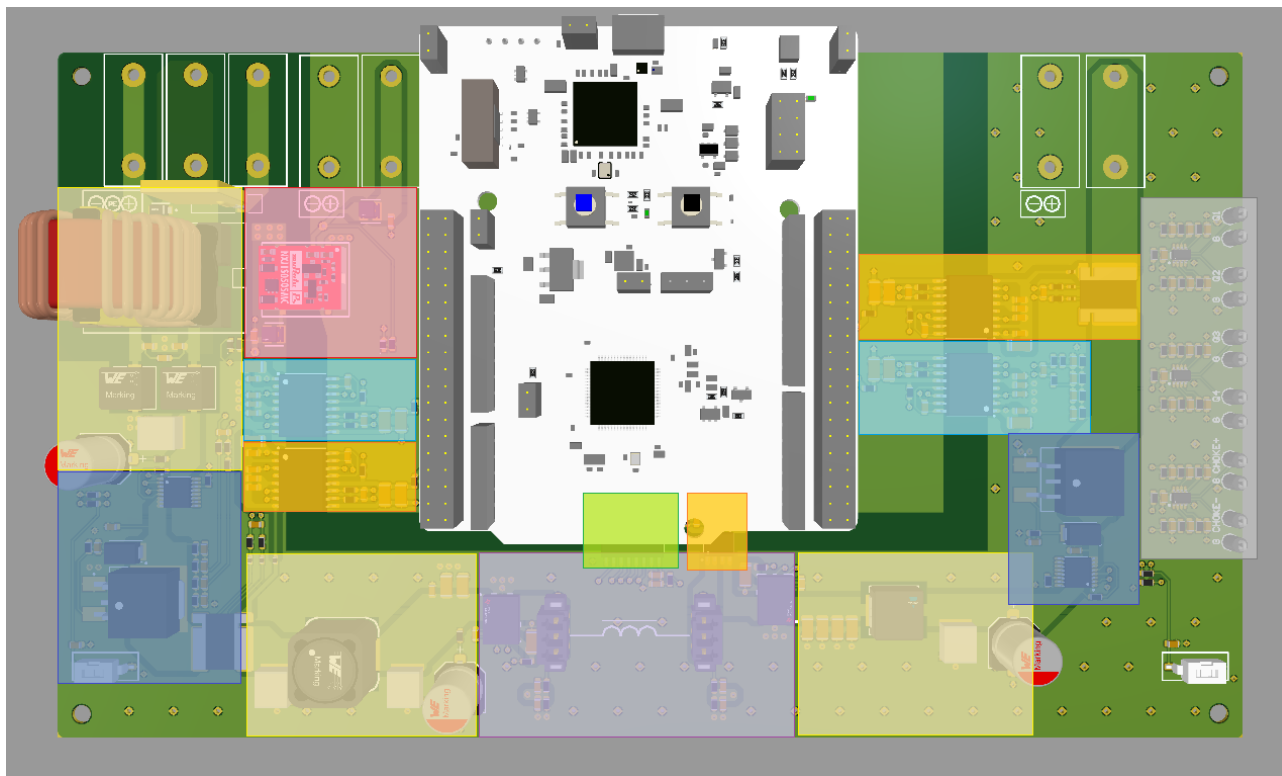
Zadaniem filtra wyjściowego jest redukcja zakłóceń spowodowanych przełączaniem oraz ograniczenie tętnień. Ponownie jako topologię filtra wybrano topologię PI, rysunek 26, pozwala to na uzyskanie jasno zdefiniowanej pojemności wyjściowej przetwornicy oraz wyeliminowanie zakłóceń, wykorzystując filtr LC. Za pojemność wyjściową służy bank kondensatorów. Są to 4 kondensatory MLCC, każdy o pojemności $4.7\mu F$, połączone równolegle, co łącznie daje pojemność $18.8\mu F$. Wartości komponentów zawartych w filtrze LC obliczono identycznie, jak w sekcji 2.8.2. Założono wartość indukcyjności L, tym razem $8.2\mu H$, a na podstawie wzoru 2.7 obliczono pojemność. Na sam koniec zadbano o prawidłowe tłumienie filtru, w tym celu posłużono się kondensatorem aluminiowym.



Rysunek 29. Fragment schematu zawierający układ filtra wyjściowego

2.9. Projekt PCB

W ramach projektu zaprojektowano płytke PCB. Ze względu na to, że płytka ma zostać przeznaczona do celów dydaktycznych, zminimalizowanie rozmiarów płytki nie było priorytetem. Głównym celem było przejrzyste rozmieszczenie bloków funkcyjnych na płycie, tak, aby patrząc na schemat, można było zidentyfikować komponent na płycie.



Rysunek 30. Widok płytki PCB z zaznaczonymi blokami funkcyjnymi

Gdzie (idąc od strony lewej do prawej):

- sekcja żółta - filtry: EMI, wejściowy oraz wyjściowy
- sekcja granatowa - układ zabezpieczający
- sekcja czerwona - izolowany układ zasilania
- sekcja jasno-niebieska - izolowany pomiar napięcia
- sekcja pomarańczowa - izolowany pomiar prądu
- sekcja fioletowa - przetwornica
- sekcja zielona - izolator sygnałów PWM
- sekcja szara - punkty testowe

Płytką została zrealizowana w technologii czterowarstwowej.

W miejscu elementu indukcyjnego znajdują się dwa złącza. Jest to związane z wymogiem zapewnienia różnych wartości indukcyjności dla różnych częstotliwości pracy układu. Wybór wartości cewek został omówiony w sekcji 2.4.



Rysunek 31. Stackup płytki czterowarstwowej, [16]

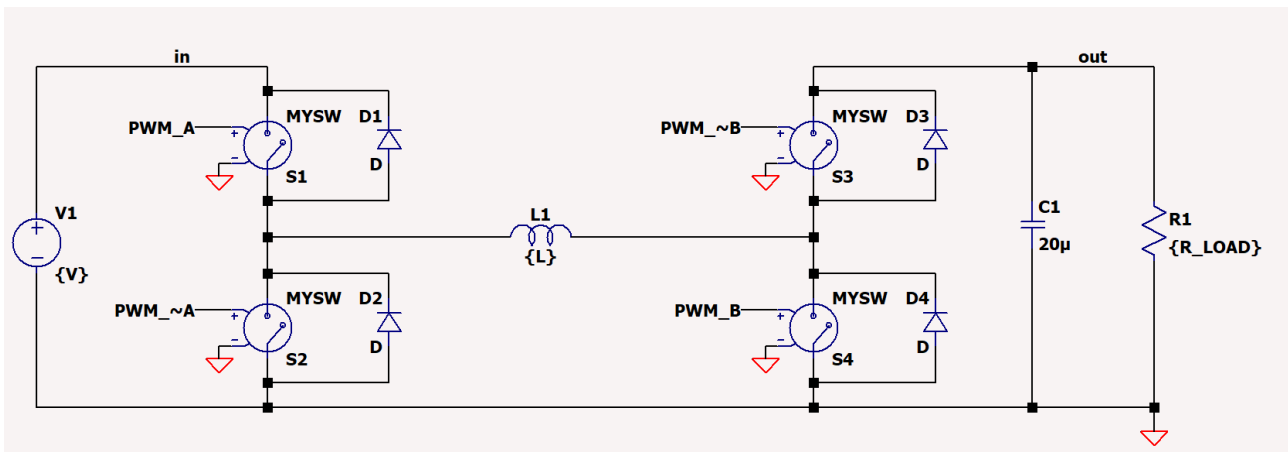
Na warstwie pierwszej (Top Layer) zostały umieszczone wszystkie komponenty oraz poprowadzony został tor mocy. Po warstwie drugiej (Midlayer 1) zostały poprowadzone sygnały zasilające układy na płytce. Warstwa trzecia (Midlayer 2) zawierała sygnały wrażliwe na zakłócenie (pomiar, sygnały poprowadzone do punktów pomiarowych). Na czwartej warstwie (Bottom layer) znajduje się poligon masy. Dodatkowo, na wszystkich warstwach został wylany potencjał masy oraz płytka została *połączona* przelotkami, w celu zminimalizowania powstających pętli masy. Pod elementami indukcyjnymi, znajdującymi się bezpośrednio na płytce, umieszczono wycięcie (*ang. cutout*) w rozlanym poligonie.

