

# Politechnika Wrocławska

Wydział Elektroniki, Fotoniki i Mikrosystemów

---

KIERUNEK: Automatyka i Robotyka (AIR)

## PRACA DYPLOMOWA INŻYNIERSKA

TYTUŁ PRACY:  
Przenośny zasilacz regulowany sterowany  
mikrokontrolerem

AUTOR:  
Mateusz Wójcik

PROMOTOR:  
dr inż. Wojciech Domski



*Pragnę zadedykować niniejszą pracę  
mojej najbliższej rodzinie, która za-  
wsze mnie wspierała oraz pomagała  
mi pokonywać trudności napotkane  
na drodze edukacji.*



## STRESZCZENIE

Niniejsza praca obejmuje projekt obwodu elektrycznego oraz oprogramowania regulowanego zasilacza stabilizowanego opartego o sterowanie mikrokontrolerem. W ramach czynności podjętych podczas realizacji projektu obrano założenia projektowe, stworzono schemat ideowy oraz dokonano doboru elementów. Następnie dokonano montażu oraz testów wstępnych obwodu drukowanego urządzenia. Do generowania sygnałów sterujących oraz akwizycji danych wykorzystano peryferia użytego mikrokontrolera. Układ wykonawczy urządzenia zrealizowano w topologii mostkowej przetwornicy *buck-boost*. W ramach oprogramowania zaimplementowano pętle regulacji napięcia wyjściowego oraz interfejs komunikacyjny. Stworzono także aplikację pozwalającą na sterowanie zasilaczem oraz wizualizację danych pomiarowych. W ramach aspektu badawczego pracy przeprowadzono analizę sprawności energetycznej urządzenia oraz zbadano odpowiedzi układu regulacji. Finalnie, przedstawiono podsumowanie przeprowadzonych w ramach pracy czynności oraz nakreślono plany rozwojowe projektu.

## SUMMARY

This paper includes the design of the electrical circuit and software of a regulated, stabilized power supply based on microcontroller control. As part of the activities undertaken during the implementation of the project, design assumptions were adopted, a conceptual diagram was created and elements were selected. Then, assembly and preliminary tests of the device's printed circuit were performed. The microcontroller peripherals were used to generate control signals and acquire data. The device's executive system is implemented in the bridge topology of the *buck-boost* converter. The software includes output voltage regulation loops and a communication interface. An application was also created that allows you to control the power supply and visualize measurement data. As part of the research aspect of the work, the energy efficiency of the device was analyzed and the responses of the control system were examined. Finally, a summary of the activities carried out as part of the work was presented and the project's development plans were outlined.

Słowa kluczowe: zasilacz, przenośny, akumulator, przetwornica, stabilizowany, mikrokontroler

Keywords: power supply, portable, battery, converter, stabilized, microcontroller



# Spis treści

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| <b>1</b> | <b>Wstęp</b>                                    | <b>3</b>  |
| 1.1      | Teza pracy . . . . .                            | 4         |
| 1.2      | Podział pracy . . . . .                         | 4         |
| <b>2</b> | <b>Wiadomości wprowadzające</b>                 | <b>5</b>  |
| 2.1      | Podział zasilaczy . . . . .                     | 5         |
| 2.2      | Topologie przetwornic DC-DC . . . . .           | 8         |
| 2.3      | Mostkowa przetwornica buck-boost . . . . .      | 10        |
| 2.4      | Sterowanie przekształtnikiem . . . . .          | 12        |
| <b>3</b> | <b>Założenia projektowe</b>                     | <b>15</b> |
| 3.1      | Źródło zasilania . . . . .                      | 16        |
| 3.2      | Przekształtnik główny . . . . .                 | 17        |
| 3.3      | Zabezpieczenia . . . . .                        | 18        |
| 3.4      | Układy pomocnicze . . . . .                     | 18        |
| 3.5      | Komunikacja . . . . .                           | 18        |
| 3.6      | Wbudowana ładowarka akumulatora . . . . .       | 19        |
| <b>4</b> | <b>Projekt urządzenia</b>                       | <b>21</b> |
| 4.1      | Sekcja zasilania . . . . .                      | 22        |
| 4.2      | Mikrokontroler i układy peryferyjne . . . . .   | 23        |
| 4.2.1    | Układ liczący wysokiej częstotliwości . . . . . | 25        |
| 4.2.2    | Przetwornik analogowo-cyfrowy . . . . .         | 27        |
| 4.2.3    | Pętla sterująca przetwornicą główną . . . . .   | 29        |
| 4.3      | Obwód wykonawczy przetwornicy głównej . . . . . | 31        |
| 4.4      | Obwody pomiarowe . . . . .                      | 33        |
| 4.5      | Komunikacja . . . . .                           | 37        |
| 4.6      | Układ ładowarki . . . . .                       | 42        |
| 4.7      | Obwody pomocnicze . . . . .                     | 43        |
| 4.8      | Montaż urządzenia . . . . .                     | 44        |
| <b>5</b> | <b>Badania</b>                                  | <b>47</b> |
| <b>6</b> | <b>Podsumowanie</b>                             | <b>59</b> |
|          | <b>Załącznik A</b>                              | <b>61</b> |
|          | <b>Bibilografia</b>                             | <b>61</b> |





# Rozdział 1

## Wstęp

Kamieniem milowym w rozwoju cywilizacji ludzkiej niewątpliwie było opanowanie przez człowieka umiejętności w zakresie wytwarzania i wykorzystywania energii elektrycznej. Badania nad zjawiskami fizycznymi dotyczącymi elektryczności pozwoliły na skonstruowanie pierwszych maszyn elektrycznych, umożliwiając rozwój przemysłu, poprzez zastąpienie stosowanych od czasów rewolucji przemysłowej maszyn parowych. Z biegiem czasu nastąpiła masowa elektryfikacja, sprawiając, że prąd elektryczny stał się tanim oraz powszechnie dostępnym źródłem energii. Późniejsze badania naukowców pozwoliły na rozwój dziedzin takich jak elektrotechnika, czy elektronika. Pojawiły się pierwsze konsumenckie urządzenia elektryczne. Niezwykle duży wpływ na rozwój ludzkości miało także skonstruowanie w latach 40. XX wieku pierwszego tranzystora, który wkrótce stał się podstawowym elementem budującym zaawansowane układy logiczne, na przykład mikroprocesory, co umożliwiło pojawienie się pierwszych maszyn liczących, a następnie komputerów osobistych. Rozwój elektroniki przyczynił się także do zmian w sektorze przemysłowym, umożliwiając całkowitą automatyzację, a później także robotyzację procesów produkcyjnych.

Szacuje się, że cywilizacja ludzka przechodzi obecnie czwartą rewolucję przemysłową [11], a rozwój nowoczesnych technologii wprowadził urządzenia elektroniczne do życia codziennego człowieka do tego stopnia, że niełatwo doszukać się dzisiaj dziedziny, w której nie obserwuje się styczności gatunku ludzkiego z szeroko pojętą elektroniką.

Niezależnie od klasy, rodzaju czy konstrukcji, każde nowo zaprojektowane urządzenie elektroniczne musi uzyskać status urządzenia końcowego, czyli takiego, które spełnia pewne, wcześniej określone założenia. By tego dokonać, na ogół w pierwszej kolejności buduje się prototyp, który następnie udoskonala się, stopniowo rozszerzając jego możliwości i funkcje. Szczególnie ważną rolę podczas udoskonalania prototypu odgrywa proces testowania. To właśnie podczas tego procesu poszczególne funkcjonalności każdego urządzenia poddawane są weryfikacji pod kątem poprawności działania oraz bezpieczeństwa. Istotnym elementem tych czynności jest odpowiednie zasilanie weryfikowanej konstrukcji. Precyzyjna kontrola parametrów źródła zasilania jest konieczna, gdyż minimalizuje ryzyko uszkodzenia urządzenia w przypadku niepoprawnego montażu czy błędów popełnionych na etapie projektowania. Podobne wymagania dotyczą zasilania urządzeń już funkcjonujących, lecz wymagających interwencji serwisanta. W szczególności, gdy dotyczy to konstrukcji o znacznej wartości materialnej.

Precyzyjną kontrolę nad wartościami napięcia, prądu czy wydzielanej w odbiorniku mocy, a także monitorowanie tych parametrów podczas trwania czynności serwisowych najczęściej uzyskuje się poprzez wykorzystanie przeznaczonego do tego celu wyspecjalizowanego źródła energii – zasilacza laboratoryjnego. Konstrukcja tych zasilaczy pozwala użytkownikowi na dostosowanie wyżej wymienionych parametrów według jego potrzeb, a ponadto posiadają one szereg zabezpieczeń, co gwarantuje bezpieczeństwo pracy oraz niezawodność. Zasadniczą wadą konwencjonalnych zasilaczy laboratoryjnych jest jednak obligatoryjne podłączenie do sieci energetycznej, co w konsekwencji sprawia, że konieczne jest przetransportowanie danego modułu lub całości testowanego urządzenia na odpowiednie stanowisko, nierzadko będące znacznie oddalone od docelowego miejsca pracy serwisowanej konstrukcji. Warto zaznaczyć także, że szczególne znaczenie ma również czas pomiędzy wystąpieniem usterki oraz przywróceniem funkcjonowania uszkodzonego urządzenia. Znaczne wydłużenie tego okresu, spowodowane powyższymi niedogodnościami, może zaważyć o powodzeniu przedsięwzięcia, jeśli uszkodzony moduł jest elementem dużego projektu, a nawet, w skrajnych przypadkach, stanowić zagrożenie życia lub zdrowia człowieka.

Rozwiązaniem opisywanych ograniczeń byłoby zatem wykorzystanie źródła zasilania posiadającego zalety tradycyjnych zasilaczy laboratoryjnych, z jednoczesną eliminacją ich wad. Do wspomnianych zalet należy zaliczyć możliwość precyzyjnej manipulacji parametrami dostarczanej do zasilanego urządzenia energii elektrycznej oraz posiadanie stosownych zabezpieczeń. Zastosowanie akumulatorów jako główne źródło zasilania natomiast umożliwiłoby usunięcie jednej z podstawowych wad konwencjonalnych zasilaczy, umożliwiając pracę bez stałego podłączenia do sieci energetycznej.

W niniejszej pracy podjęto problematykę opracowania, budowy oraz wykonania odpowiednich testów urządzenia realizującego wyżej opisane funkcje. Rezultaty tych czynności zostały przedstawione w dalszej części pracy.

## 1.1 Teza pracy

Możliwe jest zaprojektowanie, wykonanie oraz oprogramowanie przenośnego zasilacza stabilizowanego realizującego funkcjonalności przypisywane konwencjonalnym zasilaczom laboratoryjnym.

## 1.2 Podział pracy

Niniejsza praca opisuje rezultaty osiągnięte podczas projektowania, budowy oraz badań impulsowego zasilacza stabilizowanego opartego o mikrokontroler. W pierwszym rozdziale przedstawiono wstęp oraz motywacje do realizacji badań podjętych przez niniejszą pracę zagadnień. Drugi rozdział ma na celu wprowadzenie czytelnika w problematykę poruszaną przez temat pracy. W kolejnym rozdziale przedstawiono założone podczas realizacji aspektu inżynierskiego pracy cele oraz oczekiwane rezultaty. Czwarty rozdział poświęcony został opisowi projektu oraz wykorzystanych podczas jego realizacji technologii. Rozdział piąty stanowi o aspekcie badawczym pracy, w ramach którego przeprowadzono badania zbudowanego urządzenia. Ostatni rozdział pracy jest podsumowaniem osiągniętych rezultatów. Opisuje on także dalsze plany rozwoju wobec projektu zasilacza.

# Rozdział 2

## Wiadomości wprowadzające

Sekcja zasilania jest częścią każdego urządzenia elektronicznego, gdyż zaopatruje ona dane urządzenie w niezbędną do jego funkcjonowania energię, nierzadko będąc osobnym, rozbudowanym układem [20]. Jednakże, zaprojektowanie wydajnej i niezawodnej sekcji zasilającej potrafi nie być zadaniem trywialnym, ze względu na wysokie wymagania postawione owym obwodom.

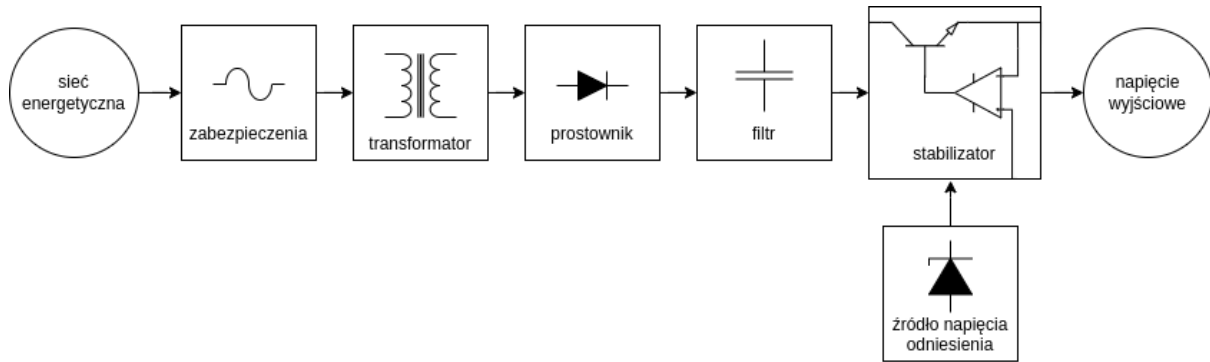
W dalszej części rozdziału przedstawiono najważniejsze informacje związane z tematyką pracy, co ma na celu przybliżenie zagadnień dotyczących budowy zasilaczy regulowanych.

### 2.1 Podział zasilaczy

Ze względu na uniwersalność terminu określającego układ zasilający, istnieje wiele kryteriów podziału owych obwodów. Poniżej przedstawiono najpopularniejsze z nich [6].

- Podział ze względu na pierwotne źródło zasilania:
  - zasilacze AC-DC (zasilane najczęściej z sieci energetycznej),
  - zasilacze DC-DC.
- Podział ze względu na aktywną stabilizację napięcia wyjściowego:
  - zasilacze stabilizowane,
  - zasilacze niestabilizowane.
- Podział ze względu na tryb pracy elementów aktywnych:
  - zasilacze o pracy ciągłej,
  - zasilacze impulsowe.

Opisywany w pracy projekt urządzenia dotyczy konstrukcji zasilających o stabilizowanym napięciu wyjściowym. Z tego względu z dalszych rozważań wykluczono grupę zasilaczy niestabilizowanych. Wobec postawionych we wstępie wymagań zdecydowano się na porównanie dwóch najczęściej stosowanych obecnie typów układów regulacji.



Rysunek 2.1 Schemat blokowy sekcji zasilania o pracy ciągłej [6]

Na rysunku 2.1 przedstawiono układ regulatora napięcia o pracy liniowej. Układy te charakteryzuje na ogół nisk sprawność energetyczna, ze względu na konieczność wytracenia nadmiaru energii w elemencie aktywnym stabilizatora. Wartość ta jest tym mniejsza, im większa jest różnica między napięciem wejściowym, a wyjściowym. Zależność wyznaczającą sprawność energetyczną stabilizatorów liniowych opisuje równanie (2.1).

$$\eta = \frac{P_{wy}}{P_{we}} \cdot 100\% = \frac{U_{wy} \cdot I_{wy}}{U_{we} \cdot I_{we}} \cdot 100\%, \quad (2.1)$$

gdzie:

- $P_{we}$  – moc pobierana przez odbiornik,
- $P_{wy}$  – moc, z jaką odbiornik wykonuje użyteczną pracę,
- $U_{we}$  – napięcie wejściowe stabilizatora,
- $U_{wy}$  – napięcie wyjściowe stabilizatora,
- $I_{we}$  – prąd wejściowy stabilizatora,
- $I_{wy}$  – prąd wyjściowy stabilizatora.

Ze względu na niską sprawność regulatorów liniowych należy zwrócić uwagę także na wysoką moc rozpraszaną na elementach aktywnych. Moc ta jest tym wyższa, im wyższy prąd przepływa przez układ regulacji, a ponadto jest wprost proporcjonalna do różnicy napięć wyjściowego i wejściowego.

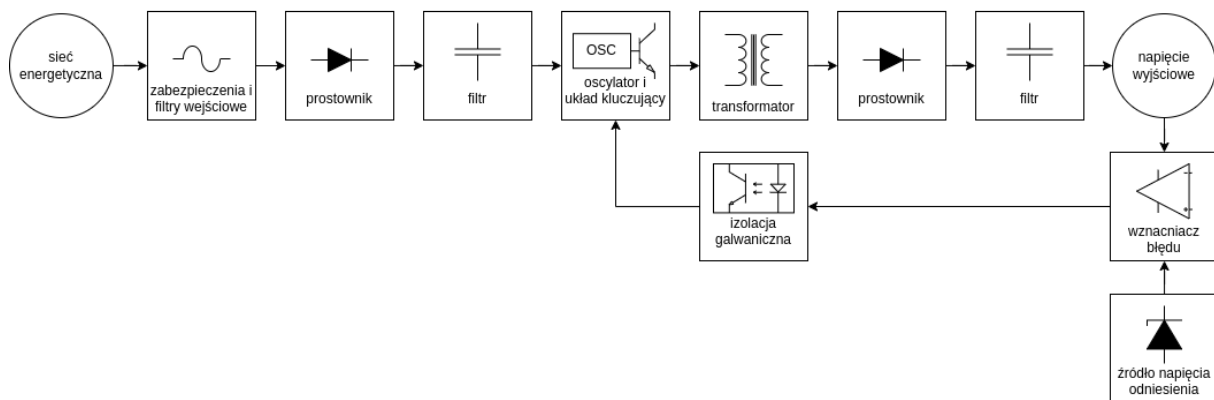
$$P_{strat} = I \cdot (U_{wej} - U_{wy}), \quad (2.2)$$

gdzie:

- $U_{wej}$  – niestabilizowane napięcie wejściowe,
- $U_{wy}$  – stabilizowane napięcie wyjściowe,
- $I$  – prąd pobierany przez odbiornik.

W przypadku dużych obciążeń moc strat (2.2) może przekroczyć wartość bezpieczną dla elementów półprzewodnikowych, co wiąże ze sobą konieczność zastosowania radiatorów o dużej powierzchni oraz aktywnego układu chłodzenia. Konsekwencją tego byłoby znaczne zwiększenie gabarytów konstrukcji, co w przypadku urządzenia przenośnego jest problematyczne.

Drugim najczęściej spotykanym typem układów regulacyjnych są przekształtniki (przetwornice). Są to regulatory napięcia, które charakteryzują się pracą impulsową.