3. Model symulacyjny przetwornicy typu Buck-Boost

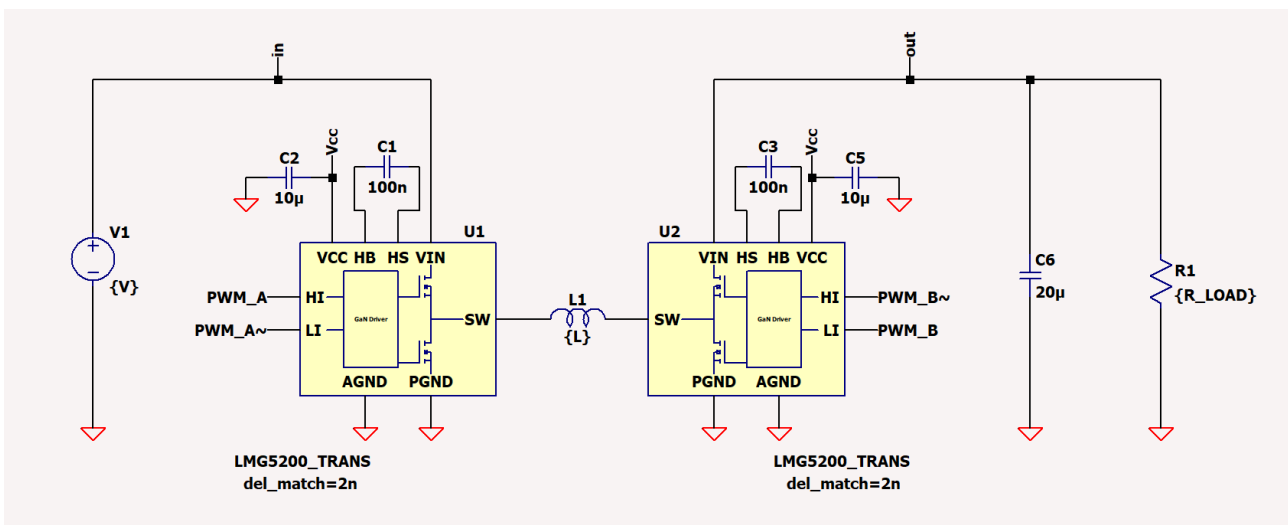
Do weryfikacji poprawności zaprojektowanych schematów, posłużono się narzędziami symulacyjnymi. Do przeprowadzania symulacji obwodów elektrycznych posłużono się programem LTSpice. Dodatkowo przeprowadzono badanie sprzężenia przetwornicy w programie Simulink.

3.1. Symulacje toru przetwarzania energii

W ramach symulacji toru przetwarzania energii utworzono dwa pliki symulacyjne. Pierwszy z idealnymi komponentami, do zapoznania się z działaniem topologii, oraz drugi, który zawierał zaimportowane modele półmostków LMG5200 [10].



Rysunek 32. Symulacja przetwornicy z idealnymi komponentami



Rysunek 33. Symulacja z modelami półmostków LMG5200

Tabela 4. Wyniki symulacji, założenia: $V_{IN} = 12V$, $R_{LOAD} = 10\Omega$, $f_{SW} = 100kHz$

Wypełnienie PWM - (D1, D2)	U_{WY} , wzór 2.1 [V]	U_{WY} , symulacja z idealnymi komponentami [V]	U_{WY} , symulacja z półmostkami LMG5200 [V]
(0.25, 0)	3	2.97	2.98
(0.5, 0)	6	5.95	5.95
(0.75, 0)	9	8.93	8.93
(0.75, 0.15)	10.59	10.47	10.49
(0.75, 0.25)	12	11.83	11.87
(0.75, 0.35)	13.85	13.59	13.66
(1, 0.25)	16	15.76	15.80
(1, 0.4)	20	19.56	-
(1, 0.5)	24	23.27	-

Tabela 5. Wyniki symulacji, założenia: $V_{IN} = 12V$, $R_{LOAD} = 10\Omega$, $f_{SW} = 200kHz$

Wypełnienie PWM - (D1, D2)	U_{WY} , wzór 2.1 [V]	U_{WY} , symulacja z idealnymi komponentami [V]	U_{WY} , symulacja z półmostkami LMG5200 [V]
(0.25, 0)	3	2.96	2.98
(0.5, 0)	6	5.94	5.95
(0.75, 0)	9	8.92	8.93
(0.75, 0.15)	10.59	10.46	10.50
(0.75, 0.25)	12	11.82	11.88
(0.75, 0.35)	13.85	13.58	-
(1, 0.25)	16	15.75	-
(1, 0.4)	20	19.55	-
(1, 0.5)	24	23.27	-

Tabela 6. Wyniki symulacji, założenia: $V_{IN} = 12V$, $R_{LOAD} = 10\Omega$, $f_{SW} = 300kHz$

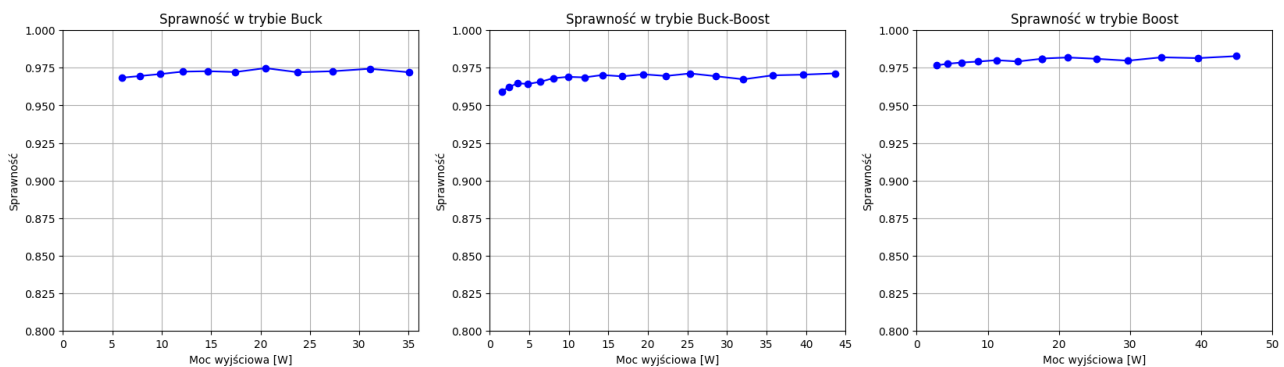
Wypełnienie PWM - (D1, D2)	U_{WY} , wzór 2.1 [V]	U_{WY} , symulacja z idealnymi komponentami [V]	U_{WY} , symulacja z półmostkami LMG5200 [V]
(0.25, 0)	3	2.95	2.98
(0.5, 0)	6	5.93	5.93
(0.75, 0)	9	8.91	8.90
(0.75, 0.15)	10.59	10.44	10.50
(0.75, 0.25)	12	11.80	11.89
(0.75, 0.35)	13.85	13.56	13.69
(1, 0.25)	16	15.73	-
(1, 0.4)	20	19.53	-
(1, 0.5)	24	23.24	-

W tabelach 4, 5, 6, przedstawiono wyniki symulacji. Wartości, które zostały zmierzone, zbliżone są do wartości teoretycznych. Potwierdza to prawidłowe wykorzystanie topologii oraz poprawne użycie komponentów LMG5200 w przetwornicy. Niektóre pola w tych tabelach, znajdujące się w kolumnie dotyczącej symulacji półmostka LMG5200, są puste. Jest to spowodowane brakiem możliwości przesymulowania układu dla tych parametrów symulacji. Model półmostka został pobrany ze strony producenta i nie jest dedykowany do pracy w programie LTSpice. Podczas próby symulacji program zwraca informację o zbyt małym kroku czasowym symulacji i się zawiesza. Związane jest to ze zbyt dużym skomplikowaniem modelu lub jego złą optymalizacją.

Zbadano również sprawność przetwornicy w trzech trybach pracy: Buck, Buck-Boost oraz Boost. Parametry symulacji opisano w tabeli 7. Napięcie było zmieniane krokowo, co 1V, do momentu osiągnięcia mocy wyjściowej bliskiej wartości 50W lub do momentu otrzymania błędu związanego ze zbyt małym krokiem czasowym.

Tabela 7. Parametry symulacji badającej sprawność przetwornicy

Tryb pracy	Zakres napięć wejściowych [V]	$R_{LOAD}[\Omega]$	f_{SW} [kHz]	(D1, D2)
Buck	7 ÷ 18	2	100	(0.5, 0)
Buck-Boost	4 ÷ 20	10	100	(0.75, 0.25)
Boost	4 ÷ 17	10	100	(1, 0.25)



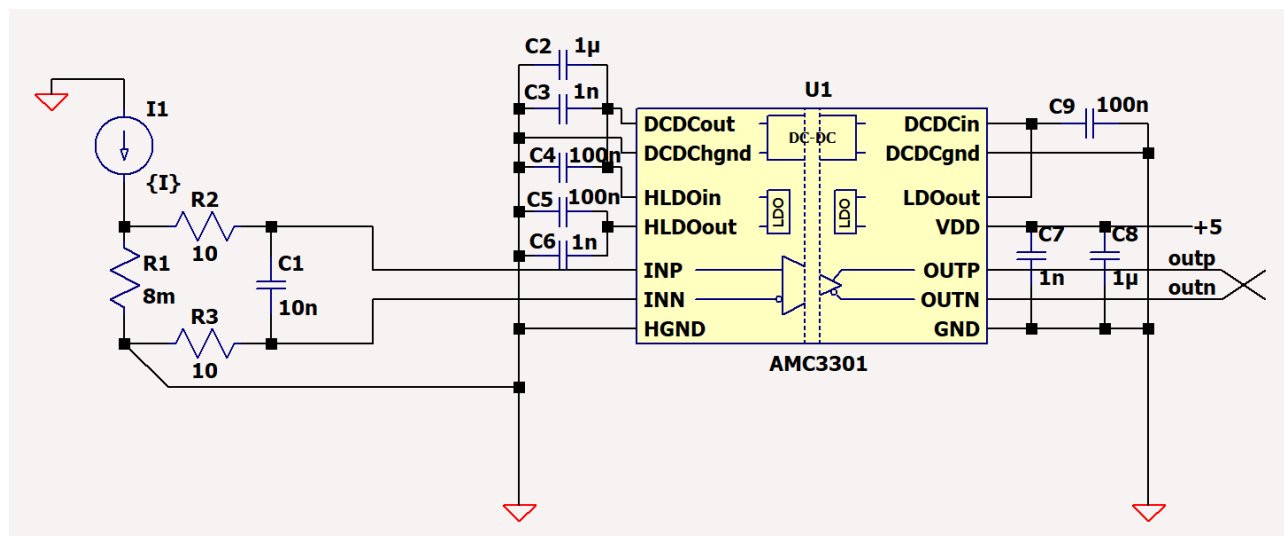
Rysunek 34. Sprawność przetwornicy w trzech trybach pracy