Rysunek 2.2 Schemat blokowy sekcji zasilania o pracy impulsowej [6]

Na rysunku 2.2 przedstawiono układ regulatora napięcia o pracy impulsowej. Impulsowe układy regulacji charakteryzują się diametralnie inną, w porównaniu do układów o pracy liniowej, zasadą działania. Funkcjonują one bowiem w oparciu o konwersję energii elektrycznej na inny typ energii, w celu tymczasowego zgromadzenia jej nadmiaru. Pozwala to na późniejsze wykorzystanie zgromadzonej energii w sposób użyteczny dla użytkownika, gdyż nie jest ona w żaden sposób (pomijając straty podczas przekształcania) tracona. Mechanizm ten umożliwia osiągnięcie wysokich sprawności, sięgających nierzadko 90% [6]. Moc tracona w elementach aktywnych tych konstrukcji natomiast ogranicza się jedynie do strat związanych z przełączaniem.

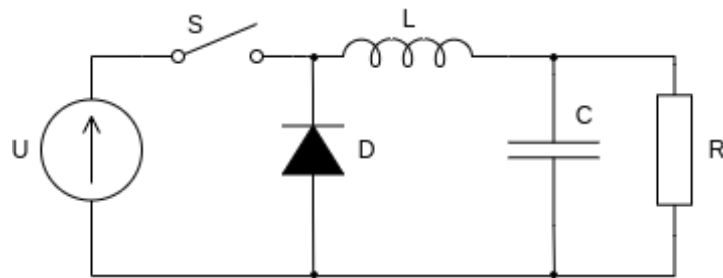
Wobec powyższego, dalszej analizie podlegać będą zatem jedynie zasilacze oparte o przetwornice impulsowe, po zredukowaniu widocznych na rys. 2.2 bloków formujących napięcie sieciowe. Ze względu na zasilanie akumulatorowe nie także ma konieczności stosowania izolacji galwanicznej między zaciskami wyjściowymi urządzenia, a pierwotnym źródłem zasilania. Podczas doboru konstrukcji budowanego zasilacza wzięto pod uwagę zatem jedynie nieizolowane przetwornice DC-DC.

## 2.2 Topologie przetwornic DC-DC

W odróżnieniu od poprzednio opisanych układów stabilizujących o pracy ciągłej, konstrukcje impulsowe charakteryzują się pracą okresową. Układy te wyposażone są w obwód kluczujący, który z każdym cyklem pracy zamyka i otwiera obwód, w którym znajduje się element posiadający zdolność do gromadzenia energii. Element ten zazwyczaj jest komponentem indukcyjnym, lecz spotyka się także układy przekształtników w oparciu o elementy pojemnościowe. Nośnikiem gromadzonej energii jest zatem pole magnetyczne, wytwarzane, gdy przez element o charakterze indukcyjnym następuje przepływ prądu [6].

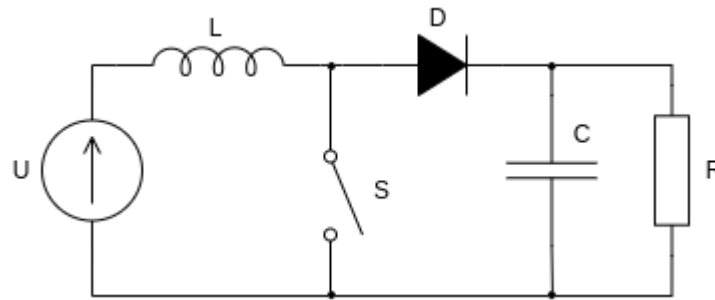
Wśród niezolowanych przetwornic przekształcających napięcia stałe wyróżnić można kilka stosowanych topologii, w zależności od typu przekształcenia. W dalszej części tej sekcji pracy wyróżniono najczęściej stosowane topologie oraz opisano mechanizm ich działania.

Przetwornice obniżające (z ang. *buck*) to przekształtniki, w których układ kluczujący sterowany jest sygnałem prostokątnym o zmiennym wypełnieniu (z ang. *PWM - Pulse Width Modulation*). Umożliwia to zmianę średniej wartości napięcia wyjściowego. Przy zwarceniu klucza prąd przepływa zarówno przez odbiornik, jak i element indukcyjny. Podczas rozwarcia klucza element indukcyjny oddaje zgromadzoną w polu magnetycznym energię do odbiornika poprzez diodę półprzewodnikową. Za filtrację tętnień napięcia wyjściowego odpowiedzialny jest kondensator podłączony do zacisków wyjściowych układu. Uproszczony schemat tej topologii przedstawiono na rysunku 2.3.



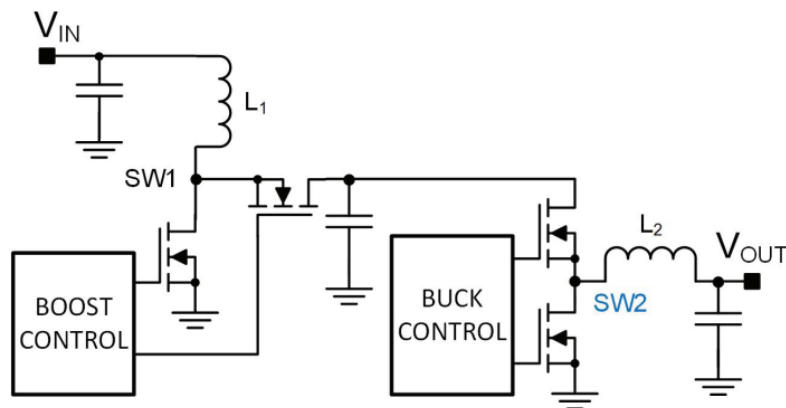
Rysunek 2.3 Przekształtnik DC-DC w topologii buck. Widoczne elementy:  $U$  – źródło napięcia wejściowego,  $S$  – klucz,  $L$  – element indukcyjny,  $D$  – dioda,  $C$  – kondensator filtrujący,  $R$  – rezystancja obciążenia

W przypadku przetwornic podwyższających (z ang. *boost*) układ kluczujący również sterowany jest za pomocą sygnału PWM. Przy zwarceniu klucza energia magazynowana jest w polu magnetycznym cewki indukcyjnej. Podczas rozwarcia klucza zgromadzona energia oddawana jest wykorzystując zjawisko samoindukcji. Powstające napięcie samoindukcji sumuje się z napięciem źródła, podwyższając napięcie wyjściowe stabilizatora. Dioda podłączona szeregowo z odbiornikiem uniemożliwia przepływ prądu z powrotem do źródła. Tętnienia wygładza kondensator filtrujący. Uproszczony schemat przekształtnika tego typu przedstawia rysunek 2.4.



Rysunek 2.4 Uproszczony schemat ideowy przetwornicy DC-DC w topologii boost. Widoczne elementy: U – źródło napięcia wejściowego, S – klucz, L – element indukcyjny, D – dioda, C – kondensator filtrujący, R – rezystancja obciążenia.

Przetwornice obniżająco-podwyższające (buck-boost), to przekształtniki wykorzystujące mechanizmy działania dwóch poprzednio przedstawionych topologii. Umożliwiają zarówno podwyższenie, jak i obniżenie napięcia wejściowego. Istnieje kilka typów przekształtników pracujących w trybie buck-boost. Ze względu na oferowane parametry, niewielkie rozmiary oraz prostotę implementacji zdecydowano się wyróżnić konstrukcje synchroniczne oparte o kaskadowe połączenie topologii buck oraz boost. Termin pracy synchronicznej odnosi się do zastąpienia diod półprzewodnikowych kolejnymi kluczami [10]. Wymaga to wówczas dopasowania czasów naprzemiennej pracy obu kluczy, w ramach każdego członu kaskady. Przykładową implementację kaskadowego przekształtnika przedstawia rysunek 2.5.

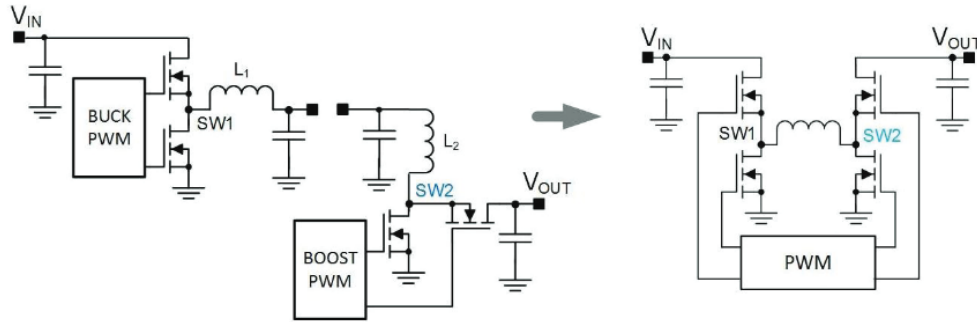


Rysunek 2.5 Kaskadowe połączenie topologii boost i buck [3]

Topologia ta wprowadza konieczność zastosowania dwóch osobnych układów sterujących, co komplikuje konstrukcję zasilacza. Zastosowanie dwóch oddzielnych elementów indukcyjnych natomiast zwiększa wymiary konstrukcji. Biorąc pod uwagę zastosowanie projektu, jest to problematyczne.

## 2.3 Mostkowa przetwornica buck-boost

Wyeliminowanie przedstawionych w poprzedniej sekcji niedogodności umożliwia przekształcenie topologii kaskadowej w przekształtnik o budowie mostkowej. Realizację tej konwersji dokonano poprzez scalenie dwóch elementów indukcyjnych oraz usunięcie kondensatorów filtrujących w miejscu połączenia członów kaskady. Zarządzanie tak przekształconym układem kaskadowym może wówczas zostać zrealizowane poprzez jeden układ sterujący. Przekształcenie kaskady w układ mostkowy przedstawia rysunek 2.6.

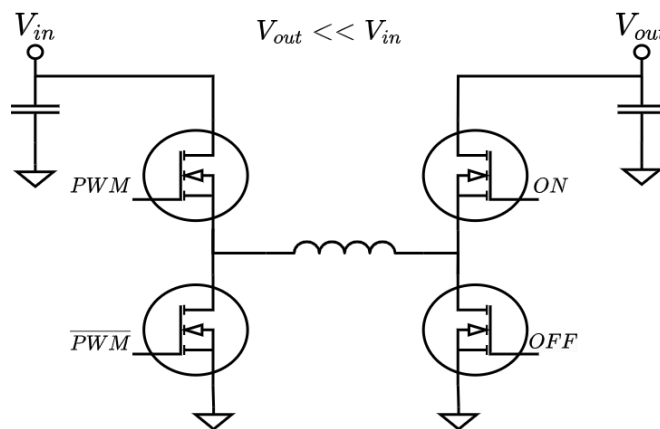


Rysunek 2.6 Połączenie dwóch kaskadowych stabilizatorów impulsowych w konstrukcję mostkową [3].

Sterowanie przekształtnikiem mostkowym odbywa się wówczas w trzech trybach [12]:

1. tryb *buck*,
2. tryb *boost*,
3. tryb *buck-boost*.

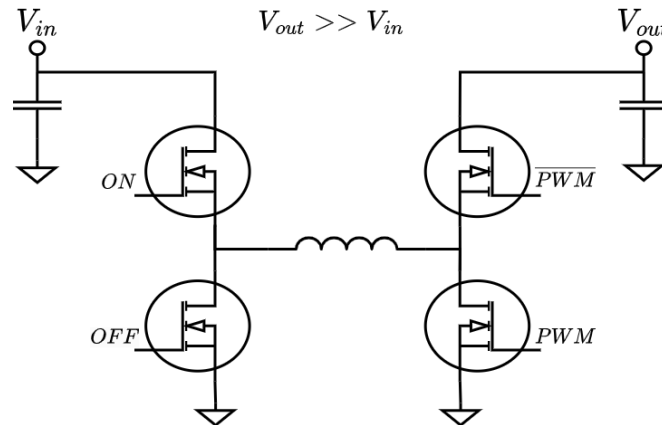
W trybie *buck* napięcie wyjściowe  $V_{out}$  jest mniejsze o napięcia wejściowego  $V_{in}$ . Praca w tym trybie opiera się o samodzielną pracę członu obniżającego. Wówczas sygnał sterujący o zmiennym wypełnieniu (PWM) podawany jest jedynie na klucze tego członu. Górny klucz członu podwyższającego zostaje zamknięty, umożliwiając przepływ prądu do obciążenia. Sterowanie w trybie *buck* zostało zaprezentowane na rysunku 2.7.



Rysunek 2.7 Sygnały sterujące sekcją wykonawczą przekształtnika mostkowego w trybie *buck*

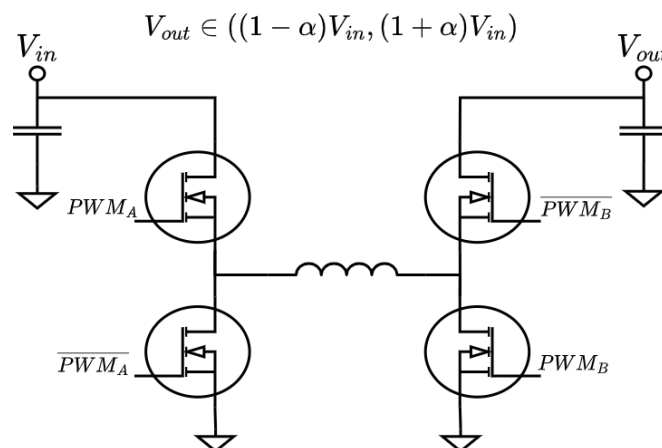


Tryb *boost* opiera się o pracę członu podwyższającego. Elementy aktywne tego członu zostają wysterowane sygnałem PWM. Klucze członu obniżającego umożliwiają przepływ prądu ze źródła zasilania całego układu. Sterowanie w trybie *boost* przedstawia rysunek 2.8.



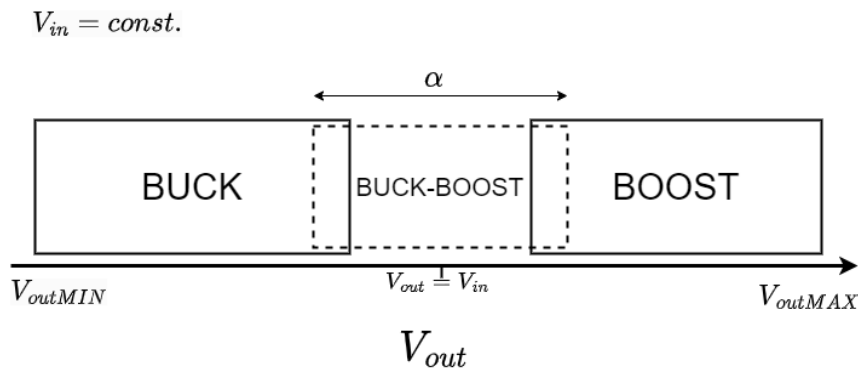
Rysunek 2.8 Sygnały sterujące sekcją wykonawczą przekształtnika mostkowego w trybie *boost*

Wprowadzenie trybu *buck-boost* przekształtnika mostkowego jest konieczne ze względu na przypadek, kiedy zadane napięcie wyjściowe nie jest możliwe do osiągnięcia przez żaden z poprzednio opisanych trybów. Opisywana sytuacja ma miejsce, kiedy napięcie wyjściowe  $V_{out}$  jest bliskie napięciu wejściowemu  $V_{in}$ . Osiągnięcie zadanego napięcia wyjściowego realizowane jest wówczas poprzez jednoczesną pracę obu członów. Oznacza to, że na klucze obu członów podawany jest sygnał PWM. Sterowanie sekcją wykonawczą przekształtnika w tym trybie przedstawiono na rysunku 2.9.



Rysunek 2.9 Sygnały sterujące sekcją wykonawczą przekształtnika mostkowego w trybie *buck-boost*

Szerokość zakresu napięć pracy dla trybu *buck-boost* wyznacza pewien współczynnik  $\alpha$ . Wartość tego współczynnika należy dobrać tak, aby szerokość zakresu pracy trybu *buck-boost* nakładał się na pozostałe tryby. Dzięki takiemu rozwiązaniu możliwe jest zapewnienie pełnego zakresu napięć wyjściowych. Zakres pracy poszczególnych trybów pracy przekształtnika obrazuje rysunek 2.10.



Rysunek 2.10 Zakres pracy poszczególnych trybów mostkowej przetwornicy buck-boost

Przedstawione w niniejszej sekcji zalety zastosowania mostkowej topologii przetwornicy buck-boost zaważyły o zastosowaniu tej konstrukcji w projekcie, którego dotyczy niniejsza praca.

## 2.4 Sterowanie przekształtnikiem

Pierwszą czynnością podjętą w ramach fazy projektowej konstrukcji opisywanej w pracy było obliczenie wartości parametrów zastosowanego elementu indukcyjnego. Wartości tych parametrów określać będą częstotliwość pracy przekształtnika. Pierwszym z wyznaczonych parametrów była indukcyjność minimalna. Pozwoliła ona przyjąć orientacyjną wartość częstotliwości pracy urządzenia. Minimalną indukcyjność tego elementu dla tego typu przetwornic opisuje (2.3) [3].

$$L_{MIN} = \frac{V_{IN(min)}^2 (V_{OUT(max)} - V_{IN(min)})}{I_{RIPPLE} F_{SW} V_{OUT(max)}^2}. \quad (2.3)$$

Drugim z parametrów jest prąd nasycenia elementu indukcyjnego. Ten parametr, wraz z wyznaczoną indukcyjnością pozwolą na określenie fizycznych wymiarów induktora, minimalizowanego w projekcie ze względu na zastosowanie konstrukcji. Minimalna wartość prądu nasycenia, jaki musi uzyskać dobrany induktor został wyznaczony za pomocą (2.4).

$$I_{L(SAT)} = 1.3 \cdot \left( \frac{V_{OUT(max)} I_{OUT(max)}}{0.9 V_{IN(min)}} + \frac{I_{RIPPLE}}{2} \right), \quad (2.4)$$

gdzie:

- $V_{IN(min)}$  – minimalne napięcie wejściowe,
- $V_{OUT(max)}$  – maksymalne napięcie wyjściowe,
- $I_{OUT(max)}$  – maksymalny prąd wyjściowy,
- $I_{RIPPLE}$  – prąd tętnień induktora, najczęściej  $I_{RIPPLE} = (0.2, 0.4) \cdot I_{OUT(max)}$
- $F_{SW}$  – częstotliwość pracy przetwornicy.

Wspomniane właściwości elementu indukcyjnego obliczono dzięki pewnym założeniom spodziewanych parametrów roboczych przekształtnika. Założone wartości przedstawia tabela 2.1.

Tabela 2.1 Tabela założonych parametrów roboczych przekształtnika.

| Parametr       | Wartość |
|----------------|---------|
| $V_{IN(MIN)}$  | 10.8V   |
| $V_{OUT(MAX)}$ | 24V     |
| $I_{OUT(MAX)}$ | 3A      |
| $I_{RIPPLE}$   | 1.2A    |
| $F_{SW}$       | 300kHz  |

Po wstawieniu przedstawionych w tabeli 2.1 do(2.3) oraz (2.4) otrzymano następujące wartości:

$$L_{MIN} = 8.49\mu\text{H},$$

$$I_{L(SAT)} = 16.73\text{A}.$$

Na podstawie powyższego dokonano wyboru elementu indukcyjnego. Tabela 2.2 przedstawia parametry dobranego induktora.

Tabela 2.2 Tabela parametrów wybranego elementu indukcyjnego.

| Parametr             | Wartość                               |
|----------------------|---------------------------------------|
| indukcyjność         | 10 $\mu$ H                            |
| tolerancja wykonania | $\pm 20\%$                            |
| rezystancja DC       | 10.6m $\Omega$                        |
| maksymalny prąd DC   | 21A                                   |
| prąd nasycenia       | 22A                                   |
| wymiary fizyczne     | 17.8mm $\times$ 16.9mm $\times$ 6.7mm |
| typ montażu          | SMD/SMT                               |

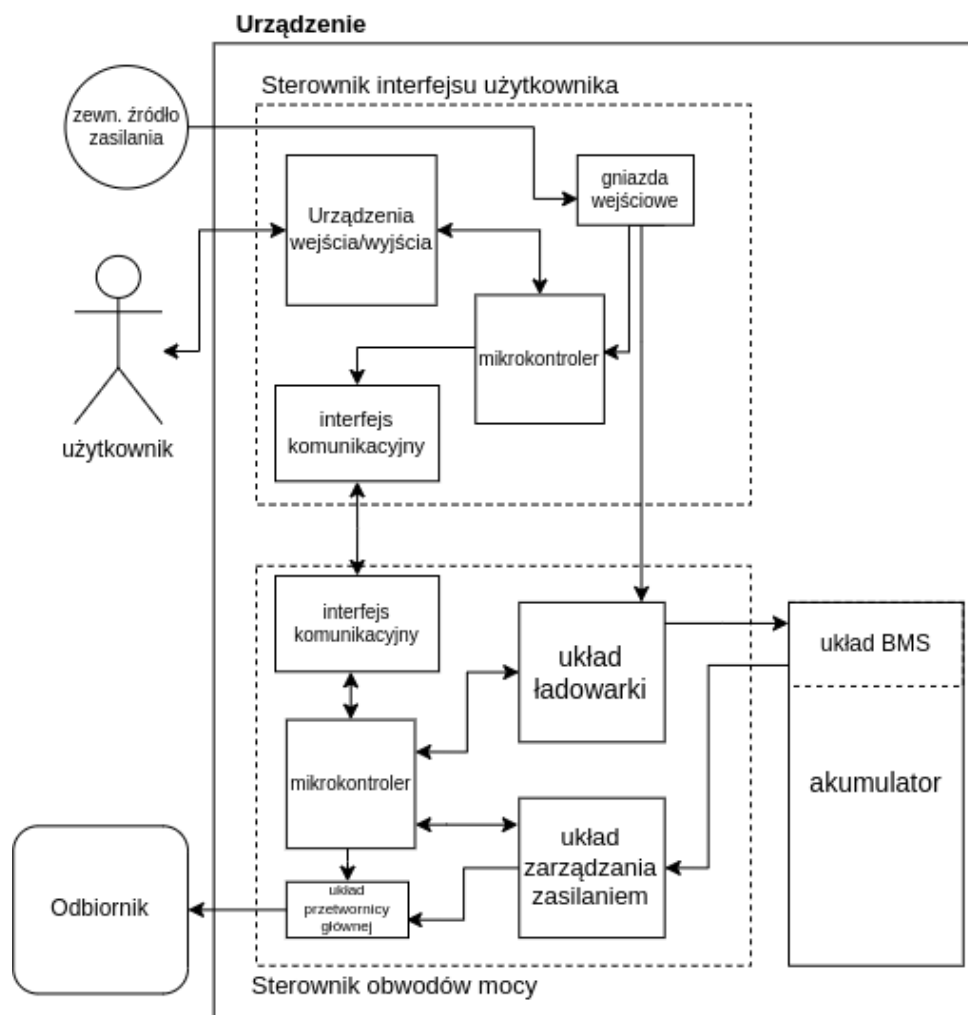
Ze względu na relatywnie wysoką częstotliwość pracy zastosowany sterownik musi być w stanie zapewnić odpowiednią szybkość regulacji. Oznacza to, że zastosowany układ sterujący musi posiadać możliwość generacji sygnału prostokątnego wysokiej częstotliwości o zmiennym wypełnieniu. Wymagane jest także, aby generowany sygnał PWM charakteryzował się rozdzielczością bitową zbliżoną do rozdzielczości pomiarowej. Wspomniane warunki łączą się także z koniecznością szybkiej akwizycji oraz przetwarzania danych. Wobec tak postawionych wymagań dotyczących sterowania przekształtnikiem zdecydowano oprzeć konstrukcję urządzenia o mikrokontroler *STM32G474RE*. Zdecydowano się na układ z rodziny G4, ze względu na ich wysoki poziom integracji analogowej [14]. Posiadają one bowiem, 12-bitowy, szybki (do 4MSps) przetwornik analogowo-cyfrowy z możliwością sprzętowego oversamplingu do 16 bitów. Mikrokontrolery te wyposażone są także w specjalny timer wysokiej rozdzielczości (z ang. *High Resolution Timer - HRTIM*). Licznik ten pozwala na generację sygnałów PWM o wysokiej rozdzielczości, przy częstotliwościach przebiegu rzędu kilkuset kiloherców. Możliwości tych peryferiów zaważyły zatem nad wyborem układu sterującego przekształtnikiem. Dokładny opis wykorzystanych rozwiązań prowadzących do zbudowania przetwornicy buck-boost w oparciu o wspomniany układ został zamieszczony w dalszej części pracy.



# Rozdział 3

## Założenia projektowe

W ramach aspektu inżynierskiego niniejszej pracy wykonano obwód przekształtnika o regulowanym napięciu wyjściowym, sterowany za pomocą mikrokontrolera. Obwód wykonawczy głównej przetwornicy zasilacza wykonano w oparciu o topologię opisaną w poprzednim rozdziale. Dla uzyskania pełnoprawnego urządzenia, równolegle do prac projektowych opisanych w niniejszej pracy prowadzono prace nad drugą częścią konstrukcji – sterownika interfejsu. Schemat blokowy całego urządzenia przedstawiono na rysunku 3.1.

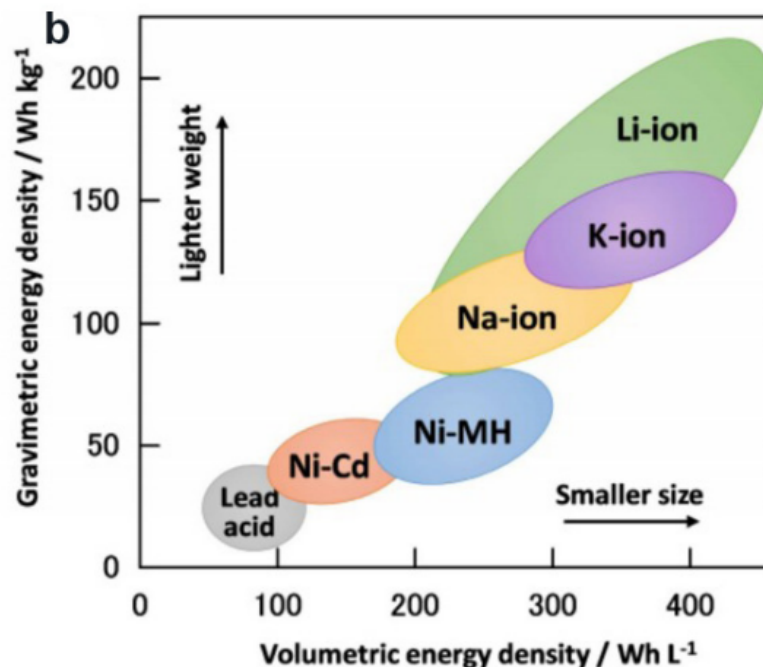


Rysunek 3.1 Poglądowy schemat blokowy urządzenia

Powołując się na postawione w poprzednich rozdziałach pracy wymagania oraz założenia dotyczące topologii układu wykonawczego zdecydowano się na określenie pewnych założeń projektowych. Spełnienie tych założeń przez finalne urządzenie świadczyć będzie o sukcesie w realizacji pracy projektowej. W niniejszym rozdziale zaprezentowano wspomniane założenia. Dotyczą one układu wykonawczego zasilacza nazwanego na rys.3.1 *sterownikiem obwodów mocy*.

### 3.1 Źródło zasilania

Wobec wymagań dotyczących mobilności urządzenia, jako pierwotne źródło zasilania opisywanego w pracy urządzenia zastosowano akumulator. Technologia wykonania użytego magazynu energii powinna zapewnić odpowiednie napięcie oraz wydajność prądową. Wartości te musiały zostać dobrane tak, by zapewniać możliwie najdłuższy czas pracy zasilacza, przy zachowaniu możliwie najmniejszych wymiarów oraz masy. Na rysunku 3.2 przedstawione zostały gęstości energetyczne – grawimetryczne oraz wolumetryczne najczęściej używanych typów ogniw.



Rysunek 3.2 Porównanie gęstości energetycznych wybranych typów akumulatorów [2]

Po przeanalizowaniu powyższego zestawienia zdecydowano o zastosowaniu źródła zasilania w oparciu o ogniwa litowo-jonowe. Ogniwa te oferują najlepszą spośród technologii dostępnych na rynku gęstość energetyczną. Zastosowanie ich w budowie akumulatora zasilającego urządzenie opisywane w niniejszej pracy umożliwi długi jego czas pracy. Użycie tej technologii pozwoli także zachować niewielką masę oraz wymiary urządzenia przy zmaksymalizowaniu wydajności akumulatora. Wykonano zatem baterię składającą się z 12 ogniw, uzyskując akumulator o oznaczeniu 4S2P. Oznacza to, że wykonano cztery połączenia szeregowe między ogniwami. Każde połączenie szeregowe natomiast posiada po dwa ogniwa połączone równolegle. Wykorzystano ogniwa *LG INR18650 MJ1*.

Zaciski wyjściowe baterii ogniw podłączono do systemu zarządzania baterią (z ang. *Battery Management System – BMS*). Parametry opisywanej baterii ogniw przedstawia tabela 3.1 [7].

Tabela 3.1 Parametry użytej baterii ogniw.

| parametr                     | wartość                |
|------------------------------|------------------------|
| minimalne napięcie wyjściowe | 10V                    |
| nominalne napięcie           | 14.4V                  |
| maksymalne napięcie          | 16.8V                  |
| maksymalny prąd ładowania    | 6.8A                   |
| maksymalny prąd rozładowania | 20A                    |
| pojemność                    | 6800mAh                |
| energia                      | 97.92Wh                |
| wymiary                      | 85.5mm × 70mm × 50.5mm |

## 3.2 Przekształtnik główny

Projektując układ wykonawczy zasilacza regulowanego należało wyznaczyć pewien zbiór parametrów, który oferowany będzie przez gotowe urządzenie.

Tabela 3.2 Tabela określonych parametrów pracy przekształtnika głównego.

| Parametr                                   | Wartość     |
|--|-------------|
| zakres napięć wejściowych                  | 9V – 18V    |
| zakres napięć wyjściowych                  | 0V – 24V    |
| zakres prądów wyjściowych                  | 0A – 3A     |
| rozdzielczość nastawy napięcia wyjściowego | 100mV       |
| rozdzielczość nastawy prądu wyjściowego    | 10mA        |
| maksymalna moc wyjściowa                   | 72W         |
| częstotliwość pracy                        | 300kHz      |
| sprawność przekształcania przy $P_{max}$   | $\geq 80\%$ |

W tabeli 3.2 przedstawiono założenia projektowe dotyczące parametrów pracy przekształtnika głównego. Ustalono, że tak dobrane wartości parametrów pozwolą na zoptymalizowanie kosztów wykonania urządzenia względem jego wydajności. Pozwoli to jednocześnie zachować uniwersalność jego zastosowania. Parametry robocze przetwornicy wybrano w oparciu o obliczenia wykonane w poprzednim rozdziale. Wybrany zakres napięć wejściowych umożliwi pracę przekształtnika w całym zakresie napięć wyjściowych akumulatora.

Założono ponadto, że urządzenie oferować będzie trzy tryby pracy przetwornicy głównej:

- tryb CV (z ang. *Constant Voltage*) – tryb stałego napięcia wyjściowego,
- tryb CC (z ang. *Constant Current*) – tryb stałego prądu wyjściowego,
- tryb BP (z ang. *ByPass*) – tryb bezpośredniego dostępu do napięcia akumulatora.

### 3.3 Zabezpieczenia

Projektowaną konstrukcję zdecydowano się także wyposażyć w szereg zabezpieczeń pozwalających na bezpieczną pracę z urządzeniem. Do implementowanych zabezpieczeń zaliczają się:

- zabezpieczenie przeciwprzepięciowe (z ang. *OverVoltage Protection – OVP*) – zabezpieczenie zapobiegające uszkodzeniu urządzenia w przypadku nadmiernemu wzrostowi napięcia wejściowego oraz wyjściowego.
- zabezpieczenie przeciwprzetężeniowe (z ang. *Overcurrent Protection – OCP*) – zabezpieczenie zapobiegające uszkodzeniu urządzenia w przypadku przekroczenia maksymalnego prądu pobieranego z wyjść przez nie oferowanych,
- zabezpieczenie przed przegrzaniem (z ang. *OverTemperature Protection – OTP*) – zabezpieczenie zapobiegające uszkodzeniu urządzenia w przypadku przekroczenia maksymalnej dopuszczalnej temperatury elementów wewnętrznych konstrukcji.

Wyzwolenie przynajmniej jednego z opisanych zabezpieczeń podczas pracy zasilacza spowoduje automatyczne zatrzymanie aktywności przekształtnika głównego. Tym samym wyłączy wszystkie jego funkcje dodatkowe oraz wprowadzi urządzenie w tryb awaryjny. Mechanizm wyłączenia sekcji wykonawczej każdego z modułów zasilacza realizują wyłączniki bezpieczeństwa.

### 3.4 Układy pomocnicze

Podczas projektowania urządzenia założono, że oprócz spełniania podstawowej funkcjonalności, urządzenie realizować będzie dodatkowe zadania. Jedną z tych funkcji jest możliwość podłączenia do niego odbiornika za pomocą złącza USB. Konstrukcja, będąc wyposażoną w odpowiednie układy, umożliwi szybkie naładowanie podłączonego urządzenia. Ładowanie to odbywa się zgodnie ze standardem USB QuickCharge 3.0. Parametry ładowania, takie jak wynegocjowane z odbiornikiem napięcie, czy pobierany przez niego prąd są stale monitorowane dzięki zastosowaniu układów pomiarowych.

Do struktur pomocniczych należy zaliczyć także obwody odpowiedzialne za pomiar temperatury wnętrza urządzenia oraz układy sterowania wentylatorami. Pozwoli to obniżyć temperaturę wnętrza urządzenia w przypadku dużych obciążeń.

### 3.5 Komunikacja

Zaplanowano, że *sterownik obwodów mocy* komunikować będzie się z pozostałymi modułami urządzenia, za pomocą asynchronicznej magistrali szeregowej UART (z ang. *Universal Asynchronous Receiver-Transmitter*). Założono, że komunikacja odbywać się będzie dwukierunkowo. Zapewni to możliwość monitorowania stanu urządzenia, zadawanie żądanych przez użytkownika wartości wyjściowych czy manipulacji aktywnością dodatkowych funkcji. Zaplanowano także implementację obsługi odczytu oraz wysyłania wiadomości w sposób nieblokujący. Dzięki temu zachowana zostanie wysoka prędkość przetwarzania danych na potrzeby sterowania przekształtnikiem głównym. Założono ponadto, że komunikacja z urządzeniem podczas tworzenia programowania i eliminacji ewentualnych błędów realizowana będzie za pomocą szeregu diagnostycznych diod elektroluminescencyjnych oraz dodatkowej magistrali *UART*.



## 3.6 Wbudowana ładowarka akumulatora

W planach projektowych pojawiła się także wbudowana w sterownik obwodów mocy ładowarka akumulatora zasilającego całą konstrukcję. Wobec tego konieczne było wyznaczenie typu oraz parametrów zasilacza, który spełniać będzie rolę pierwotnego źródła energii dla układu ładowarki. Przeanalizowano zatem powszechnie stosowane źródła energii. Wyniki tej analizy zamieszczono w tabeli 3.3. Przedstawia ona listę najczęściej spotykanych źródeł zasilania w typowym gospodarstwie domowym.

Tabela 3.3 Popularne zewnętrzne źródła zasilania.

| źródło zasilania                       | napięcie lub zakres napięć | prąd maksymalny |
|--|----------------------------|-----------------|
| zewnętrzny zasilacz stabilizowany      | 5V – 24V                   | 5A              |
| ładowarka zgodna z USB BC <sup>1</sup> | 5V                         | 5A              |
| ładowarka zgodna z USB QC3.0           | 5V – 12V                   | 3A              |
| ładowarka zgodna z USB PD <sup>2</sup> | 5V – 20V                   | 5A              |
| ładowarka do laptopa                   | 15V – 20V                  | 7A              |
| akumulator żelowy                      | 9V – 14.4V                 | 10A             |

Po przeanalizowaniu oraz uogólnieniu parametrów powyższych urządzeń zdecydowano o parametrach realizowanej ładowarki. Podzielono wówczas sposób dostarczania energii do konstrukcji na dwa osobne tory:

- gniazdo USB typu C – pozwalające na dostarczenie napięcia z zakresu 5V - 20V ze źródeł energii zgodnych z USB PD, USB QC oraz USB BC,
- gniazdo DC 5.5mm – pozwalające na dostarczenie napięcia z zakresu 5V - 24V z pozostałych źródeł energii.

Zapewni to możliwość naładowanie wbudowanego w urządzenie akumulatora za pomocą dowolnego, powszechnie dostępnego źródła zasilania, czyniąc konstrukcję wysoce uniwersalną.

W celu osiągnięcia zgodnego z akumulatorem napięcia ładowania układ ładowarki zaimplementowano w oparciu o synchroniczną przetwornicę *BUCK-BOOST* zrealizowanej za pomocą specjalizowanego układu scalonego. Sekcja ładowarki opatrzona jest oddzielnym zabezpieczeniem nadprądowym, wyłącznikiem bezpieczeństwa oraz układami pomiarowymi, mierzącymi napięcie podawane do akumulatora oraz prąd ładowania.