3.2. Symulacje modułów pomiarowych

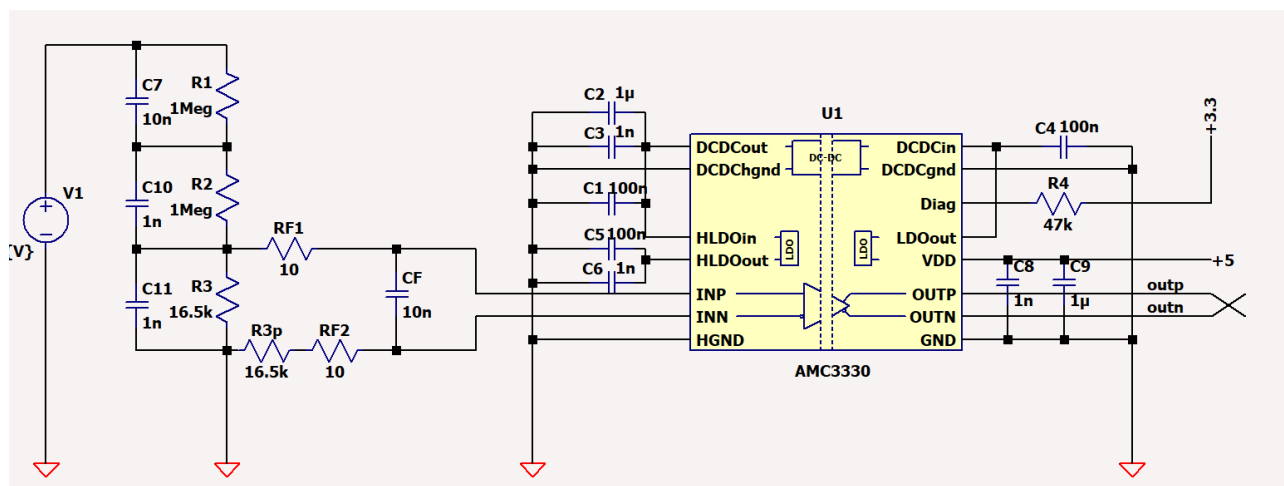
3.2.1. Symulacje wzmacniaczy izolowanych AMC

Przeprowadzono symulację układów pomiaru prądu (sekcja 2.7.1), pomiaru napięcia (sekcja 2.7.3) oraz konwertera sygnału na sygnał różnicowy, wykorzystywanego w pomiarze prądu czujnikiem Halla (sekcja 2.7.2).

Modele układów AMC3302 [5] oraz AMC3330 [6] są dostępne na stronie producenta i, po drobnych zmianach, było możliwe ich zaimportowanie do programu LTSpice. Wykonano symulacje parametryczne, korzystając z dyrektywy `.param`, aby określić dokładność pomiaru. Wartościami parametryzowanymi były: wartość źródła prądowego dla układu AMC3302 i wartość źródła napięcia dla układu AMC3330.



Rysunek 35. Symulacja wzmacniacza izolowanego AMC3302



Rysunek 36. Symulacja wzmacniacza izolowanego AMC3330

Wykorzystując parametryzację symulacji oraz polecenie *.meas*, przeprowadzono analizę w dziedzinie czasu dyrektywą *.tran* i odczytano wyniki obliczeń z Error Loga programu LTSpice.

Tabela 8. Wyniki symulacji układu AMC3302

Wartość na źródle prądu [A]	Napięcie na wyjściu wzmacniacza [A]	Zmierzony prąd [A]	Dokładność [A]
0.1	0.0063	0.096	0.0037
0.2	0.13	0.196	0.0039
0.5	0.032	0.496	0.0045
0.75	0.49	0.745	0.0055
1	0.065	0.995	0.0055
2	0.13	1.98	0.017
5	0.3171	4.987	0.013

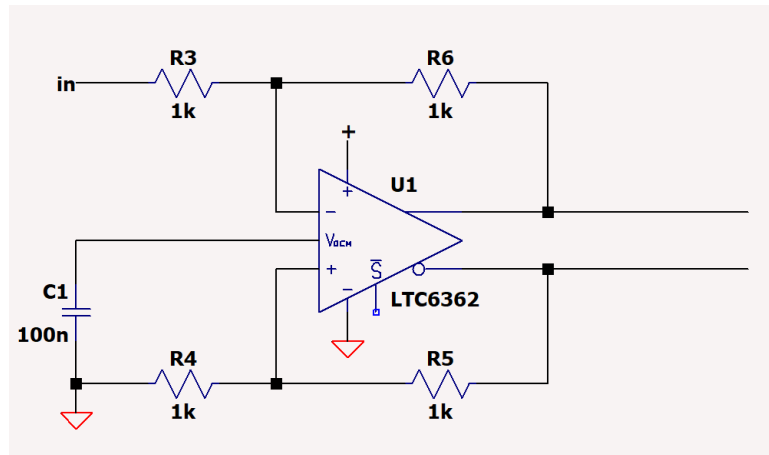
Tabela 9. Wyniki symulacji układu AMC3330

Wartość na źródle napięcia [V]	Napięcie na wyjściu wzmacniacza [V]	Zmierzone napięcie [V]	Dokładność [V]
5	0.082	5.0073	0.0073
10	0.16	10.0022	0.0022
12	0.20	12.00013	0.00013
15	0.25	14.99695	0.0030
20	0.33	19.9917	0.0083

Symulacje pokazują, że wzmacniacze AMC cechują się dużą dokładnością przy pomiarach DC. Ich dokładność jest na poziomie poniżej jednego punktu procentowego a maksymalne odchylenie od wartości wejściowej jest na poziomie pojedynczych miliwoltów/miliamperów.

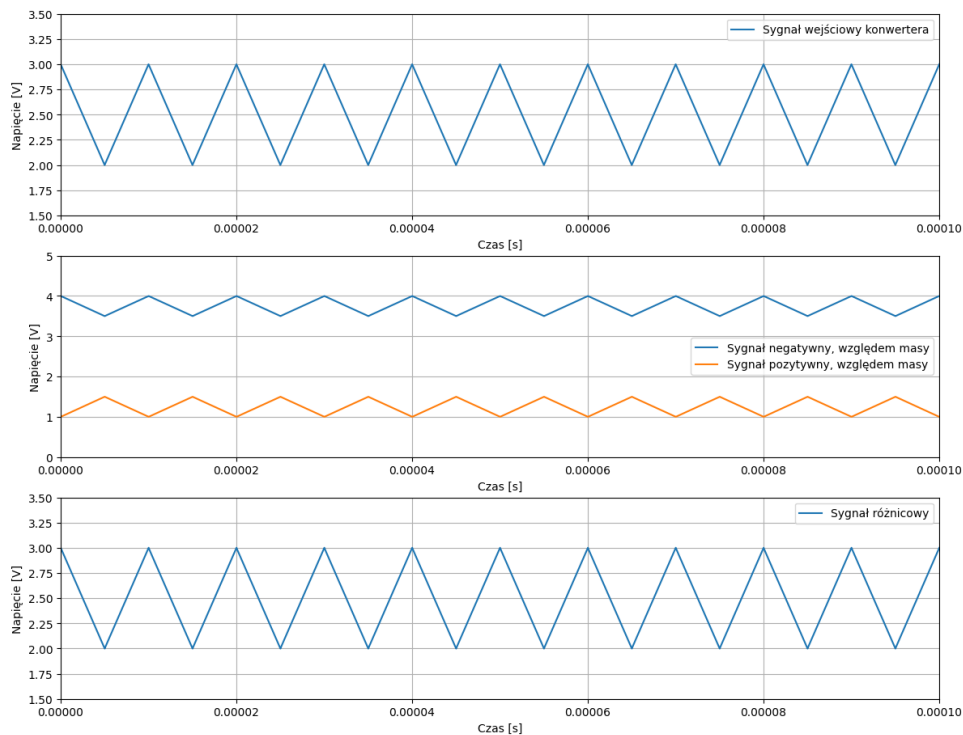
3.2.2. Symulacje wzmacniacza LTC6362

Przy konwersji z sygnału mierzonego względem masy na sygnał różnicowy posłużono się układem LTC6362 [12].