<sup>1</sup>USB BC – (z ang. *Battery Charging*) – standard ładowania akumulatorów przez port USB opracowany przez USB Implementers Forum w 2012 roku. Pierwszy standard umożliwiający ładowanie akumulatorów urządzeń przenośnych z mocą przekraczającą 10W [18].

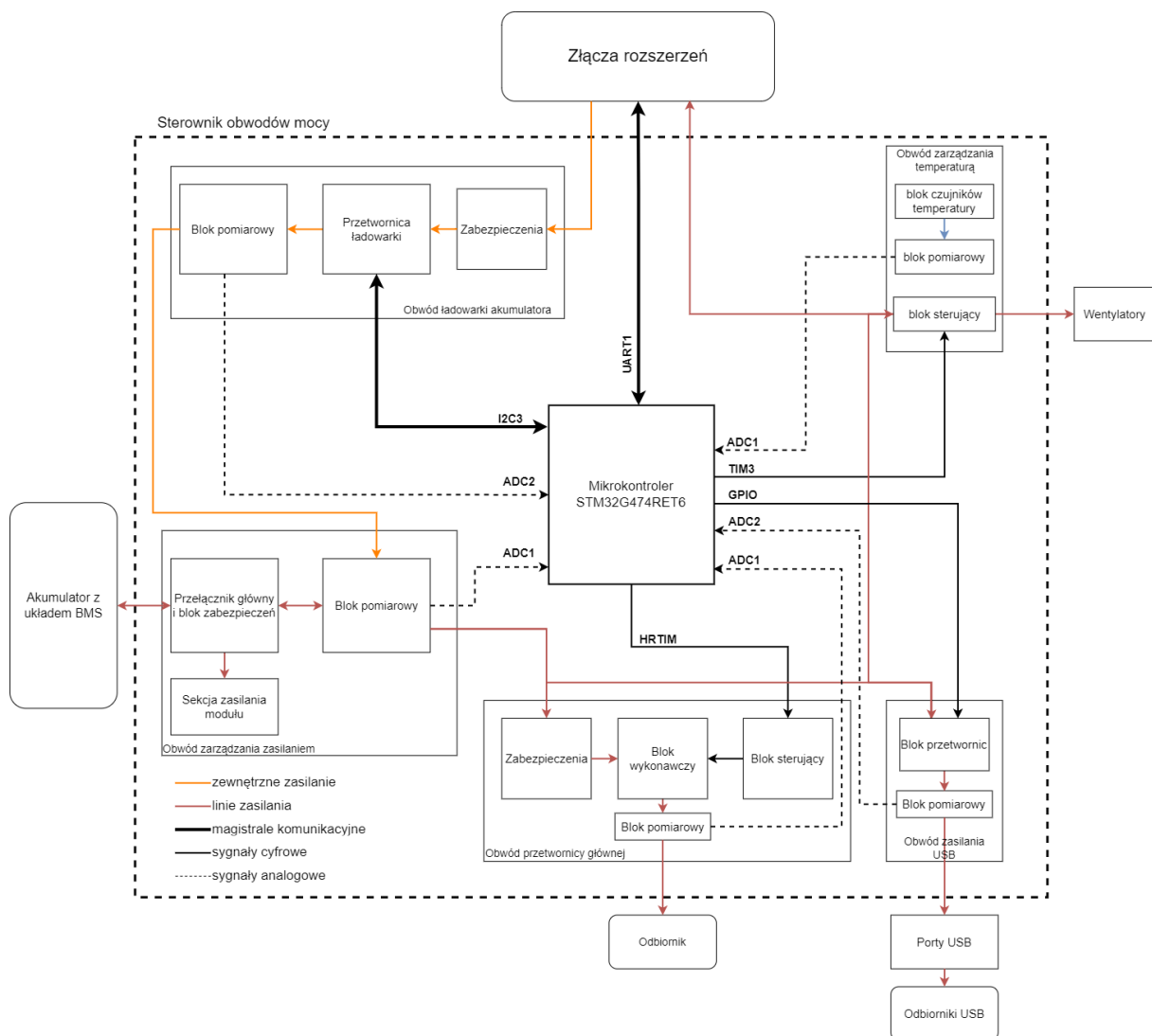
<sup>2</sup>USB PD – (z ang. *Power Delivery*) – standard określający zasilanie urządzeń elektronicznych poprzez port USB typu C. Pozwala na dostarczenie do odbiornika mocy znacznie większych niż standardowy port USB (do 100W w trybie SPR lub 240W w trybie EPR) [19].



# Rozdział 4

## Projekt urządzenia

W odniesieniu do założeń projektowych zrealizowano rozplanowanie konstrukcji. Pierwszą czynnością podjętą w tym kierunku było podzielenie projektu na funkcjonalne bloki.



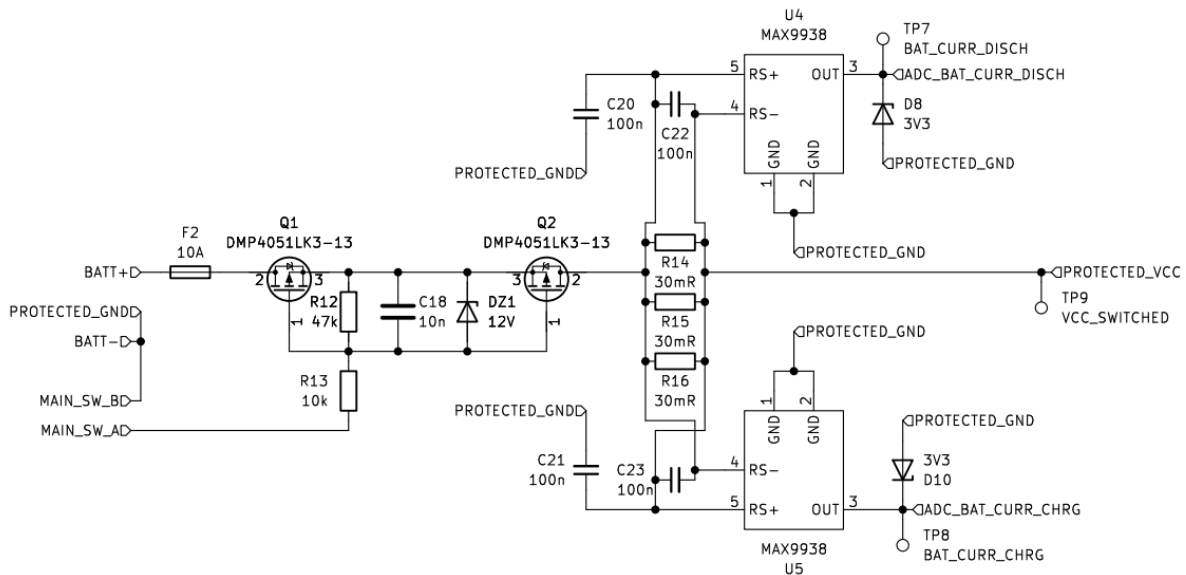
Rysunek 4.1 Schemat architektury sterownika obwodów mocy

Utworzono schemat architektury urządzenia zawierającego informacje na temat połączeń między tymi blokami. Zaznaczono także przepływ informacji wewnątrz urządzenia.

Następnie sporządzono opis realizowanych przez te bloki funkcje, wykorzystane magistrale oraz układy peryferyjne. Pełną architekturę projektu opisywanego w ramach pracy przedstawia rys. 4.1. Poszczególne bloki zostały opisane w dalszej części pracy.

## 4.1 Sekcja zasilania

Blok sekcji zasilania zawiera układy umożliwiające zasilenie urządzenia z pierwotnego źródła energii. Pierwszym układem, połączonym z pozostałymi obwodami sekcji zasilania jest blok urządzeń wejściowych, elementy którego pokazano na rys 4.2.



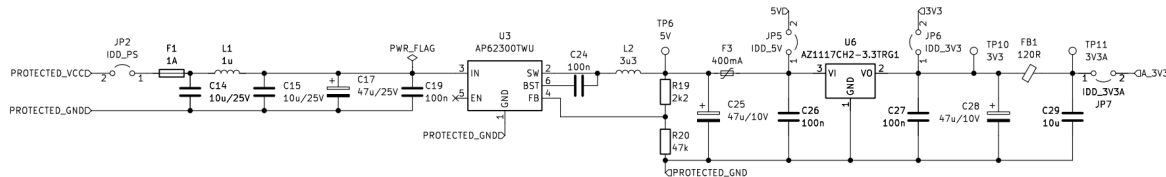
Rysunek 4.2 Schemat ideowy obwodu wejściowego

Główną rolą, którą pełni obwód wejściowy jest implementacja funkcjonalności wyłącznika głównego. Zrealizowany on został za pomocą dwóch tranzystorów polowych. Włącznik aktywowany jest zworą między zaciskami *MAIN\_SW\_A* oraz *MAIN\_SW\_B*, widocznymi na rys. 4.2. Ponadto, układ realizuje zabezpieczenie przed odwrotną polaryzacją. Funkcję zabezpieczenia nadprądowego konstrukcji realizuje bezpiecznik F2.

Pomiar całkowitego poboru prądu przez urządzenie umożliwia układ pomiarowy złożony z rezystorów pomiarowych *R14*, *R15* i *R16*. Dwukierunkowy pomiar prądu umożliwia para wzmacniaczy boczniowych, oznaczonych na rys. 4.2 symbolami *U4* oraz *U5* [8]. Realizacja pomiaru przepływu prądu w obu kierunkach pozwoli na śledzenie prądu ładowania akumulatora oraz prądu pobieranego przez urządzenie.

Blok układów wejściowych przekazuje napięcie z akumulatora do obwodu generacji linii zasilających, pokazany na rysunku 4.3. Obwód ten wytwarza napięcia konieczne do funkcjonowania wszystkich modułów urządzenia.

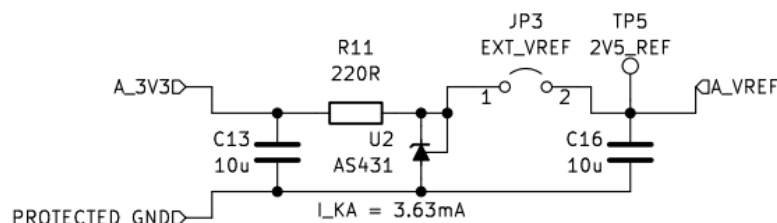
Napięcie z akumulatora przekazywane jest do układu przetwornicy opartej o układ scalony *AP62300TWU*, zaznaczony na rysunku 4.3 jako *U3*. Przekształtnik ten obniża potencjał akumulatora do 5V. Jest to wartość pośrednia, którą następnie poddano przetworzeniu do napięcia 3.3V za pomocą stabilizatora liniowego. Układ stabilizatora *U6* pokazano na rysunku 4.3. Linia ta używana jest do zasilania cyfrowych układów konstrukcji. Ponadto, napięcie to, po przejściu przez układ filtrujący, służy do zasilania części analogowej urządzenia – *3V3A*.



Rysunek 4.3 Schemat ideowy obwodu generacji linii zasilających

Wśród obwodów sekcji zasilania zawarto także układ generujący zewnętrzne napięcie odniesienia dla przetwornika analogowo-cyfrowego. Zastosowanie zewnętrznego napięcia referencyjnego pozwoliło na osiągnięcie wysokiej precyzji pomiarów oraz oddzielenie poziomu odniesienia od szybkozmiennych sygnałów cyfrowych.

Napięcie odniesienia wytwarzane jest z opisanego powyżej potencjału 3V3A przez układ regulowanego źródła odniesienia AS431. Opisany obwód został przedstawiony na rysunku 4.4.



Rysunek 4.4 Schemat ideowy obwodu generacji napięcia odniesienia

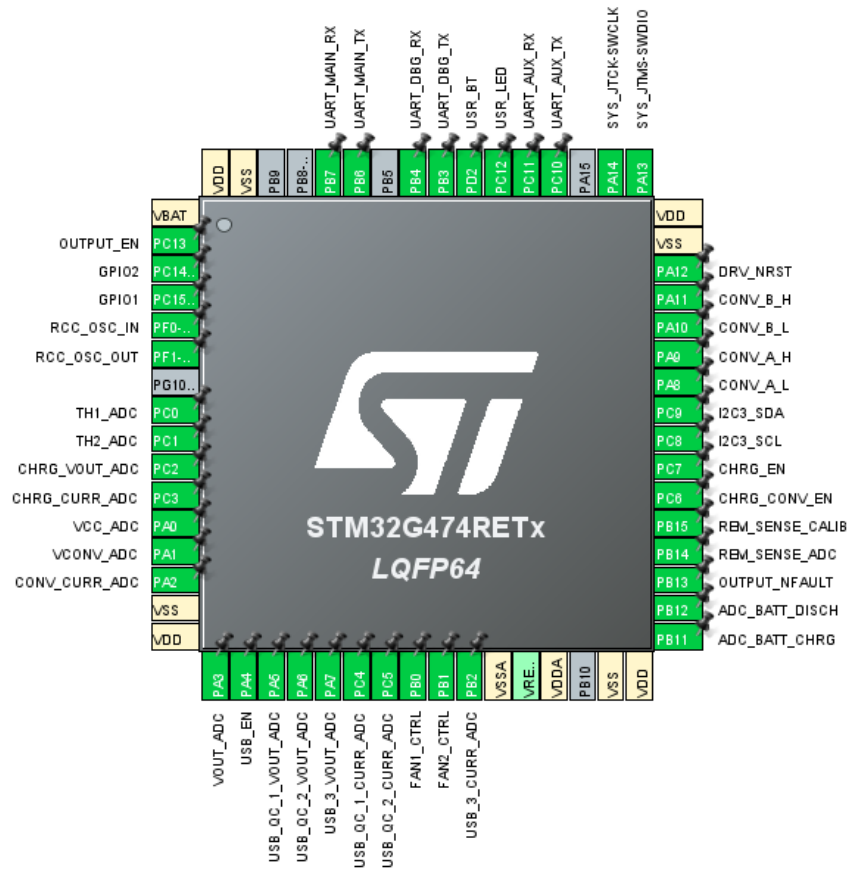
Konfigurację układu AS431 przeprowadzono w taki sposób, by otrzymane napięcie odniesienia wynosiło 2.5V. Dokładność tego napięcia wynosi 0.5% [4]. Wartość potencjału odniesienia jest dodatkowo zaopatrzona w kondensator filtrujący oznaczony na rysunku 4.4 symbolem C16.

## 4.2 Mikrokontroler i układy peryferyjne

Ze względu na wysoki poziom integracji analogowej, zastosowany mikrokontroler to *STM32G474RE*. Układ ten zarządza pracą całego urządzenia, a do wykonywanych przez wspomniany układ zadań należą:

- generowanie sygnałów sterujących obwodem wykonawczym przekształtnika głównego,
- regulacja napięcia wyjściowego,
- pomiar parametrów roboczych urządzenia,
- sterowanie zespołem przetwornic zasilających gniazda USB,
- zarządzanie procesem ładowania wbudowanego akumulatora,
- komunikacja z użytkownikiem lub urządzeniem nadrzędnym.

Mikrokontroler zasilany jest ze wspomnianego wcześniej napięcia  $3.3V$ . Jako źródło taktowania zdecydowano się wykorzystać zewnętrzny rezonator o częstotliwości pracy 16MHz. Pętlę PLL układu skonfigurowano tak, by główny zegar taktujący pracował z częstotliwością 170MHz, umożliwiając realizację postawionych układowi zadań z wysoką szybkością. Konfigurację wyprowadzeń mikrokontrolera przedstawia rysunek 4.5.



Rysunek 4.5 Konfiguracja wyprowadzeń mikrokontrolera w programie STM32CubeMX

### 4.2.1 Układ liczący wysokiej częstotliwości

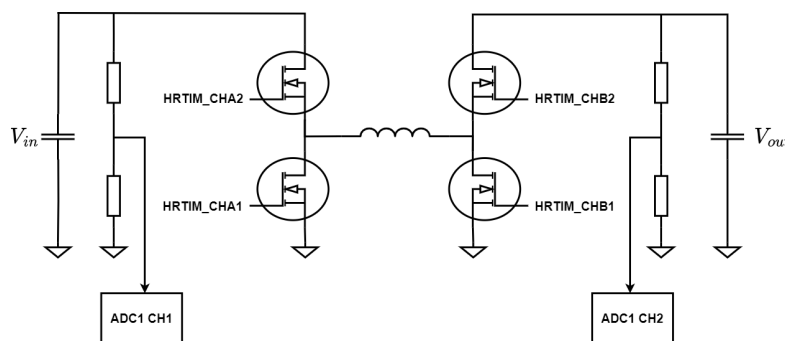
Generacja sygnałów sterujących możliwa jest poprzez zastosowanie peryferium licznika wysokiej rozdzielczości HRTIM. Posiada on osobną pętlę PLL, pozwalającą na pomnożenie częstotliwości taktującej do 32 razy względem zegara głównego [14]. Wynikową częstotliwość pracy licznika można obliczyć stosując (4.1).

$$f_{HRCK} = \frac{SYSCLK}{AHB_{PRESC}} \cdot \frac{HRTIM_{MULT}}{APB2_{PRESC}} = 170\text{MHz} \cdot 32 = 5.44\text{GHz}, \quad (4.1)$$

gdzie:

- $SYSCLK$  – częstotliwość pracy zegara głównego, tu:  $SYSCLK = 170\text{MHz}$ ,
- $AHB_{PRESC}$  – dzielnik taktowania magistrali AHB, tu:  $AHB_{PRESC} = 1$ ,
- $APB2_{PRESC}$  – dzielnik taktowania magistrali APB2, tu:  $APB2_{PRESC} = 1$ ,
- $HRTIM_{MULT}$  – mnożnik pętli PLL dla licznika  $HRTIM$ , tu:  $HRTIM_{MULT} = 32$ .

Opisywane peryferium umożliwia konfigurację maksymalnie sześciu kanałów przeznaczonych do generowania przebiegów. Dla każdego z nich przewidziano możliwość niezależnego lub synchronicznego sterowania maksymalnie dwoma wyprowadzeniami mikrokontrolera. W ramach projektu wykorzystano dwa kanały licznika do sterowania członami przetwornicy głównej. Każde z wyprowadzeń kanału odpowiedzialne jest za podawanie sygnału na klucz danego członu, zgodnie ze schematem przedstawionym na rysunku 4.6.



Rysunek 4.6 Uproszczony schemat podłączenia peryferiów mikrokontrolera z obwodem wykonawczym przekształtnika głównego

Częstotliwość generowanego przebiegu PWM obu kanałów timera określa wartość parametru  $Period$  wpisana podczas konfiguracji peryferium. Reprezentuje ona maksymalną liczbę taktów licznika w każdym cyklu pracy. Częstotliwość tę obliczono na podstawie zależności (4.2).

$$f_{PWM} = \frac{f_{HRCK}}{Period + 1}, \quad (4.2)$$

gdzie:

- $f_{HRCK}$  – częstotliwość taktowania kanału timera,
- $Period$  – wartość, do której zlicza dany kanał timera.

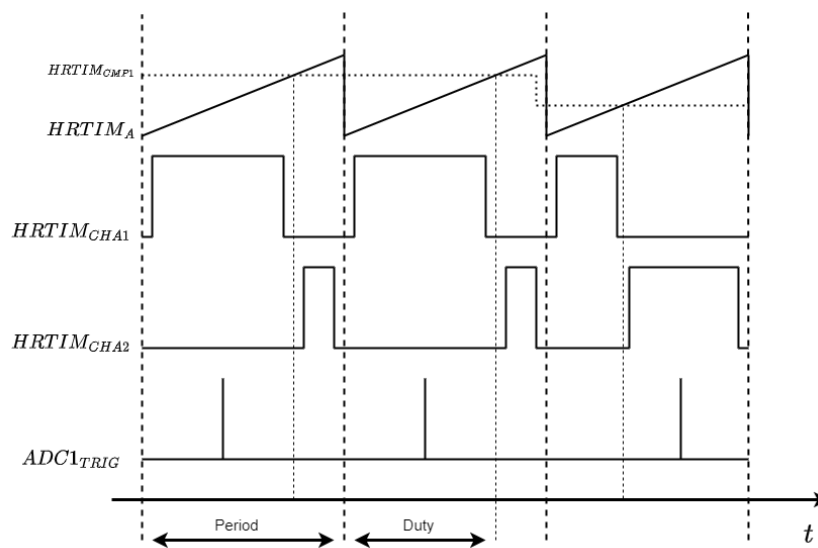
Po przekształceniu (4.2), w celu otrzymania wartości *Period* otrzymano

$$Period = \frac{f_{HRCK} - f_{PWM}}{f_{HRCK}}. \quad (4.3)$$

Do (4.3) podstawiono wartości  $f_{HRCK} = 5.44\text{GHz}$  oraz  $f_{PWM} = 300\text{kHz}$ , otrzymując:

$$Period = \frac{5.4397\text{GHz}}{300\text{kHz}} = 18132.33 \approx 18132. \quad (4.4)$$

Parametr obliczony za pomocą (4.4) wpisano podczas konfiguracji obu kanałów licznika. O wartości aktualnego współczynnika wypełnienia sygnału PWM generowanego przez kanały timera decyduje parametr  $CMP_1$ , oddzielny dla każdego z kanałów. Parametr ten, mając na względzie obliczony wcześniej parametr *Period* może zawierać się w przedziale od 0 do 18131, co określa rozdzielczość generatora. Wartość parametru  $CMP_1$  aktualizowana jest podczas każdego przejścia przez pętlę regulacji. Mechanizm funkcjonowania jednego z kanałów przedstawiają przebiegi czasowe na rysunku 4.7.



Rysunek 4.7 Przykładowe przebiegi czasowe kanału A peryferium *HRTIM*



### 4.2.2 Przetwornik analogowo-cyfrowy

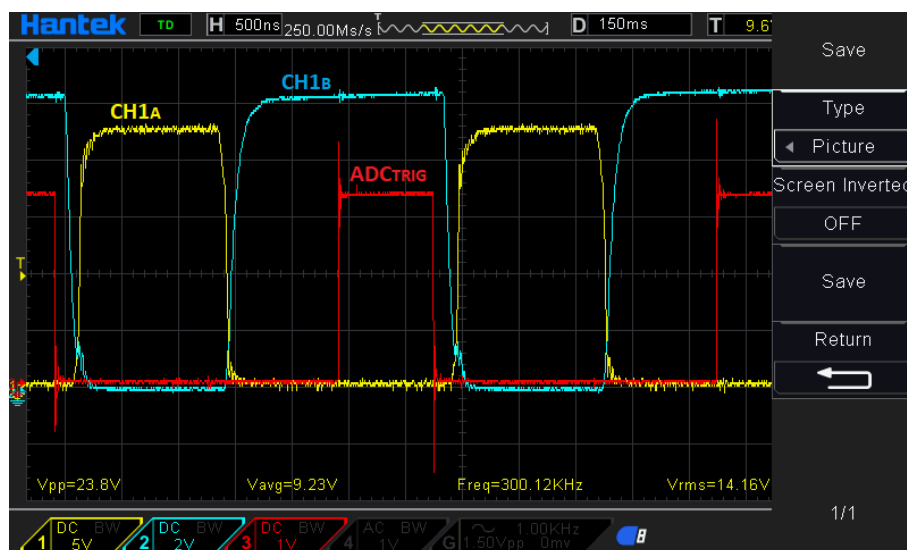
Zastosowany mikrokontroler posiada pięć niezależnych przetworników analogowo-cyfrowych, których rozdzielczość pomiarowa wynosi 12 bitów. Peryferia te charakteryzują się wysoką prędkością pracy (minimalny czas przetwarzania wynosi 250ns) oraz możliwością sprzętowego rozszerzenia rozdzielczości do 16 bitów poprzez nadpróbkowanie (z ang. *oversampling*) [14]. Właściwości te wykorzystano podczas realizacji projektu, korzystając z dwóch peryferiów ADC.

Zadaniem pierwszego przetwornika jest pomiar wartości analogowych związanych z przekształtnikiem głównym. Można do nich zaliczyć:

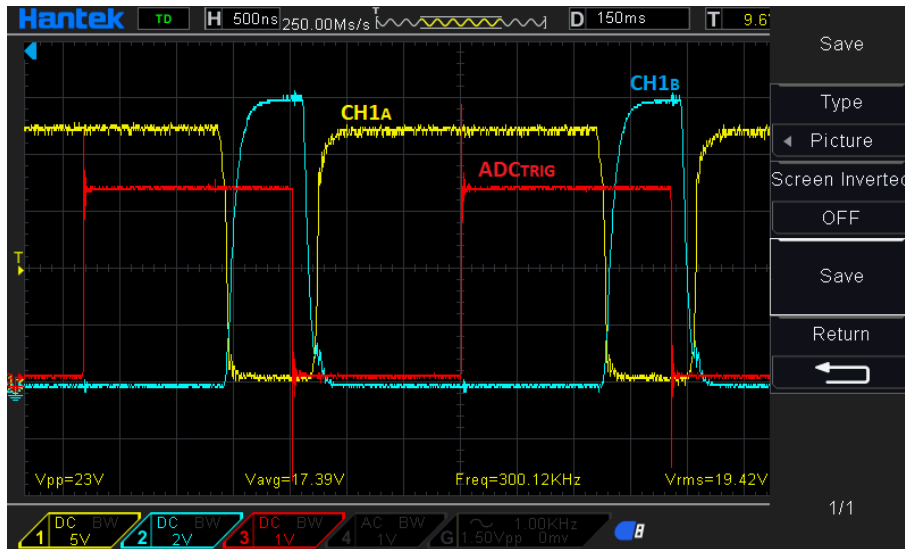
- wartość napięcia wyjściowego, generowanego przez przetwornicę główną,
- wartość prądu wyjściowego przetwornicy głównej.

Praca tego przetwornika zsynchronizowana jest z pracą wcześniej opisanego peryferium timera *HRTIM*. Synchronizacja jest konieczna, aby uniknąć wywołania pomiaru w momencie przełączania tranzystorów w członach przetwornicy [12], co ze względu na powstające wówczas szybkozmienne zakłócenia, może spowodować błędny odczyt. W tym celu zastosowano mechanizm wstrzykiwania konwersji, który umożliwia dokonanie pomiaru w ściśle określonym czasie pracy licznika.

Za pomocą peryferium *HRTIM* generowane jest wówczas zdarzenie wyzwalające przetwornik analogowo-cyfrowy. Moment wystąpienia tego zdarzenia skonfigurowany został w taki sposób, aby pomiar w czasie najbardziej odległym od przełączeń kluczy przekształtnika. Wybrano zatem moment wystąpienia opisywanego zdarzenia na dłuższy czas zamknięcia jednego z kluczy danego członu przetwornicy. Sygnały wyzwalające wspomniany przetwornik przedstawiono na rysunku 4.7. Dokładne czasy wyzwoleń dobrano eksperymentalnie, dokonując pomiarów oscyloskopem. Czasy wyzwoleń przetwornika analogowo-cyfrowego podczas pracy przekształtnika ilustruje oscylogram na rysunku 4.8 oraz 4.9. Przebiegiem koloru czerwonego na wspomnianych rysunkach zaznaczono momenty wyzwolenia konwersji przetwornika *ADC*. Wyzwolenie następuje na zboczu narastającym tego przebiegu.



Rysunek 4.8 Oscylogram przebiegów czasowych kanałów timera *HRTIM* dla małego współczynnika wypełnienia



Rysunek 4.9 Oscylogram przebiegów czasowych kanałów timera *HRTIM* dla dużego współczynnika wypełnienia

Drugi z wykorzystanych przetworników analogowo-cyfrowych odpowiada za pomiar pozostałych wielkości analogowych w urządzeniu. Do tych parametrów należą:

- napięcie akumulatora,
- prąd rozładowania akumulatora,
- prąd ładowania akumulatora,
- napięcie wyjściowe wbudowanej ładowarki,
- napięcia oraz prądy wyjściowe przetwornic zasilających gniazda USB,
- temperatura wnętrza urządzenia.

Przetwornik ten pracuje asynchronicznie, a uruchamiany jest w momencie rozpoczęcia pracy urządzenia. Do realizacji pomiarów przetwornik ten wykorzystuje mechanizm (z ang. *DMA – Direct Memory Access*), co pozwala na akwizycję powyższych wartości w sposób nieblokujący, bez udziału procesora.

### 4.2.3 Pętla sterująca przetwornicą główną

Algorytm sterujący przekształtnikiem głównym urządzenia oparty jest o maszynę stanów. W czasie pracy urządzenia przekształtnik może znajdować się w jednym z siedmiu stanów.

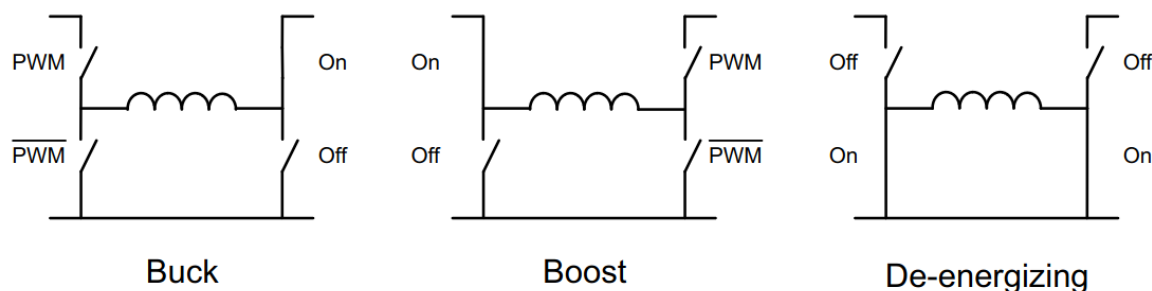
1. **OFF**,
2. **FAULT**,
3. **IDLE**,
4. **BUCK**,
5. **BUCK\_BOOST**,
6. **BOOST**,
7. **DEENERGIZE**.

Stan **OFF** reprezentuje wyłączenie przetwornicy po uruchomieniu urządzenia. Sterowniki bram tranzystorów są wyłączone, nie pracuje również licznik *HRTIM*, a wyjścia generujące sygnał *PWM* są dezaktywowane.

W stanie **FAULT** urządzenie może znaleźć się, kiedy wystąpi awaria urządzenia. Stan awaryjny generuje zadziałanie opisanych w poprzednim rozdziale zabezpieczenia oraz zgłoszenie stanu awarii przez sterowniki bram tranzystorów. W tym stanie część wykonawcza przetwornicy zasilacza jest dezaktywowana.

W stanie **IDLE** urządzenie znajduje się w momencie oczekiwania na zmianę nastawy przekształtnika. Zasilacz wchodzi w ten stan po przekroczeniu limitu czasu nieaktywności (prąd wyjściowy bliski 0). Nie pracują wówczas sterowniki bram tranzystorów, a wyjścia generatora sygnału *PWM* są dezaktywowane. Licznik *HRTIM* pracuje, umożliwiając akwizycję parametrów roboczych.

Stany **BUCK**, **BUCK\_BOOST** oraz **BOOST** odpowiadają aktywności członów przekształtnika głównego opisanego w poprzednich rozdziałach pracy.



Rysunek 4.10 Aktywność kluczy przekształtnika w zależności od trybu pracy urządzenia [13]

Stan **DEENERGIZE** jest trybem przejściowym, służącym do wytracenia energii w elemencie indukcyjnym. Jest on aktywowany gdy poprzednio zadane napięcie wyjściowe było większe od napięcia akumulatora, przy zmianie nastawy na wartość od niego mniejszą.

Konieczność zastosowania ostatniego trybu jest obligatoryjna, ze względu na ryzyko nadmiernego zwiększenia napięcia wejściowego w przypadku zmiany trybu **BOOST** na tryb **BUCK**. Wówczas następuje otwarcie klucza górnego członu przekształtnika odpowiedzialnego za obniżenie napięcia wejściowego z jednoczesnym nagromadzeniem energii w elemencie indukcyjnym.

Owe zjawisko może spowodować nagły wzrost napięcia wejściowego do wartości przekraczających wytrzymałość obwodów wejściowych. Zastosowanie trybu **DEENERGIZE** w momencie przełączenia eliminuje opisane ryzyko, wytracając zgromadzoną energię. Stan kluczy przekształtnika w tym trybie widoczny jest na rysunku 4.10

Dobór stanu aktywnego przetwornicy (spośród **BUCK**, **BUCK-BOOST** oraz **BOOST**) odbywa się na podstawie stosunku zadanego napięcia wyjściowego oraz wejściowego. Mechanizm ten został przedstawiony w drugim rozdziale pracy, na rysunku 2.10.

Wystąpić może jednak sytuacja, w której znajdzie konieczność dynamicznego przełączenia stanu pracy przetwornicy, pomimo wcześniejszego jego przydzielenia w zależności od wspomnianego stosunku napięć. Wobec tego zaimplementowano mechanizm, który zmienia stan pracy przekształtnika między trzema wymienionymi trybami w zależności od aktualnego obciążenia zasilacza. Przełączenie to następuje w momencie niemożności osiągnięcia zerowego uchybu w oparciu dotychczasowo przydzielony tryb pracy.

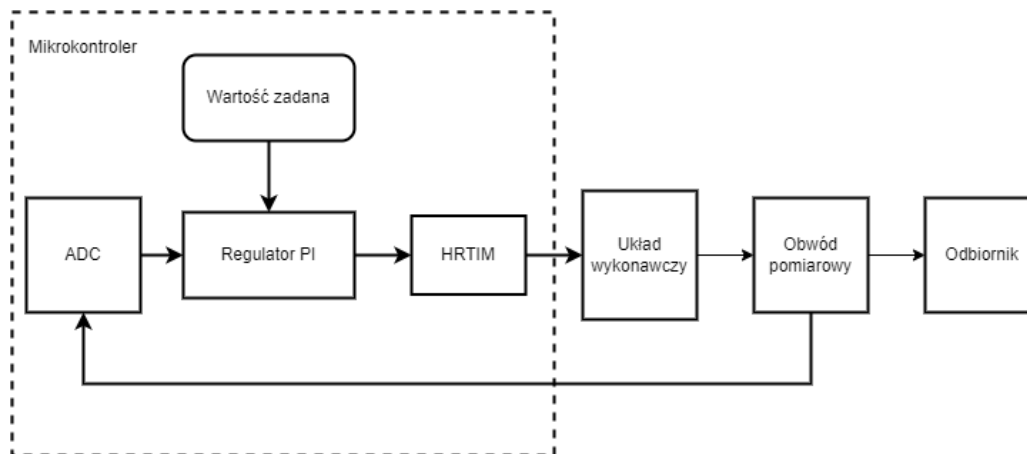
Regulacja współczynnika wypełnienia sygnału PWM sterującego obwodem wykonawczym przekształtnika realizowane jest poprzez programową implementację regulatora PI. Wartość sterująca tego regulatora opisuje wzór przedstawiony za pomocą (4.5).

$$p_V(t) = K_P \cdot e(t) + K_I \cdot \int_0^t e(t) d\tau, \quad (4.5)$$

gdzie:

- $K_P$  – stała, wzmacnienie członu proporcjonalnego,
- $e(t)$  – aktualny uchyb, funkcja różnicy wartości zmierzonej i zadanej napięcia wyjściowego,
- $K_I$  – stała, wzmacnienie członu całkującego,
- $t$  – czas,
- $\tau$  – czas między kolejnymi pomiarami.

Pomiar wartości napięcia wyjściowego realizowany jest za pomocą przetwornika *ADC* opisanego w poprzedniej sekcji. Pętlę regulacji przedstawia schemat na rysunku 4.11

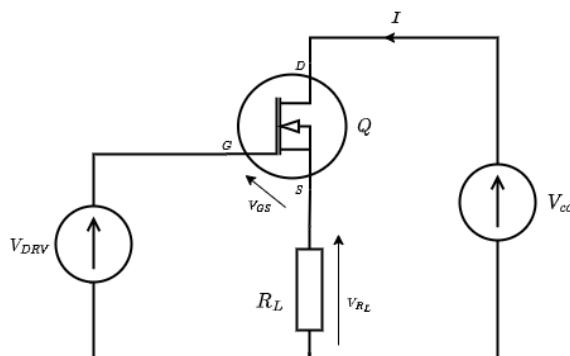


Rysunek 4.11 Pętla regulacji napięcia wyjściowego

W zależności od trybu pracy zasilacza ( $CC$  lub  $CV$ ) wartością regulowaną jest prąd lub napięcie. Zmiana tego trybu realizowana jest poprzez porównanie zadanego prądu maksymalnego oraz zmierzonego. W przypadku przekroczenia zadanego prądu maksymalnego aktywowany jest tryb  $CC$ , a regulacja zostaje zorientowana na zachowanie prądu wyjściowego tak, aby nie przekraczał on zadanej wartości.