Rysunek 37. Symulacja różnicowego sterownika ADC LTC6362

Zbadano stabilność układu oraz zweryfikowano poprawność konwersji sygnału wykorzystując analizę przebiegów czasowych *.tran*. Jako sygnał wejściowy wybrano falę trójkątną o amplitudzie 1V, oscylującą wokół wartości 2.5V i częstotliwości 100kHz. Taki przebieg ma reprezentować przykładowy sygnał, który może zostać wyprodukowany przez sensor prądu ACS730 [3].



Rysunek 38. Weryfikacja poprawności konwersji sygnału na różnicowy

3.3. Symulacje filtrów

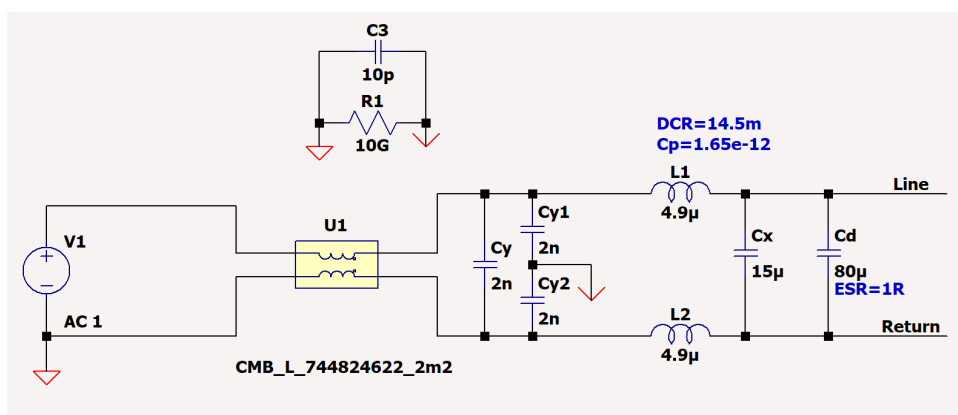
Do zweryfikowania poprawności działania filtrów pasywnych wykorzystano dyrektywę *.ac*. Dzięki temu zbadano filtr EMI, filtr wejściowy oraz filtr wyjściowy w domenie częstotliwości, weryfikując poprawność obliczeń opisanych w sekcjach 2.8.1, 2.8.2, 2.8.3. Przy symulacjach zadbano o uzupełnienie modeli komponentów C i L

o ich wartości pasywnicze tak aby uzyskana charakterystyka częstotliwościowa była jak najbardziej zbliżona do charakterystyki rzeczywistej filtru.

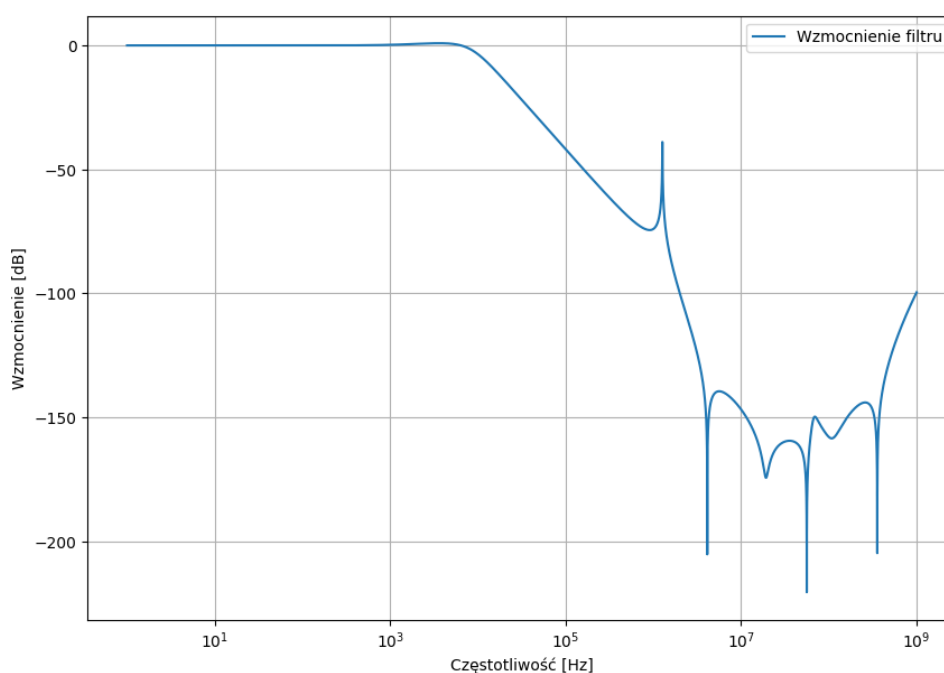
Wartości tłumienia uzyskane z tych symulacji, w szczególności dla częstotliwości rzędu kilku MHz-ów, są bardzo niskie. Na tyle niskie, że fizyczne wykonanie takiego filtru byłoby niemożliwe. Zbyt duże wartości tłumienia, poniżej -150dB, są związane z nieodpowiednim zamodelowaniem filtrów. Pomimo dodania wartości pasywniczych, symulowane układy nadal potrafią osiągnąć tłumienie rzędu -160dB co sugeruje niedokładne wykonanie modelu.

3.3.1. Symulacje filtru EMI

Przy symulacji filtru EMI, omówionego w sekcji 1.5, dodano model dławika *common-mode* [2], dostępny na stronie producenta. Dzięki dodawaniu rzeczywistych modeli do symulacji uzyskiwane charakterystyki zyskują na dokładności.



Rysunek 39. Symulacja filtru EMI

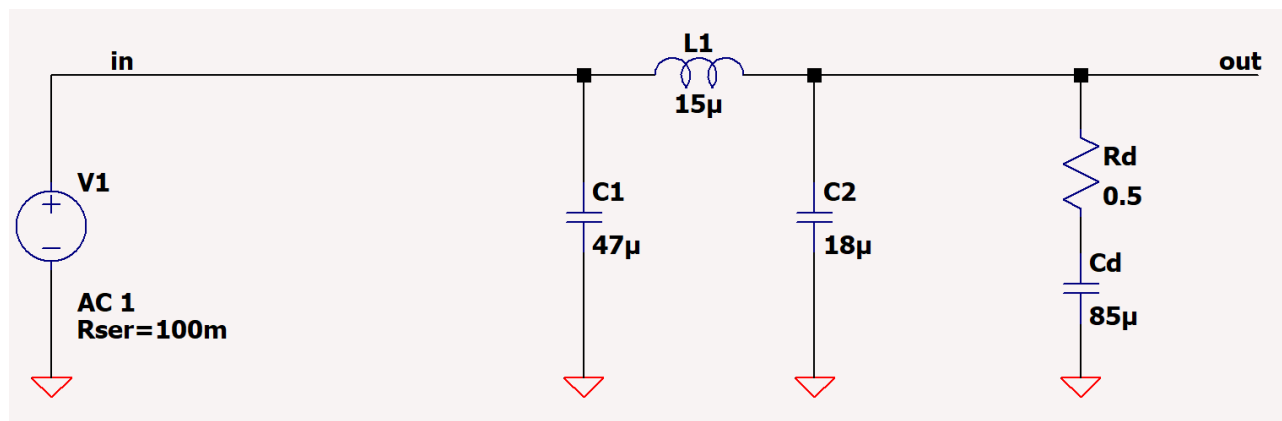


Rysunek 40. Charakterystyka częstotliwościowa filtru EMI

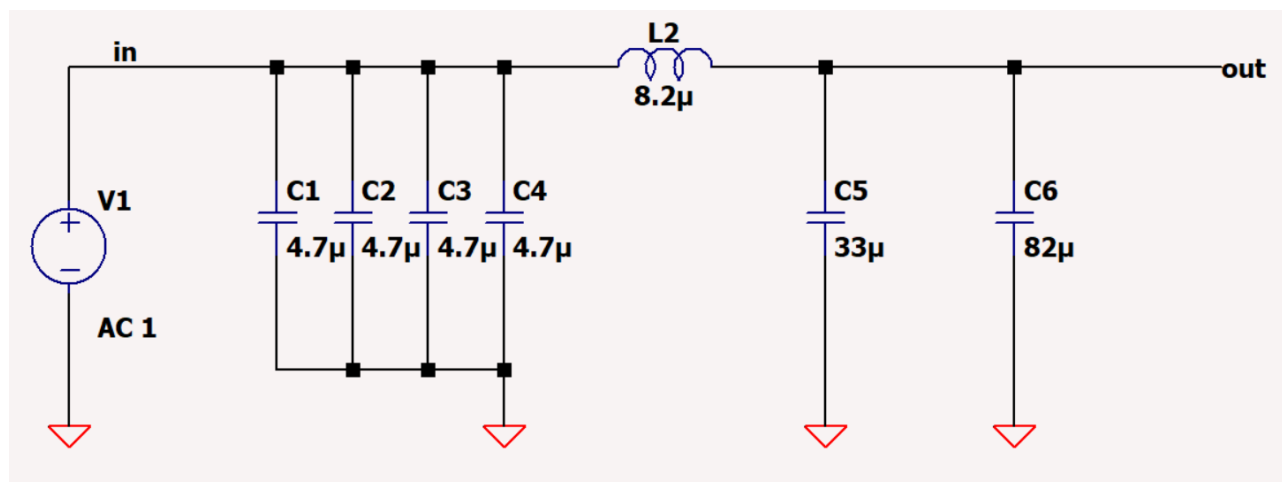
Na wykresie zauważalne są rezonanse powstające w skutku dodania do symulacji elementów pasywnych.

3.3.2. Symulacje filtra wejściowego i wyjściowego przetwornicy

Filtr wejściowy oraz wyjściowy przetwornicy poddano analizie częstotliwościowej, weryfikując poprawność dobranych wartości komponentów L oraz C.

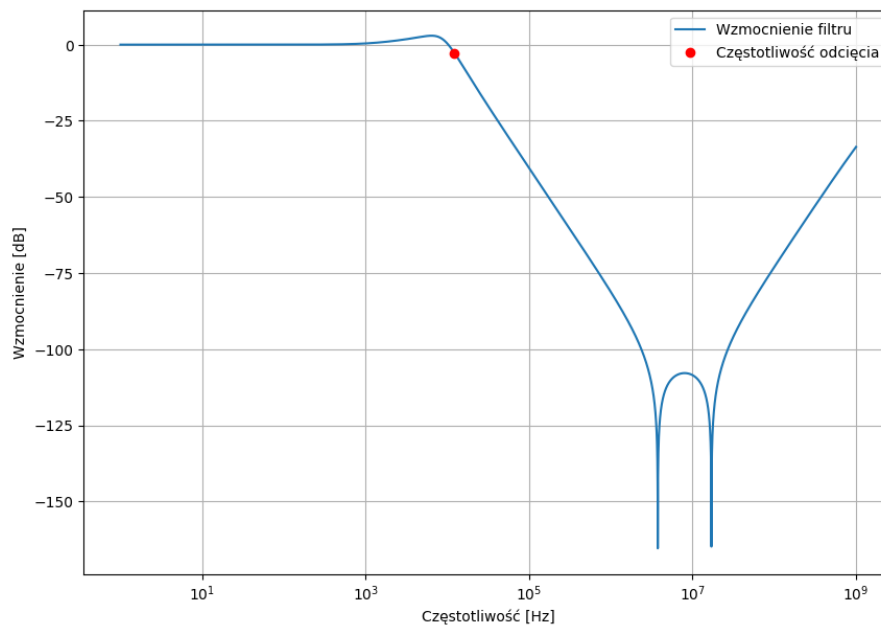


Rysunek 41. Symulacja filtra wejściowego przetwornicy

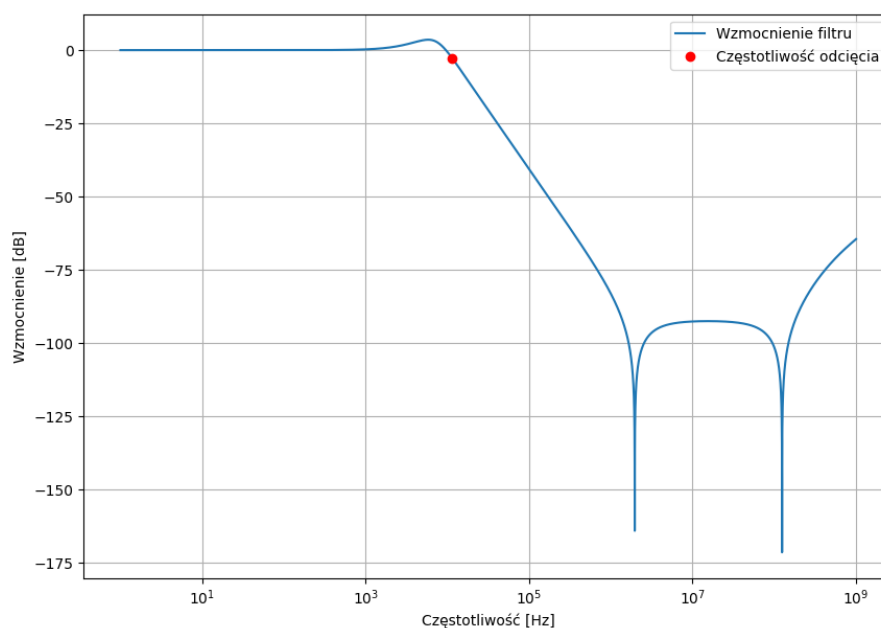


Rysunek 42. Symulacja filtra wyjściowego przetwornicy

Różnice w częstotliwościach odcięcia przesymulowanych układów (w obu przypadkach f_c powinno być równe 10kHz), są spowodowane dostępnością na rynku komponentów o stałych wartościach. Częstotliwość, dla której tłumienie wynosi $-3dB$ odczytano za pomocą dyrektywy `.meas`.



Rysunek 43. Charakterystyka częstotliwościowa filtru wejściowego przetwornicy



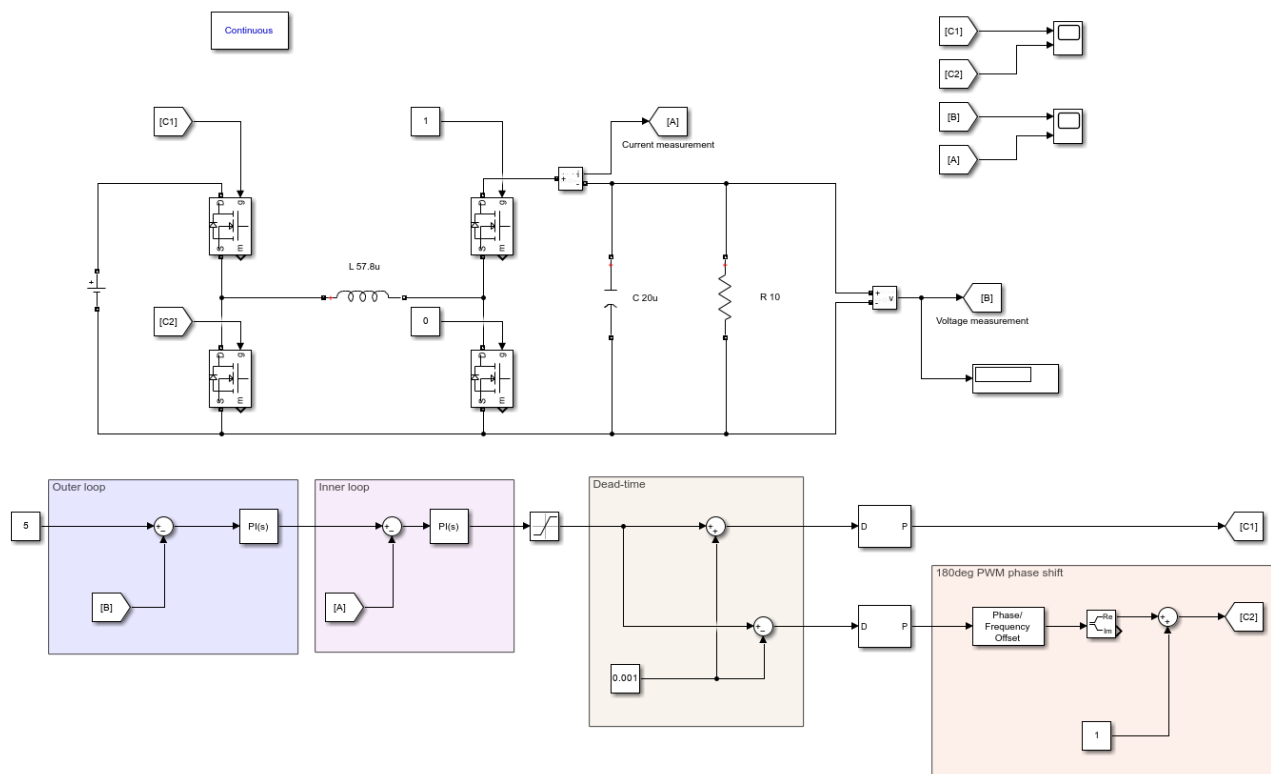
Rysunek 44. Charakterystyka częstotliwościowa filtru wyjściowego przetwornicy

Tabela 10. Porównanie częstotliwości odcięcia filtrów: wejściowego i wyjściowego

	f_c zamierzone [kHz]	f_c z wartościami idealnych komponentów [kHz]	punkt $-3dB$ odczytany z symulacji [kHz]
Filtr wejściowy	10	9.69	11.97
Filtr wyjściowy	10	9.68	11.63

3.4. Symulacje pętli sprzężenia zwrotnego przetwornicy

W celu zapoznania się z teorią sterowania przetwornic DC-DC, utworzono prostą symulację przetwornicy Buck-Boost, opartej na 4 kluczach tranzystorowych, pracującej w trybie Buck.