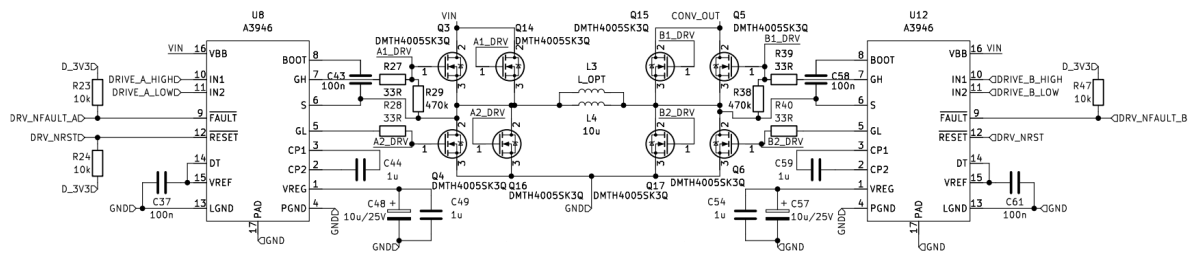
### 4.3 Obwód wykonawczy przetwornicy głównej

Układ wykonawczy przekształtnika głównego złożony jest z dwóch części. Pierwszą z nich jest blok kluczy – tranzystorów polowych o typie przewodnictwa N, podłączonych z opisywanym w poprzednim rozdziale elementem indukcyjnym według schematu na rysunku 4.6. Drugą część stanowi obwód sterownika bramek tych tranzystorów. Obwód sterownika bramek umożliwia zastosowanemu mikrokontrolerowi otwieranie oraz zamykanie kluczy obu członów przetwornicy. Obwód ten jest wymagany ze względu na warunki sterowania zastosowanych tranzystorów. Zastosowanie tych elementów półprzewodnikowych w roli górnych kluczy (z ang. *high-side*) pozwala na zwiększenie sprawności konwersji (mniejsza rezystancja  $R_{DSon}$  otwartego kanału w porównaniu do tranzystorów MOSFET o typie przewodnictwa P). Poprawne wystereowanie tych elementów wymaga jednak napięcia sterującego wyższego od napięcia zasilającego obwód sterownika. Zjawisko to obrazuje schemat na rysunku 4.12.

Rysunek 4.12 Schemat sterowania tranzystorem MOSFET typu N w roli klucza *high side*

Aby tranzystor  $Q$  zaczął przewodzić, należy między wyprowadzenia jego bramy  $G$  oraz źródła  $S$  podać napięcie większe od napięcia progowego  $V_{Gsth}$ . Napięcie progowe jest jednym z podstawowych parametrów tranzystorów MOSFET [5]. Na powyższym schemacie widoczne jest napięcie sterujące  $V_{DRV}$ . Po podaniu napięcia  $V_{DRV} = V_{cc}$  następuje chwilowe otwarcie tranzystora, a przez rezystancję obciążenia  $R_L$  płynie prąd  $I$ . Prąd ten wywołuje spadek napięcia  $V_{R_L}$  na rezystancji obciążenia. To w konsekwencji podnosi potencjał źródła  $S$  względem masy układu do wartości napięcia zasilającego  $V_{cc}$ . Wobec powyższego, napięcie  $V_{GS}$  ulega spadkowi. To z kolei sprawia, że tranzystor nie otwiera się całkowicie lub pozostaje zamknięty.

W celu zapewnienia poprawnego sterowania górnych tranzystorów obwodu wykonawczego zastosowano specjalizowane sterowniki bram posiadające wbudowaną pompę ładunku [1]. Układ pompy ładunku generuje napięcie sterujące równe napięciu wewnętrznego regulatora układu (13V) podwyższone o potencjał źródła  $S$  sterowanego tranzystora. Umożliwia to stabilne otwieranie i zamykanie górnych kluczy. Opisany mechanizm sterowania tranzystorami typu N-MOSFET w układzie *high-side* nosi nazwę *bootstrappingu*. Schemat układu wykonawczego zamieszczony został na rysunku 4.13. Wspomniane ste-



Rysunek 4.13 Schemat obwodu wykonawczego przekształtnika głównego

rowniki bramek tranzystorów kluczujących zostały oznaczone symbolami  $U8$  oraz  $U12$ . Przedstawione układy posiadają wbudowane zabezpieczenia, takie jak:

- zabezpieczenie wyłączające sterownik w przypadku zbyt niskiego napięcia zasilania,
- zabezpieczenie wyłączające sterownik w przypadku przekroczenia dopuszczalnej temperatury,
- zabezpieczenie wyłączające sterownik w przypadku zbyt niskiego ładunku zgromadzonego w kondensatorze pompy ładunku.

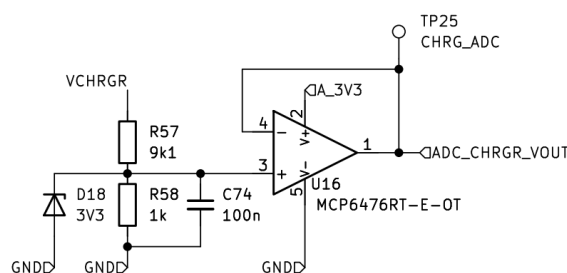
Zadziałanie każdego z powyższych zabezpieczeń jest sygnalizowane za pomocą linii diagnostycznej, oznaczonej na rysunku 4.13 za pomocą flag  $DRV\_NFAULT\_A$  oraz  $DRV\_NFAULT\_B$ . Umożliwia to szybkie wyłączenie pętli odpowiedzialnej za sterowanie przetwornikiem głównym, a tym samym zapewnienie bezpiecznego stanu urządzenia w przypadku wystąpienia awarii.

## 4.4 Obwody pomiarowe

Układy pomiarowe wbudowane w obwód elektroniczny projektu pozwalają na przekształcenie wielkości fizycznych do napięcia z zakresu 0–2.5V, możliwe do zmierzenia przez przetwornik analogowo-cyfrowy układu *STM32G474RE*. Do pomiarów dokonywanych przez urządzenie należą:

- pomiar napięcia,
- pomiar natężenia prądu,
- pomiar temperatury.

Pomiar napięć w ramach realizowanego w pracy projektu realizowany jest za pomocą dzielnika napięcia, obniżającego mierzony potencjał do wartości z zakresu 0 – 2.5V. Schemat jednego z tych obwodów przedstawiono na rysunku 4.14.



Rysunek 4.14 Schemat jednego z obwodów pomiaru napięcia

Na powyższym rysunku widać również, że mierzone napięcie następnie przekazywane jest na układ wtórnika. Tak przekształcona wartość następnie podawana jest na jeden z kanałów przetwornika *ADC*. Wartość napięcia mierzonego obliczana jest wówczas na podstawie (4.6).

$$U = \frac{ADC_N \cdot ADC_{VREF}}{2^{ADC_{RES}}} \cdot \frac{(R_U + R_L)}{R_L}, \quad (4.6)$$

gdzie:

- $ADC_N$  – wartość zmierzona przez przetwornik *ADC*,
- $ADC_{VREF}$  – napięcie odniesienia przetwornika *ADC*, tu:  $ADC_{VREF} = 2.5V$ ,
- $ADC_{RES}$  – rozdzielczość pomiarowa przetwornika *ADC* w bitach, tu:  $ADC_{RES} = 16$ ,
- $R_U$  – wartość górnego rezystora w dzielniku napięcia,
- $R_L$  – wartość dolnego rezystora w dzielniku napięcia.

Pomiar prądów w ramach projektu zrealizowany jest za pomocą rezystorów pomiarowych oraz układów wzmacniaczy. Rezystory pomiarowe są to elementy oporowe o małej rezystancji (przeważnie od kilku do kilkuset  $m\Omega$ ). Elementy te podłączono szeregowo w obwód, w którym mierzony jest prąd. Prąd ten powoduje powstanie niewielkiego spadku napięcia na rezystorach pomiarowych. Napięcie to jest wzmacniane a następnie podawane na kanał przetwornika  $ADC$ . Wartość zmierzonego w ten sposób prądu wyznacza (4.7).

$$I = \frac{ADC_N}{2^{ADC_{RES}}} \cdot \frac{ADC_{VREF}}{R_S \cdot G}, \quad (4.7)$$

gdzie:

- $ADC_N$  – wartość zmierzona przez przetwornik  $ADC$ ,
- $ADC_{VREF}$  – napięcie odniesienia przetwornika  $ADC$ , tu:  $ADC_{VREF} = 2.5V$ ,
- $ADC_{RES}$  – rozdzielczość pomiarowa przetwornika  $ADC$  w bitach, tu:  $ADC_{RES} = 16$ ,
- $R_S$  – wartość rezystora pomiarowego,
- $G$  – wartość wzmocnienia wzmacniacza, na które podawany jest spadek napięcia na rezystorze pomiarowym.

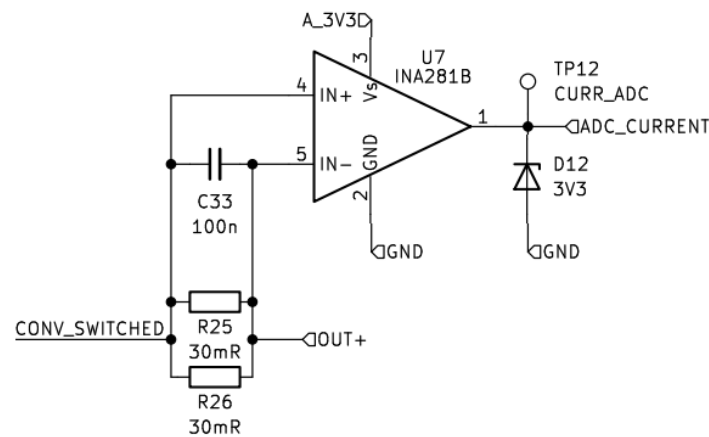
W projekcie urządzenia rozróżnia się dwa typy obwodów pomiaru prądu. Różnią się one sposobem podłączenia rezystorów pomiarowych:

- pomiar *względem linii zasilania* (z ang. *high-side*) – rezystory pomiarowe podłączone pomiędzy odbiornik i źródło zasilania,
- pomiar *względem masy urządzenia* (z ang. *low-side*) – rezystory pomiarowe podłączone pomiędzy odbiornik i masę układu.

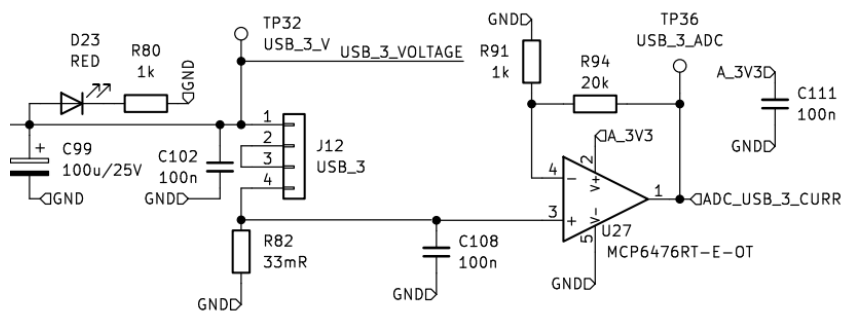
Pierwszy rodzaj zastosowany został w miejscach, gdzie niekorzystne jest przerywanie ciągłości masy oraz wymagana jest precyzja pomiaru napięcia (pomiar napięcia w obwodzie pomiaru natężenia prądu względem masy uwzględnia spadki napięć na rezystorach pomiarowych, zawyżając wynik). Drugi z nich natomiast przeznaczony został do zastosowań wymagających mniejszej precyzji i priorytecie, ze względu na niski koszt oraz prostotę wykonania.



Schematy ideowe obu typów obwodów pomiaru prądu przedstawiono na rysunkach 4.15 oraz 4.16.



Rysunek 4.15 Fragment schematu obwodu pomiaru prądu *względem linii zasilania*



Rysunek 4.16 Fragment schematu pomiaru prądu *względem masy urządzenia*

Zależność (4.7) ma zastosowanie w obu przypadkach. W ramach pierwszego typu zastosowano dedykowane do tego celu wzmacniacze bocznikowe *INA2818* [15] oraz wspomniany wcześniej *MAX9938* [8], których wzmocnienia wynoszą odpowiednio 20V/V i 25V/V. W drugim z opisanych typów obwodów pomiarowych zastosowano wzmacniacze operacyjne *MCP6476* w układzie wzmacniacza nieodwracającego. Wzmocnienie tego układu można wyznaczyć jako (4.8).

$$G = \frac{R_{FB}}{R_-} + 1, \quad (4.8)$$

gdzie:

- $R_{FB}$  – wartość rezystancji rezystora w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego (na rysunku 4.16 – rezystor  $R94$ ),
- $R_-$  – wartość rezystancji rezystora podłączonego do wejścia odwracającego wzmacniacza operacyjnego (na rysunku 4.16 – rezystor  $R91$ ).

Do pomiaru temperatury wnętrza urządzenia wykorzystano rezystancyjne czujniki temperatury oparte o termistory NTC (z ang. *Negative Temperature Coefficient*). Zależność rezystancji elementu NTC od jego temperatury określa się jako (4.9).

$$R = R_0 \cdot e^{B(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0})}, \quad (4.9)$$

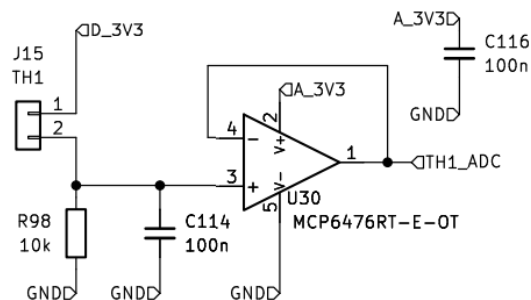
gdzie:

- $R_0$  – rezystancja termistora w temperaturze odniesienia [ $\Omega$ ],
- $B$  – współczynnik określający tempo spadku rezystancji w funkcji temperatury termistora [ $K$ ],
- $T_0$  – temperatura odniesienia dla danego termistora [ $K$ ],
- $T$  – aktualna temperatura termistora [ $K$ ].

Przekształcając (4.9) otrzymano zależność określającą temperaturę dla danej rezystancji. Wartość ta wówczas przyjmuje postać (4.10).

$$T = \frac{T_0 \cdot B}{\ln(\frac{R}{R_0}) \cdot T_0 + B}. \quad (4.10)$$

Jako układ przekształcający rezystancję zastosowanego czujnika na napięcie możliwe do zmierzenia przez przetwornik *ADC* mikrokontrolera zastosowano układ dzielnika napięcia. Napięcie wyjściowe z obwodu dzielnika przekazywane jest następnie na wtórnik napięciowy zbudowany w oparciu o wzmacniacz operacyjny. Zapewnia to zapewnienie niskiej impedancji wyjściowej układu pomiarowego. Schemat ideowy tego układu przedstawiono na rysunku 4.17.



Rysunek 4.17 Schemat obwodu pomiaru temperatury

Rezystancję górnego rezystora (będącego w tym zastosowaniu elementem NTC) na podstawie pomiaru przetwornika *ADC* określić można jako

$$R = R_L \cdot \frac{V_{in} \cdot 2^{ADC_{RES}}}{ADC_N \cdot ADC_{VREF}} - R_L, \quad (4.11)$$

gdzie:

- $R_L$  – rezystancja rezystora dolnego dzielnika napięciowego, tu:  $R = 10\text{k}\Omega$ ,
- $V_{in}$  – napięcie wejściowe dzielnika, tu:  $V_{in} = 3.3\text{V}$ ,
- $ADC_N$  – wartość zmierzona przez przetwornik *ADC*,
- $ADC_{VREF}$  – napięcie odniesienia przetwornika *ADC*, tu:  $ADC_{VREF} = 2.5\text{V}$ ,
- $ADC_{RES}$  – rozdzielczość pomiarowa przetwornika *ADC* w bitach, tu:  $ADC_{RES} = 16$ .

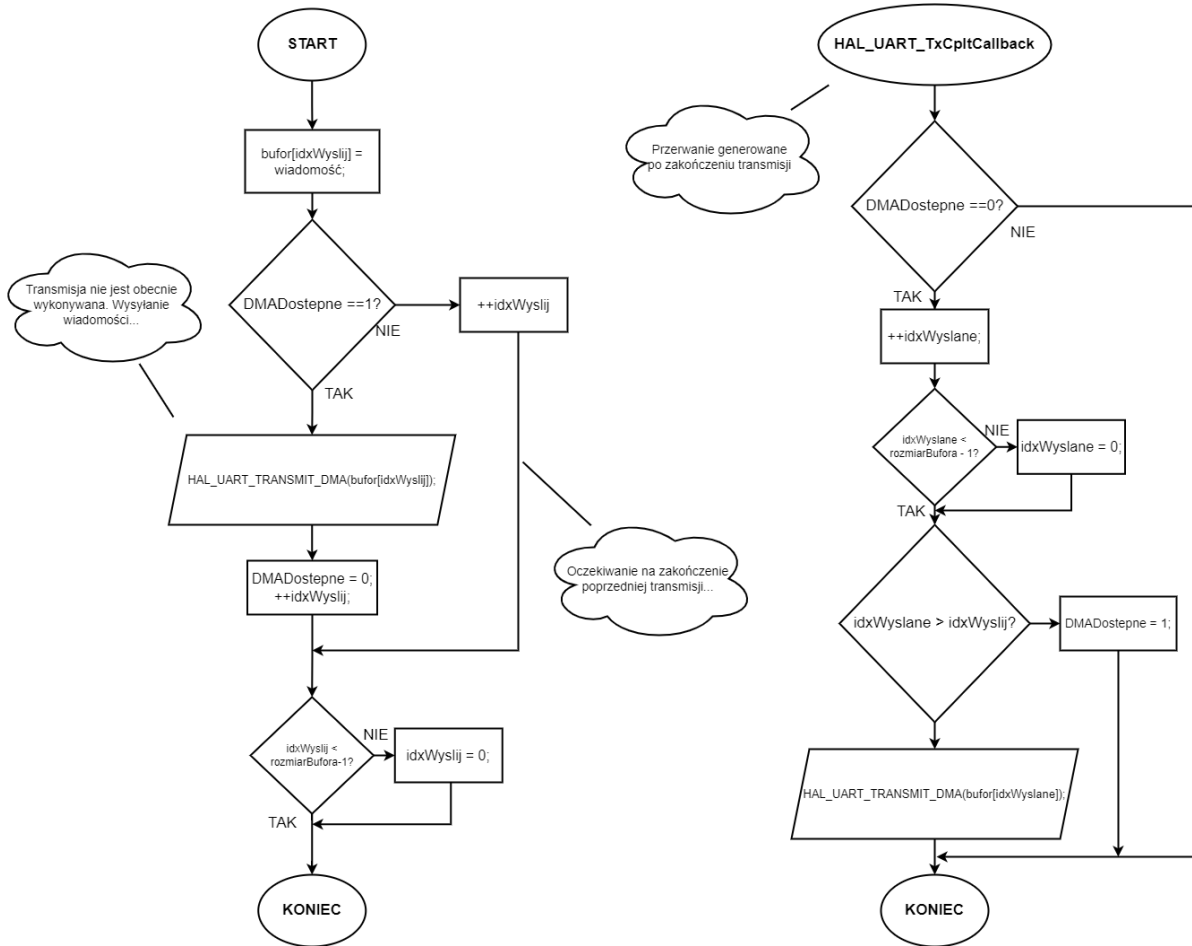
Do (4.10) wstawiono wartość rezystancji obliczonej na podstawie (4.11), co pozwoliło na otrzymanie wartości aktualnej temperatury czujnika na podstawie wartości zmierzonej przez przetwornik *ADC*.

Do podłączenia termistorów przewidziano złącza, pozwalające na umieszczenie samych czujników w kluczowych z termicznego punktu widzenia miejscach (np. radiatory tranzystorów, element indukcyjny, układy sterowników bramek). Na rysunku 4.17 przedstawiono jedno z opisywanych złącz, oznaczone symbolem *J15*.

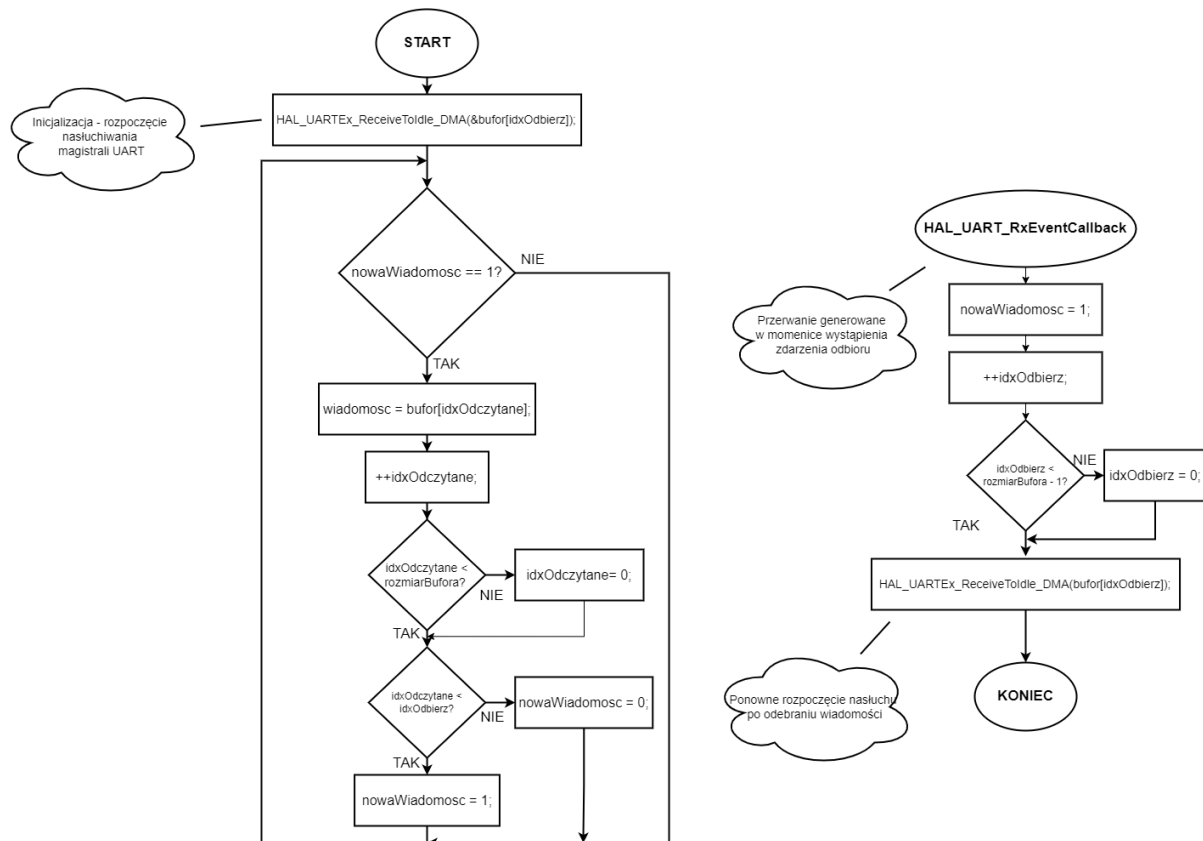
## 4.5 Komunikacja

Powołując się na wstępne informacje na temat sposobu komunikacji urządzenia ze światem zewnętrznym w programie mikrokontrolera zaimplementowano możliwość wysyłania i odbierania komunikatów z wykorzystaniem magistrali *UART*. Zachowanie dużej prędkości wykonywania programu ze względu na opisaną w poprzedniej sekcji pętlę regulacji przekształtnika głównego wprowadziło konieczność obsługi komunikacji z minimalnym wykorzystaniem procesora. Problem ten rozwiązano poprzez wykorzystanie mechanizmu *DMA*. Zajmuje się on przekazywaniem treści wiadomości między peryferium magistrali *UART* oraz pamięcią mikrokontrolera, co pozwoliło ograniczyć jego udział w komunikacji do komponowania oraz dekodowania komunikatów. W ramach części oprogramowania odpowiedzialnego za komunikację stworzono interfejs komunikacyjny oraz odpowiednie struktury danych. Zaimplementowano również mechanizm buforowania wysyłanych oraz odbieranych wiadomości. Pozwoliło to na ograniczenie błędów transmisji w przypadku próby wysłania lub odebrania dużej liczby wiadomości w krótkim czasie. Do generowania zdarzeń odbioru oraz zakończenia transmisji jednej wiadomości wykorzystano oferowany przez mikrokontroler *STM32G474RE* system przerwań.

Schematy blokowe mechanizmów odpowiedzialnych za komunikację przedstawiono na rysunkach 4.18 oraz 4.19.



Rysunek 4.18 Schemat blokowy części oprogramowania odpowiedzialnego za wysłanie komunikatu za pośrednictwem magistrali *UART*



Rysunek 4.19 Schemat blokowy części oprogramowania odpowiedzialnego za odbiór komunikatu za pośrednictwem magistrali *UART*

Opisywany interfejs pozwala także na przekierowanie wiadomości z jednej magistrali *UART* na inną. Mechanizm ten wykorzystano podczas tworzenia oprogramowania mikrokontrolera, umożliwiając podsłuchiwanie komunikacji między urządzeniem i interfejsem sterującym.

Przekazywanie parametrów między opisywanym w pracy urządzeniem oraz urządzeniem zewnętrznym opiera się o ogólnie zdefiniowany wzorec wiadomości. Przykładową treść komunikatu przedstawiono poniżej.

KEYWORD XYZ CRC8,

gdzie:

- *KEYWORD* – słowo kluczowe danego komunikatu, na jego podstawie określone jest działanie podjęte po odebraniu treści wiadomości,
- *XYZ* – właściwa treść wiadomości, zawierająca wartości skojarzone z danym słowem kluczowym oddzielone spacjami, będącymi liczbami w systemie dziesiętnym, dopuszcza się także ciągi znaków lub ich kombinacje,
- *CRC8* – cykliczny kod nadmiarowy obliczany z treści wiadomości wraz z słowem kluczowym.

Interfejs komunikacyjny zaprojektowano w taki sposób, by udostępnił on funkcjonalność funkcji *printf()* biblioteki standardowej języka C. Uprościło to komponowanie wiadomości do jednego wywołania odpowiedniej funkcji ze zmienną liczbą argumentów. Przykładowe

wywołanie funkcji dodającej wiadomość do bufora wysyłającego zamieszczono na listingu 4.1.

Listing 4.1 Obsługa zmiany zadanego napięcia przekształtnika głównego. Widoczne wywołanie funkcji dodającej komunikat do bufora wysyłającego.

```

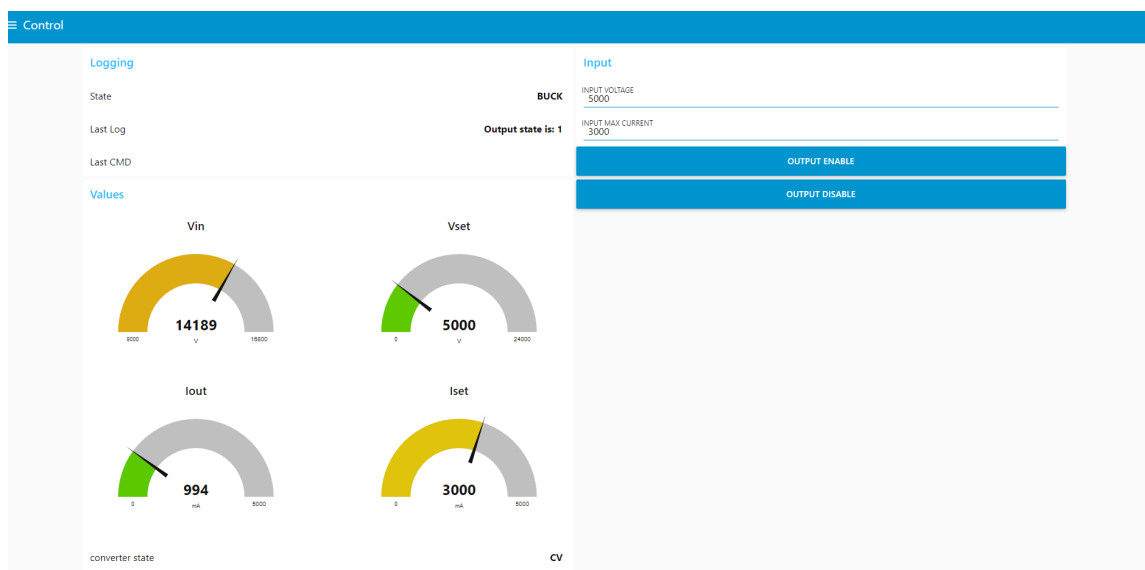
1
2 void parser_onVsetKeyword(serialParser *P, uint8_t *message){
3     uint16_t voltage;
4     voltage = atoi(message);
5     converter_setTargetVoltage(&mainBB, voltage);
6     stateMachine_Handle(&BBstateMachine);
7     SerialLogger_addMessage(P->_dbgLogger, "Voltage is: %d\r\n", voltage);
8 }

```

W ramach części projektu związanej z komunikacją stworzono także aplikację wizualizującą stan urządzenia w środowisku *Node-RED*. Aplikacja ta umożliwia użytkownikowi szereg czynności związanych z uruchomieniem oraz działaniem urządzenia. Do funkcjonalności wspomnianej aplikacji należą:

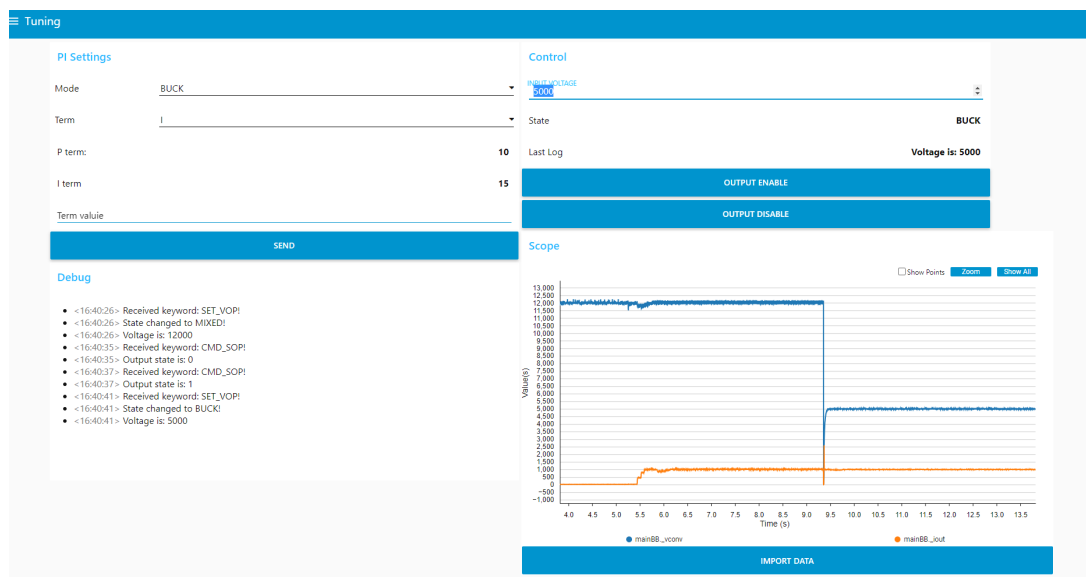
- monitorowanie oraz wizualizacja danych pomiarowych urządzenia,
- wysyłanie żądania zmian wartości roboczych przekształtnika głównego,
- udostępnianie interfejsu strojeniu regulatora PI przetwornicy głównej,
- zarządzanie funkcjami dodatkowymi urządzenia,
- sterowanie stanem urządzenia.

Wybrane widoki aplikacji zostały przedstawione na rysunkach 4.20 oraz 4.21



Rysunek 4.20 Aplikacja sterująca urządzeniem – widok sekcji odpowiedzialnej za sterowanie zasilaczem

W oknie aplikacji przedstawionym na rysunku 4.20 użytkownik ma możliwość zadawania nastaw zasilacza oraz śledzenie bieżących parametrów pracy urządzenia. Ponadto, okno to zostało wyposażone w funkcję manipulacji aktywnością jego zacisków wyjściowych przetwornicy głównej.



Rysunek 4.21 Aplikacja sterująca urządzeniem – widok interfejsu strojenowego regulatora PI przekształtnika głównego

Okno aplikacji prezentowane na rysunku 4.21 pozwala na dynamiczne dostosowywanie parametrów wewnętrznego regulatora PI sterującego przekształtnikiem głównym. Zastosowanie obszaru kreślenia parametrów pracy zasilacza umożliwia obserwację przeregulowań oraz zakłóceń obecnych na zaciskach wyjściowych urządzenia.

W ramach projektu zadawanie parametrów zasilacza ograniczono do przedstawionej aplikacji. Rozwój projektu natomiast zakłada utworzenie dedykowanej aplikacji z interfejsem graficznym umożliwiającą połączenie z kontrolerem interfejsu podłączonego do urządzenia jako sterownik nadrzędny.

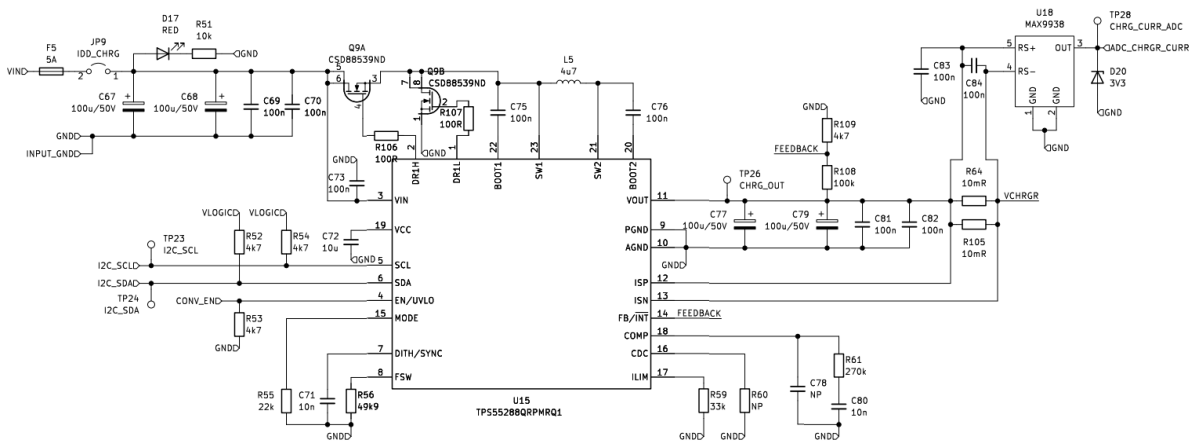
## 4.6 Układ ładowarki

Wspomniany w poprzednim rozdziale obwód ładowarki zbudowano w oparciu o specjalizowany układ scalony *TPS55288* [16]. Układ ten jest synchroniczną przetwornicą buck-boost zarządzaną za pomocą magistrali  $I^2C$ . Umożliwia to dostrajanie napięcia wyjściowego ładowarki z dokładnością do 20mV oraz ograniczenie prądu wyjściowego z krokiem 50mA, co upraszcza zarządzanie procesem ładowania. Proces ten w konsekwencji sprowadzi się do wykonania czterech czynności:

1. Sprawdzenie wartości napięcia wejściowego układu ładowarki.
2. Określenie maksymalnej mocy ładowania.
3. Przesłanie do rejestrów układu *TPS* określonych powyżej wartości.
4. Uruchomienie i monitorowanie wzrostu napięcia akumulatora.

Maksymalne napięcie wejściowe układu jest równe  $V_{IN(max)} = 40V$ , zaś wyjściowy prąd maksymalny to  $I_{OUT(MAX)} = 6.35A$ . Zastosowanie tego układu pozwoli na wydajne naładowanie wbudowanego w urządzenie akumulatora za pomocą napięć wejściowych określonych w założeniach projektowych. Wykorzystany układ zapewni także minimalny poziom traconej w trakcie konwersji energii, bowiem szczytowa, według producenta, sprawność przekształcania wynosi ponad 90%.

Schemat ideowy przetwornicy realizującej funkcję ładowarki zamieszczony został na rysunku 4.22.