Rysunek 45. Pętla sterowania zrealizowana w programie Simulink

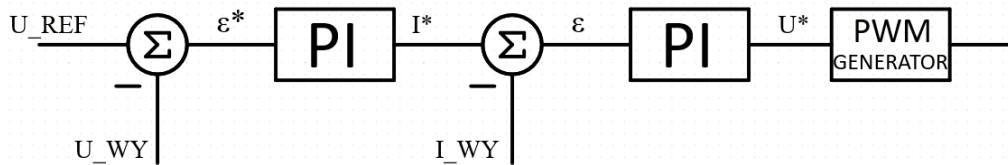
Pozwoliło to na zaobserwowanie problemów dotyczących sterowania, a dokładniej kalibracji kontrolerów PI, opisanych w sekcji 1.4. Utworzony model nie odpowiada dokładnie realizowanemu systemowi. Dlatego nie zdecydowano się na przeniesienie, uzyskanych w trakcie kalibracji kontrolerów PI, wartości wzmocnień K_P oraz K_I . Algorytm, odpowiedzialny za sterowanie, zostanie opisany w sekcji 4.1.

4. Cyfrowa pętla sprzężenia zwrotnego

Do utrzymania stałego napięcia wyjściowego przetwornicy DC-DC wykorzystywane jest sprzężenie zwrotne. W poniższym rozdziale zostanie opisany algorytm wykorzystany do sterowania przetwornicą Buck-Boost oraz jego implementacja na mikrokontrolerze STM32G474 [13].

4.1. Opis zastosowanego algorytmu

Ilość pomiarów wykonywanych na płytce PCB, sekcja 2.7, pozwala na implementację bardzo dużej ilości algorytmów sterowania. Jako docelowy algorytm kontrolujący pętle sterowania wybrano algorytm sterowania prądem wyjściowym (*ang. current-mode*). [18].



Rysunek 46. Schemat blokowy algorytmu current-mode

Wartość U_{REF} to oczekiwana wartość napięcia na wyjściu przetwornicy, jest ona porównywana do napięcia zmierzonego na wyjściu U_{WY} . Obliczana różnica, sygnał błędny ε^* , jest podawany do pierwszego regulatora PI. Ta część algorytmu jest nazywana pętlą zewnętrzną układu sterującego. Otrzymana skompensowana wartość I^* jest kolejny raz porównywana, tym razem z odczytem pomiaru prądu wyjściowego I_{WY} . Nowy sygnał błędny ε jest podawany na wejście drugiego regulatora PI co zamyka wewnętrzną pętlę. Z wartości znajdującej się na wyjściu kompensatora U^* otrzymywany jest współczynnik wypełnienia. Generator PWM, z takim parametrem wejściowym, jest w stanie wytworzyć przebieg fali prostokątnej z otrzymanym współczynnikiem wypełnienia.

4.2. Implementacja algorytmu na mikrokontrolerze

Wykorzystanie w projekcie mikrokontrolera, daje pewnego rodzaju elastyczność i pozwoli wdrożyć różne algorytmy sterowania bez żadnych zmian w części elektronicznej projektu. Jest to znacząca przewaga nad klasycznymi kontrolerami, które projektowane są pod konkretną topologię przetwornicy, i nie zapewniają możliwości zmian algorytmu sterowania bez zmian w projekcie płytki PCB.

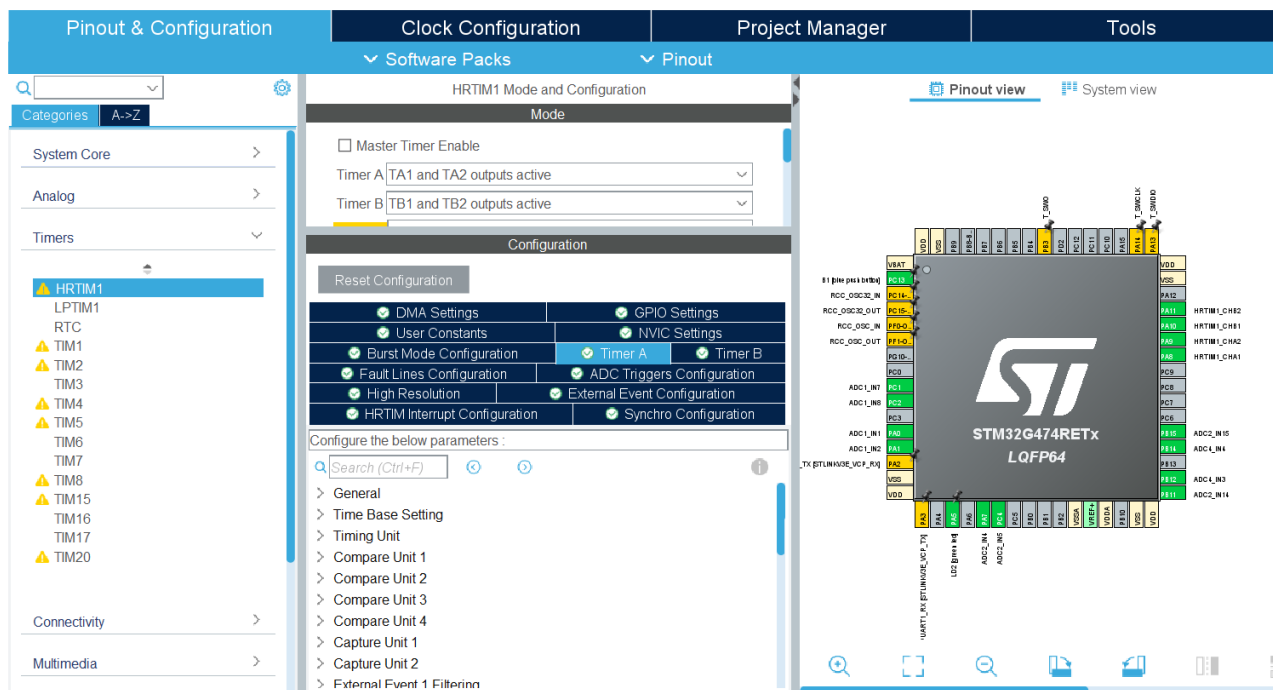
Aby wdrożyć zaproponowany algorytm wymagana jest konfiguracja układów peryferyjnych mikrokontrolera STM32G474. Do najważniejszych peryferiów wymagających konfiguracji należą: HRTIM - High Resolution Timer, liczniki o dużej rozdzielczości, ADC - Analog to Digital Converter, przetworniki analogowo cyfrowe oraz DMA - Direct Memory Access.

4.2.1. Konfiguracja peryferiów mikrokontrolera - liczniki HRTIM

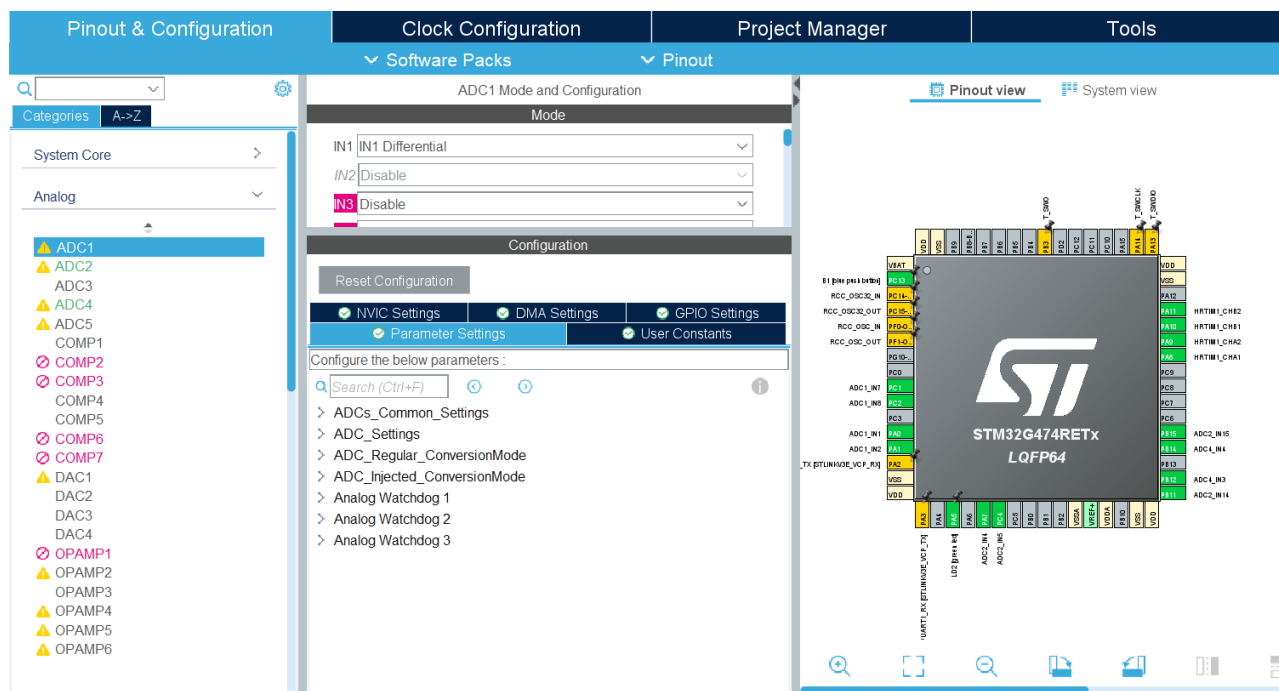
Konfiguracja liczników została przeprowadzona w IDE dostarczonym przez producenta mikrokontrolera, STM Cube IDE. W tym środowisku konfiguracja odbywa się poprzez *zaznaczanie* funkcjonalności peryferiów, które są dla nas interesujące, a następnie, dzięki wygenerowanemu API, możliwe jest skorzystanie z gotowych funkcji dostarczonych dzięki sterownikowi HAL.

W zakładce Timers/HRTIM wybrano dwa liczniki, które zostały użyte - Timer A oraz Timer B. Oba liczniki będą generowane komplementarnie, co skutkuje finalnie w otrzymaniu czterech sygnałów do sterowania odpowiednimi półmostkami, sygnałami TA1, TA2, TB1 oraz TB2.

W zakładce *Configuration* znajduje się kilka pól wymagających wprowadzenia danych przez użytkownika. Pole Timer A/B zawiera ogólne informacje na temat sygnałów PWM. Tam definiowane są parametry czasowe przebiegów, ustawianie czasu martwego oraz jednostek porównawczych (potrzebnych do modulacji wypełnieniem przebiegu). Oprócz tego w polu ADC Trigger Configuration, wyznaczono jednostę porównawczą 4, jako wyzwalacz próbkowania. Zapewni to próbkowanie sygnałów w odpowiednich momentach, minimalizując szansę na to, że zakłócenia związane z przełączaniem tranzystorów będą wpływać na pomiary.



W tym miejscu można od razu skonfigurować dostęp do DMA. W zakładce *DMA Settings* należy dodać *DMA Request*. Dodanie tej prośby wygeneruje dodatkową funkcję w bibliotece HAL umożliwiającą odczytywanie wartości po konwersji bezpośrednio z pamięci.

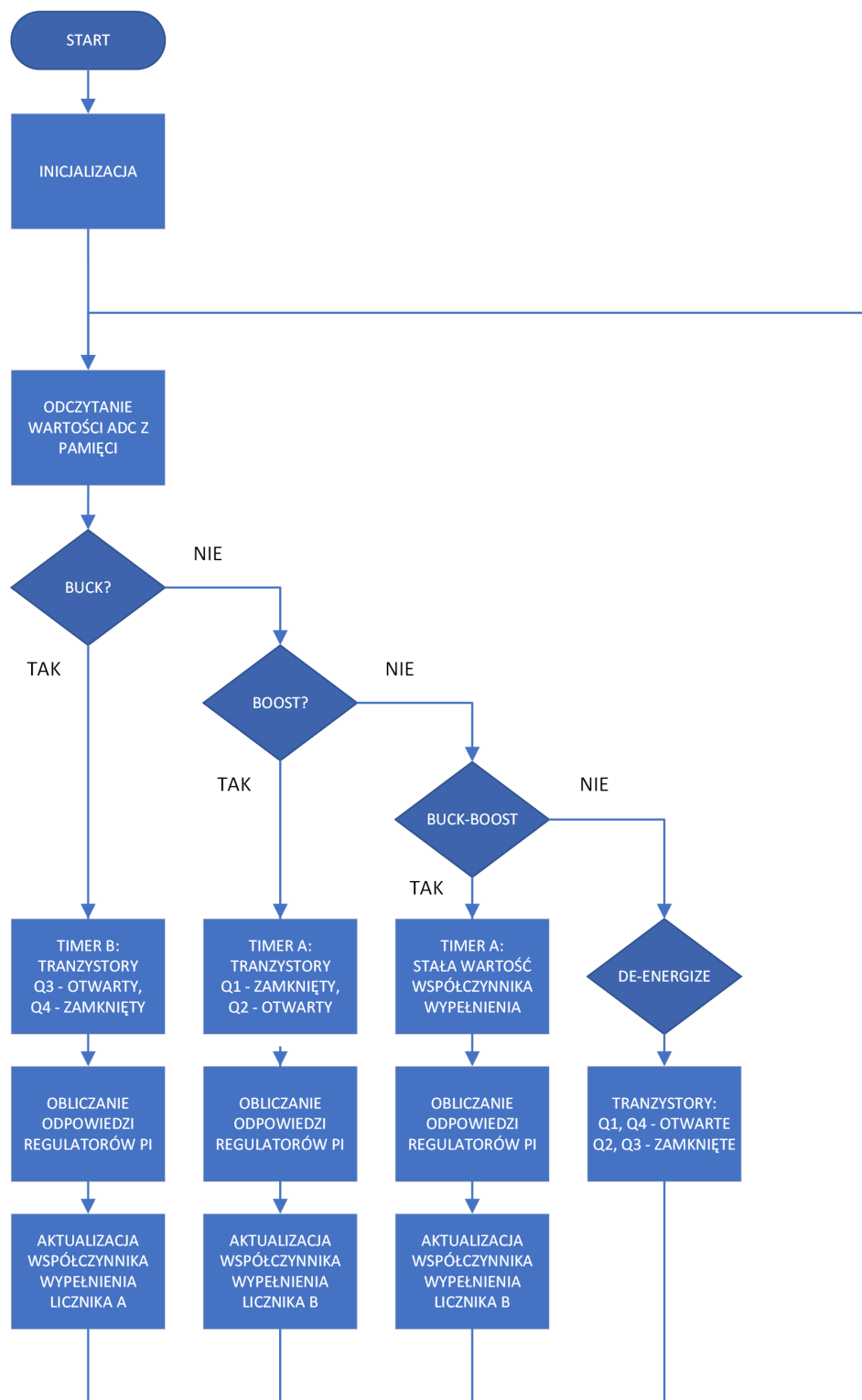


Rysunek 48. Widok interface'u do konfiguracji przetworników ADC

4.2.3. Implementacja

Dzięki poprawnemu skonfigurowaniu układów peryferyjnych mikrokontrolera, możliwe jest zaimplementowania algorytmu sterowania. Wymagane funkcjonalności są widoczne na rysunku 46. Odczyty danych są realizowane przez przetworniki ADC, kontrolery PI zostały wykonane bezpośrednio na mikrokontrolerze a generator PWM został zrealizowany przy pomocy liczników HRTIM.

Do przedstawienia działania pliku *main.c* w projekcie wykonano diagram sekwencji działań.



Rysunek 49. Diagram sekwencji działań pliku main.c

Podsumowanie i wnioski

Proces realizacji projektu można opisać jako listę poniższych kroków:

1. Zdefiniowanie założeń projektowych.
2. Wykonanie podstawowych obliczeń dla topologii opartej na czterech kluczach tranzystorowych.
3. Narysowanie diagramu blokowego i określenie konkretnych bloków funkcyjnych w projekcie.
4. Zapoznanie się z dostępnymi na rynku rozwiązaniami i technologiami umożliwiającymi poprawę jakości przetwornicy i/lub ułatwiających projektowanie.
5. Przeprowadzenie symulacji weryfikujących poprawne działanie przetwornicy oraz układów pomiarowych.
6. Wykonanie schematu elektrycznego w programie Altium Designer.
7. Zaprojektowanie płytki drukowanej w programie Altium Designer.
8. Symulacje sprzężenia zwrotnego przetwornicy DC-DC w programie Matlab Simulink
9. Implementacja algorytmu sterowania na mikrokontrolerze STM32G474

Zaprojektowana w ten sposób przetwornica będzie mogła służyć za model laboratoryjny, z którego studenci będą mogli korzystać na zajęciach. Dalsze etapy pracy nad projektem nie zostały zrealizowane ze względu na ograniczenie czasowe. Przetwornica powinna być zmontowana i przetestowana, aby upewnić się, że model symulacyjny jest prawidłowy. Projektowanie elektroniki to proces iteracyjny, dlatego bez żadnych wątpliwości jestem w stanie stwierdzić, że w trakcie projektowania mogły się w pewnym momencie wkraść błędy. Dlatego testy projektów elektronicznych są niezmiernie ważne i pozwalają w przyszłości unikać popełnionych błędów. Poza przeprowadzeniem testów w otwartej pętli, weryfikując poprawność zaprojektowania przetwornicy, wymagane będzie przeprowadzenie testów w zamkniętej pętli sterowania. Wyniki symulacji sprzężenia zwrotnego, wykonane w Simulinku, nie dały miarodajnych wyników pozwalających na kalibrację kontrolerów PI. Dobór wzmacnień K_P oraz K_I będzie stanowić ważne zadanie przy tych testach. Możliwe będzie zaimplementowanie innych algorytmów kontroli. Wykorzystanie prądu dławika w algorytmie lub zmiana modulacji sygnału sterującego bramki tranzystora to tylko kilka możliwości, które umożliwiają zmianę działania pętli sterowania przetwornicy.

Zaprojektowanie przetwornicy Buck-Boost pomogło przybliżyć tematykę impulsowych przetwornicy DC-DC. Dzięki zrozumieniu działania podstawowych topologii przetwornic, możliwe było zaprojektowanie układu opierającego się na czterech kluczach tranzystorowych. W trakcie projektowania zagłębiono się w tematykę sterowania. Zaczynając od prostych kontrolerów, kończąc na algorytmach. Teoria sterowania wymusiła umieszczenie w przetwornicy kilku bloków funkcyjnych, które umożliwiały realizację cyfrowego sprzężenia zwrotnego. Ich symulacje pokazały jak potrzebnym narzędziem, w projektowaniu układów elektronicznych, są programy umożliwiające weryfikację działania każdego zamodelowanego układu scalonego. Projektowanie filtrów uzmysłowiło, jak ważne jest zadbanie o poprawność modeli komponentów i zawarcie wszystkich parametrów, a przede wszystkim pasożytniczych, w symulacjach.

Spis rysunków

1	Przetwornica typu Buck	5
2	Przetwornica typu Boost	6
3	Odwracająca przetwornica typu Buck-Boost	7
4	Przetwornica typu Buck-Boost na czterech kluczach	8
5	Przykład realizacji sprzężenia zwrotnego na przetwornicy Buck	9
6	Schemat blokowy kontrolera PID	9
7	Typy odpowiedzi regulatora PID, [9]	10
8	Zobrazowanie zakłóceń różnicowych	11
9	Zobrazowanie zakłóceń wspólnych	11
10	Filtr EMI	12
11	Przetwornica Buck-Boost w trybie Buck	14
12	Przetwornica Buck-Boost w trybie Boost	15
13	Przetwornica Buck-Boost w trybie mieszanym	15
14	Schemat blokowy przetwornicy Buck-Boost	17
15	Fragment schematu zawierający izolowany zasilacz NXJ1S0505MC	19
16	Fragment schematu zawierający cyfrowy izolator ADuM340E	19
17	Schemat ideowy układu <i>crowbar</i>	20
18	Fragment schematu zawierający układ protekcyjny	20
19	Schemat ideowy układu pomiaru prądu z rezystorem typu <i>shunt</i>	21
20	Fragment schematu zawierający układu pomiaru prądu z rezystorem typu <i>shunt</i>	22
21	Fragment schematu zawierający sensor prądu ACS730	22
22	Schemat ideowy pomiaru napięcia na dzielniku	23
23	Fragment schematu zawierający układ pomiaru napięcia	23
24	Fragment schematu zawierający układ punktu pomiarowego	24
25	Fragment schematu zawierający układ filtru EMI	25
26	Filtr typu Pi	25
27	Filtr EMI typu Pi z dołączonymi elementami C_d i R_d	26
28	Fragment schematu zawierający układ filtru wejściowego	27
29	Fragment schematu zawierający układ filtru wyjściowego	27
30	Widok płytki PCB z zaznaczonymi blokami funkcyjnymi	28
31	Stackup płytki czterowarstwowej, [16]	29

32	Symulacja przetwornicy z idealnymi komponentami	30
33	Symulacja z modelami półmostków LMG5200	30
34	Sprawność przetwornicy w trzech trybach pracy	32
35	Symulacja wzmacniacza izolowanego AMC3302	33
36	Symulacja wzmacniacza izolowanego AMC3330	33
37	Symulacja różnicowego sterownika ADC LTC6362	35
38	Weryfikacja poprawności konwersji sygnału na różnicowy	35
39	Symulacja filtra EMI	36
40	Charakterystyka częstotliwościowa filtra EMI	36
41	Symulacja filtra wejściowego przetwornicy	37
42	Symulacja filtra wyjściowego przetwornicy	37
43	Charakterystyka częstotliwościowa filtra wejściowego przetwornicy	38
44	Charakterystyka częstotliwościowa filtra wyjściowego przetwornicy	38
45	Pętla sterowania zrealizowana w programie Simulink	39
46	Schemat blokowy algorytmu current-mode	40
47	Widok interface'u do konfiguracji liczników HRTIM	41
48	Widok interface'u do konfiguracji przetworników ADC	42
49	Diagram sekwencji działań pliku main.c	43

Spis tabel

1	Założenie projektowe przetwornicy Buck-Boost	14
2	Minimalne wartości indukcyjności dławika	18
3	Wybrane indukctory	18
4	Wyniki symulacji, założenia: $V_{IN} = 12V$, $R_{LOAD} = 10\Omega$, $f_{SW} = 100kHz$	31
5	Wyniki symulacji, założenia: $V_{IN} = 12V$, $R_{LOAD} = 10\Omega$, $f_{SW} = 200kHz$	31
6	Wyniki symulacji, założenia: $V_{IN} = 12V$, $R_{LOAD} = 10\Omega$, $f_{SW} = 300kHz$	31
7	Parametry symulacji badającej sprawność przetwornicy	32
8	Wyniki symulacji układu AMC3302	34
9	Wyniki symulacji układu AMC3330	34
10	Porównanie częstotliwości odcięcia filtrów: wejściowego i wyjściowego	38

Spis równań

1.1	Współczynnik wypełnienia sygnału PWM	5
1.2	Napięcie wyjściowe przetwornicy Buck	6
1.5	Napięcie wyjściowe przetwornicy Boost	7
1.6	Napięcie wyjściowe odwracającej przetwornicy Buck-Boost	7
1.7	Sprawność układu	8
1.8	Dobroć układu RLC	12
1.9	Rezystancja R_d	12
2.1	Napięcie wyjściowe przetwornicy Buck-Boost, 4 klucze	15
2.2	Minimalna wartość indukcyjności dla przetwornicy typu Buck	17
2.3	Minimalna wartość indukcyjności dla przetwornicy typu Boost	17
2.4	Odczytanie wartości prądu płynącego przez rezystor shunt	21
2.5	Wzór dzielnik napięcia	23
2.6	Odczytanie wartości napięcia w węźle	23
2.7	Częstotliwość odcięcia filtra dolnoprzepustowego LC	24
2.8	Dobroć układu filtrującego	26

Bibliografia

- [1] Dragan Maksimović Robert W. Erickson. *Fundamentals of Power Electornics, Third Edition*. Springer, 2020.
- [2] 744824622. Common-mode choke. URL: <https://www.we-online.com/components/products/datasheet/744824622.pdf>.
- [3] ACS730. Isolated current sensor. URL: <https://www.allegromicro.com/en/Products/Sense/Current-Sensor-ICs/Zero-To-Fifty-Amp-Integrated-Conductor-Sensor-ICs/ACS730>.
- [4] ADUM340E. Digital isolator. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adum340e-341e-342e.pdf>.
- [5] AMC3302. Isolated current sensig amplifier. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/amc3302.pdf>.
- [6] AMC3330. Isolated voltage sensing amplifier. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/amc3330.pdf>.
- [7] Julian Hagedorn. *Basic Calculations of a 4 Switch Buck-Boost Power Stage*. URL: <https://www.ti.com/lit/an/slva535b/slva535b.pdf>.
- [8] Shawn Hymel. *Introduction to PID Controllers*. URL: <https://www.digikey.com/en/maker/projects/introduction-to-pid-controllers/763a6dca352b4f2ba00adde46445ddeb>.
- [9] *Introducción a PID*. URL: <https://docs.wpilib.org/es/latest/docs/software/advanced-controls/introduction/introduction-to-pid.html>.
- [10] LMG5200MOFT. GaN Half-Bridge Power Stage. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmg5200.pdf>.
- [11] LTC6262. 30MHz bandwidth amplifier. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/626123fa.pdf>.
- [12] LTC6362. Precision amplifier. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/6362fa.pdf>.
- [13] Nucleo G474RE. MCU evaluation board. URL: <https://www.st.com/en/evaluation-tools/nucleo-g474re.html>.
- [14] NXJ1S0505MC. Isolated power supply. URL: <https://www.murata.com/products/productdata/8807031963678/kdc-nxj1.pdf>.
- [15] PA2050. Power inductor. URL: <https://productfinder.pulseelectronics.com/api/open/part-attachments/datasheet/pa2050.103nl>.
- [16] Zachariah Peterson. *How to Design and Fabricate the Best 4 Layer PCB Stackup with Altium Designer*. URL: <https://docs.wpilib.org/es/latest/docs/software/advanced-controls/introduction/introduction-to-pid.html>.

-
- [17] ROHM semiconductors. *Design and Application Considerations of Input Filter to reduce Conducted Emissions caused by DC/DC converter*. URL: https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/input-filter-for-dcdc-converter_an-e.pdf.
 - [18] Robert Sheehan. *Understanding and Applying Current-Mode Control Theory*. URL: <https://www.ti.com/lit/an/snva555/snva555.pdf>.
 - [19] Paul Shepard. *Understanding Isolation in DC-DC Converters*. URL: <https://eepower.com/news/understanding-isolation-in-dc-dc-converters/#>.
 - [20] Ali Shirsavar. *EMC Filter Design*. URL: <https://www.biricha.com/technical-videos.html>.
 - [21] *TPS1HB16-Q1*. High-side switch. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps1hb16-q1.pdf>.
-