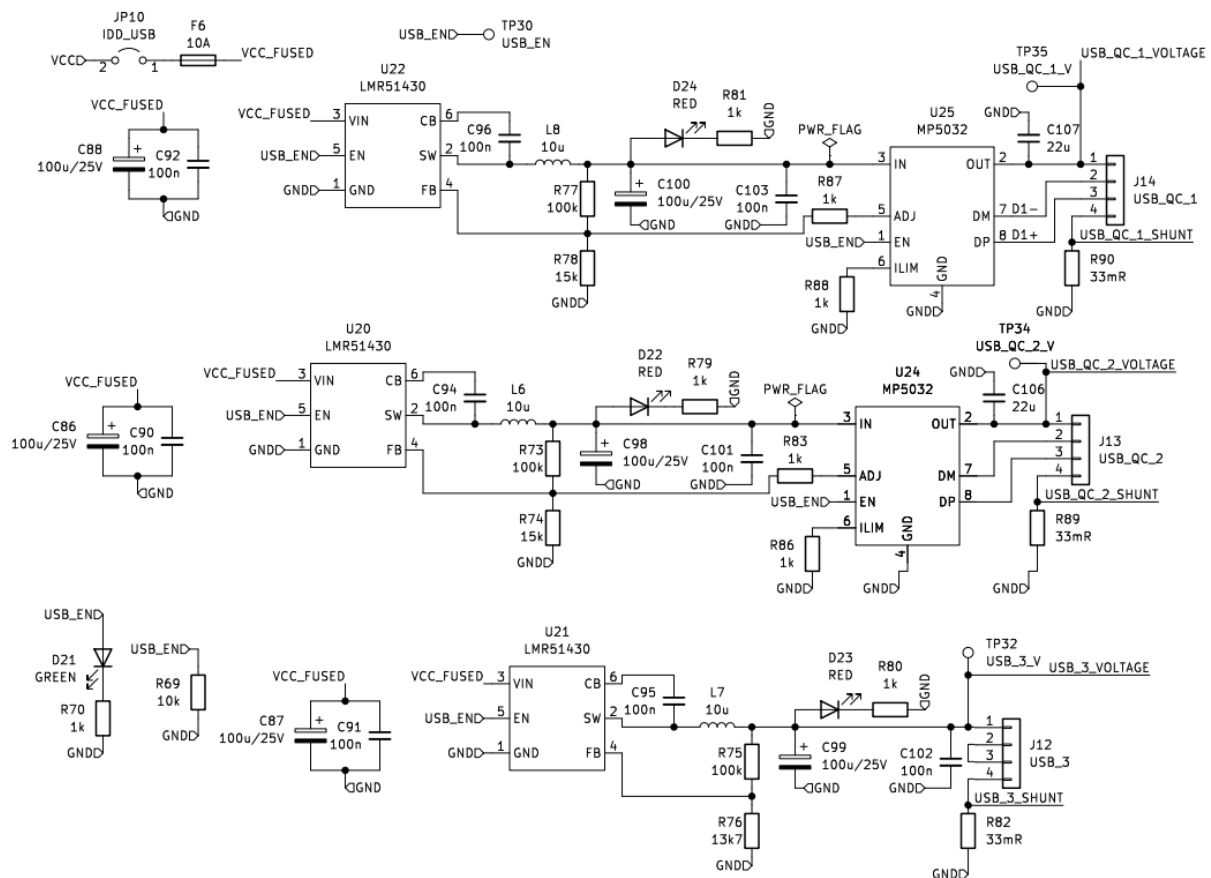
Rysunek 4.22 Fragment schematu ideowego urządzenia zawierający obwód przetwornicy opartej na układzie *TPS55288*

Obwód ładowarki został wyposażony w układy pozwalające na pomiar aktualnych wartości napięcia oraz prądu wyjściowego przetwornicy. Uruchomienie ładowania realizowane jest za pomocą tranzystorów polowych w roli wyłącznika bezpieczeństwa. Układ przetwornicy *TPS55288* posiada wbudowane zabezpieczenia przed przegrzaniem, zwarciami zacisków wyjściowych oraz zabezpieczenia przepięciowe. Ponadto cała sekcja ładowarki została zabezpieczona bezpiecznikiem topikowym o wartości prądu zadziałania równego 5A.



## 4.7 Obwody pomocnicze

Do zrealizowanych obwodów pomocniczych należą układy przetwornic zasilających porty *USB*. Pozwalają one na podłączenie do urządzenia maksymalnie trzech odbiorników. Dwa z opisywanych gniazd pozwalają na oddanie do 36W mocy, ze względu na pracę w standardzie *USB QuickCharge 3.0*. Zostało to osiągnięte poprzez zastosowanie specjalizowanych układów scalonych – kontrolerów portu ładowania *MP5032* [9]. Układy te negocjują napięcie zasilania portu z odbiornikiem obsługującym wspomniany standard. Na podstawie tej negocjacji regulują następnie wartość napięcia w obwodzie przetwornicy o topologii obniżającej poprzez wpływ na pętlę sprzężenia zwrotnego tego obwodu [17]. Opisany mechanizm w konsekwencji umożliwia regulację napięcia portu *USB* w granicach od 3.6V do 12V. Schemat ideowy części projektu odpowiedzialnej za zasilanie portów *USB* przedstawiono na rysunku 4.23.

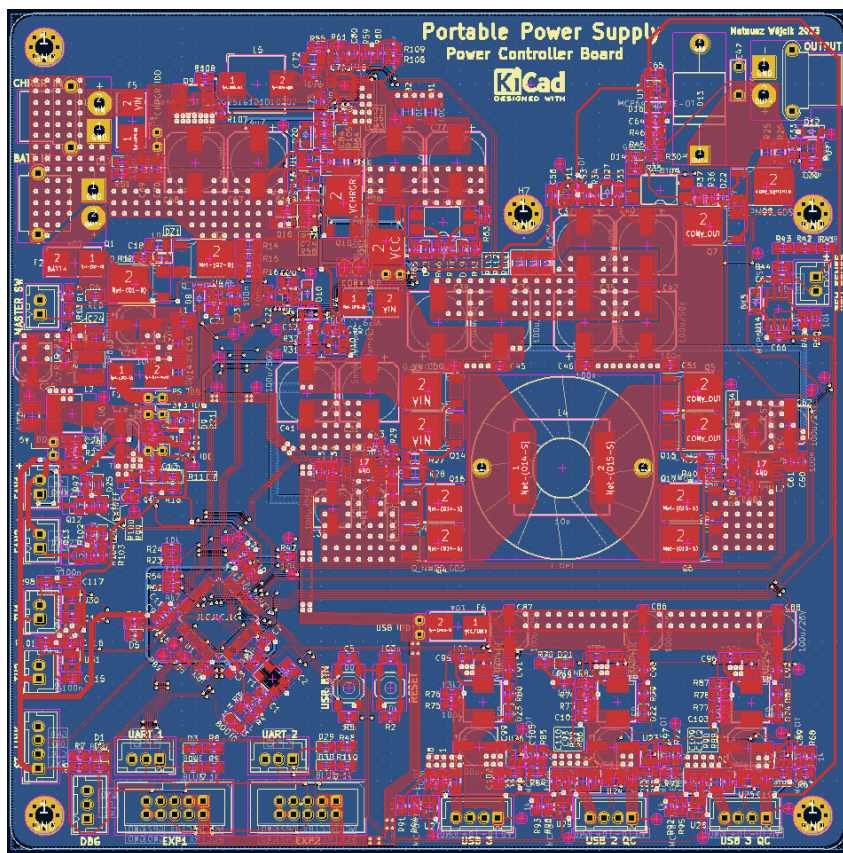


Rysunek 4.23 Schemat ideowy układów zasilających porty *USB* urządzenia

Każdy z wymienionych obwodów zaopatrzony został w obwody pomiarowe, pozwalające na monitorowanie aktualnego napięcia linii portu *USB* oraz pobieranego przez podłączony odbiornik prądu. Manipulację stanu aktywności opisywanych funkcjonalności umożliwia wyłącznik bezpieczeństwa, a jako zabezpieczenie zastosowano bezpiecznik topikowy.

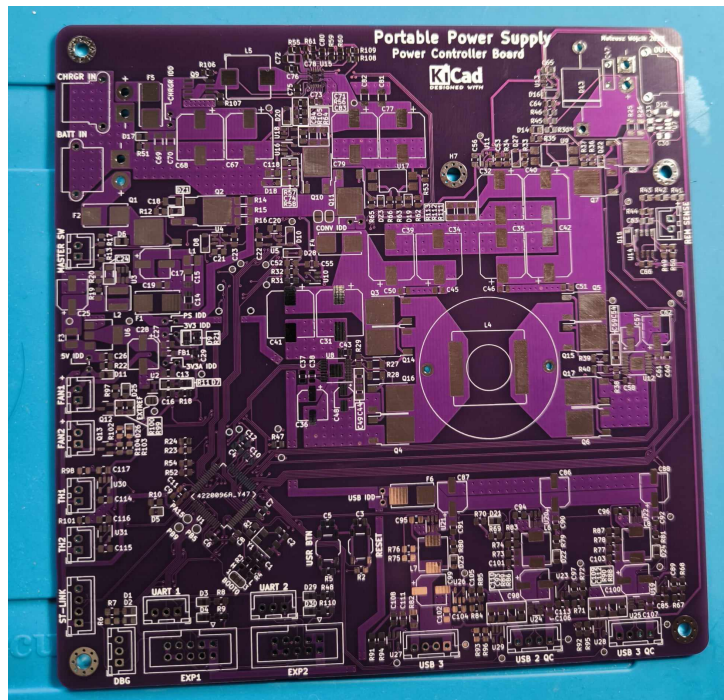
## 4.8 Montaż urządzenia

Na podstawie pokazanych w niniejszym rozdziale schematów ideowych stworzono obwód drukowany. Pokazane schematy ideowe jak i wspomniany projekt obwodu drukowanego stworzono w środowisku EDA *KiCad*. Projekt obwodu drukowanego urządzenia przedstawiony został na rysunku 4.24.

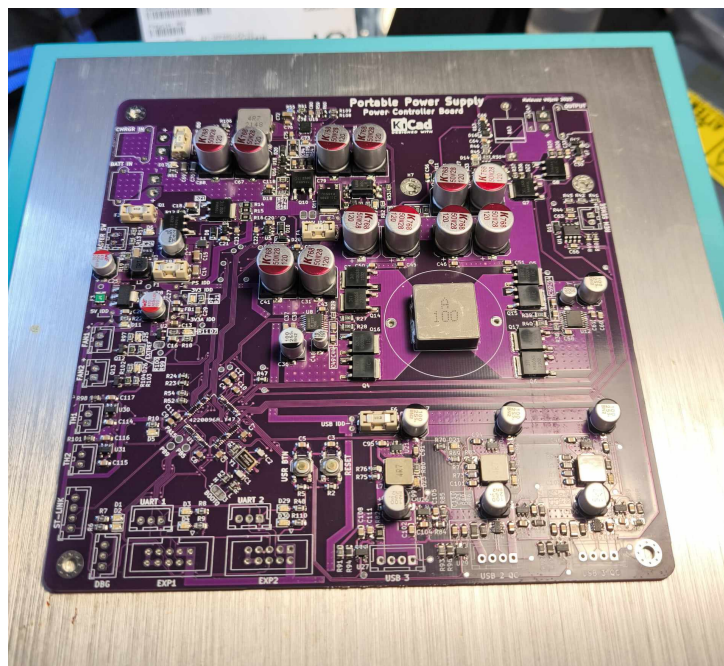


Rysunek 4.24 Mozaika obwodu drukowanego zasilacza

Po otrzymaniu zamówionych obwodów drukowanych przystąpiono do montażu elementów oraz testowego uruchomienia. Wyprodukowane PCB prezentuje rysunek 4.25. Urządzenie podczas montażu prezentuje natomiast rysunek 4.26.

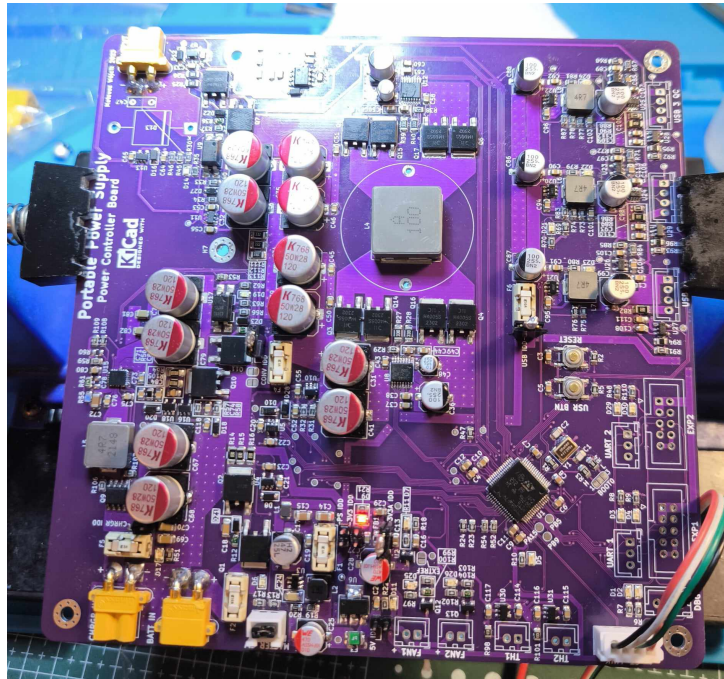


Rysunek 4.25 Wyprodukowany obwód drukowany urządzenia



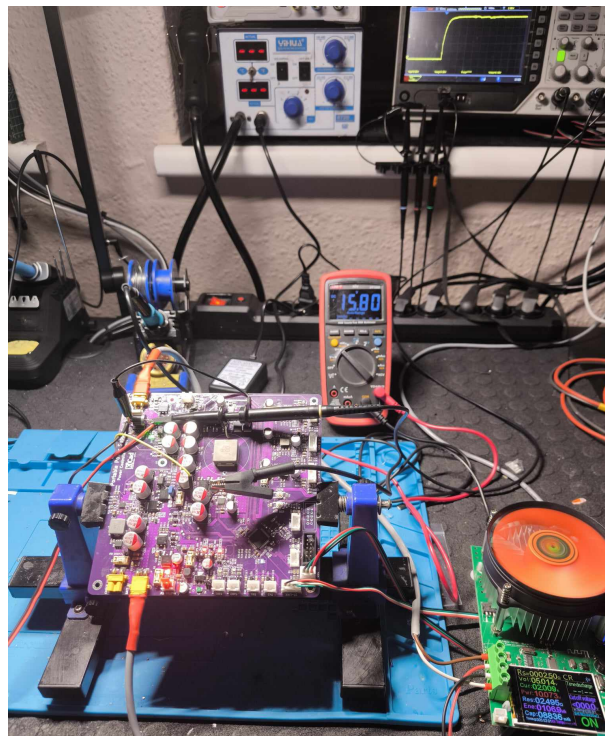
Rysunek 4.26 Obwód drukowany urządzenia podczas montażu

Po przeprowadzeniu czynności związanych z montażem komponentów przeprowadzono testowe uruchomienie. W ramach niego sprawdzono wartości napięć na wszystkich liniach zasilania urządzenia oraz sprawdzono działanie układów pomiarowych. Po tych czynnościach włączono mikrokontroler oraz wgrano program testowy w celu sprawdzenia poprawności jego montażu. Urządzenie w trakcie trwania testowego uruchomienia prezentuje rysunek 4.27.



Rysunek 4.27 Urządzenie podczas testów wstępnych

Wstępne testy urządzenia wykazały, że montaż został przeprowadzony poprawnie. Wykluczyły one także możliwość wystąpienia błędów projektowych, gdyż w żadnym z testowanych obwodów nie zaobserwowano zachowań niepożądanych. Do pamięci mikrokontrolera wgrano oprogramowanie właściwe. Po tej czynności przystąpiono do badań opisanych w następnym rozdziale pracy. Urządzenie podczas przeprowadzanych badań przedstawia rysunek 4.28.

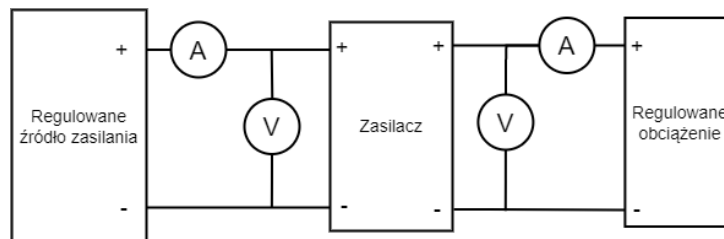


Rysunek 4.28 Zasilacz włączony w obwód układu pomiarowego

# Rozdział 5

## Badania

W ramach aspektu badawczego pracy przeprowadzono badania urządzenia. Badania te miały na celu sprawdzenie zbudowanego układu przekształtnika pod kątem efektywności przekształcania. Przetestowaniu także poddano reakcje przetwornicy na skokowe zmiany obciążenia oraz zmianę nastawy napięcia. Przeprowadzono również analizę zakłóceń szybkochylnych pojawiających się na zaciskach wyjściowych zasilacza. Wymienione badania wykonano w oparciu o schemat widoczny na rysunku 5.1.



Rysunek 5.1 Schemat blokowy układu pomiarowego

Aby ograniczyć ryzyko uszkodzenia urządzenia w przypadku wystąpienia awarii, jako pierwotne źródło zasilania zastosowano regulowane źródło napięcia z możliwością ograniczenia pobieranego przez obciążenie prądu. Pomiary wartości prądów wejściowych  $I_{we}$  zostały zrealizowane poprzez zmierzenie całkowitego prądu pobieranego przez urządzenie. Spodziewany jest zatem spadek sprawności energetycznej urządzenia dla niewielkich obciążeń.

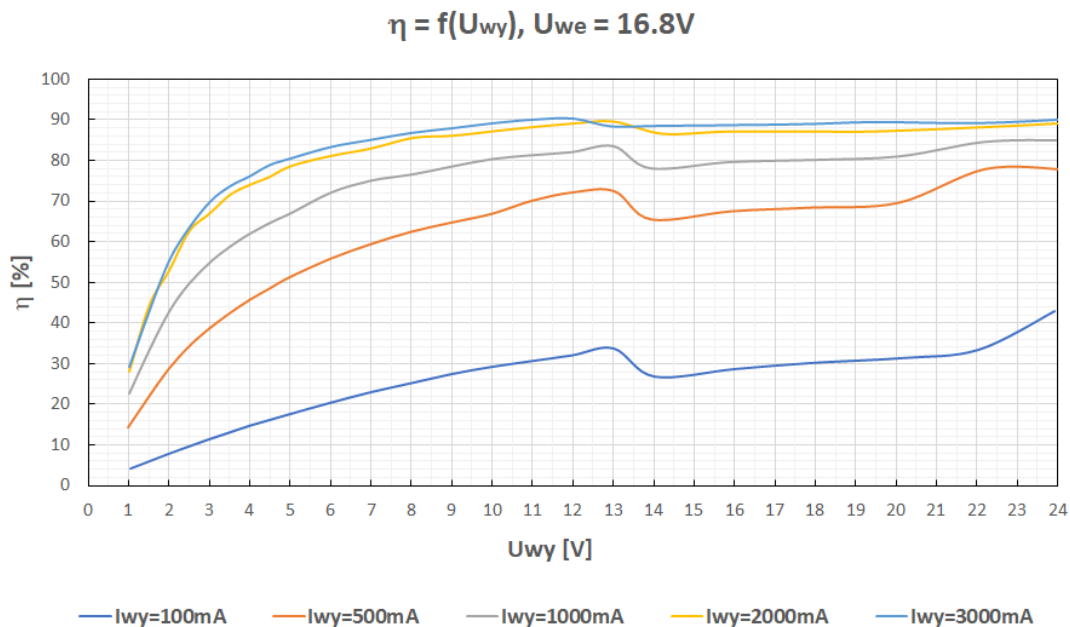
W pierwszej kolejności zbadano sprawność energetyczną przekształtnika głównego. W ramach tych badań analizie poddano wartości tego parametru w funkcji napięcia wyjściowego. Testy przeprowadzono symulując trzy poziomy naładowania akumulatora:

1. 100%,  $U_{we} = 16.8V$ .
2. ok. 50%,  $U_{we} = 14.4V$ .
3. 10%,  $U_{we} = 11V$ .

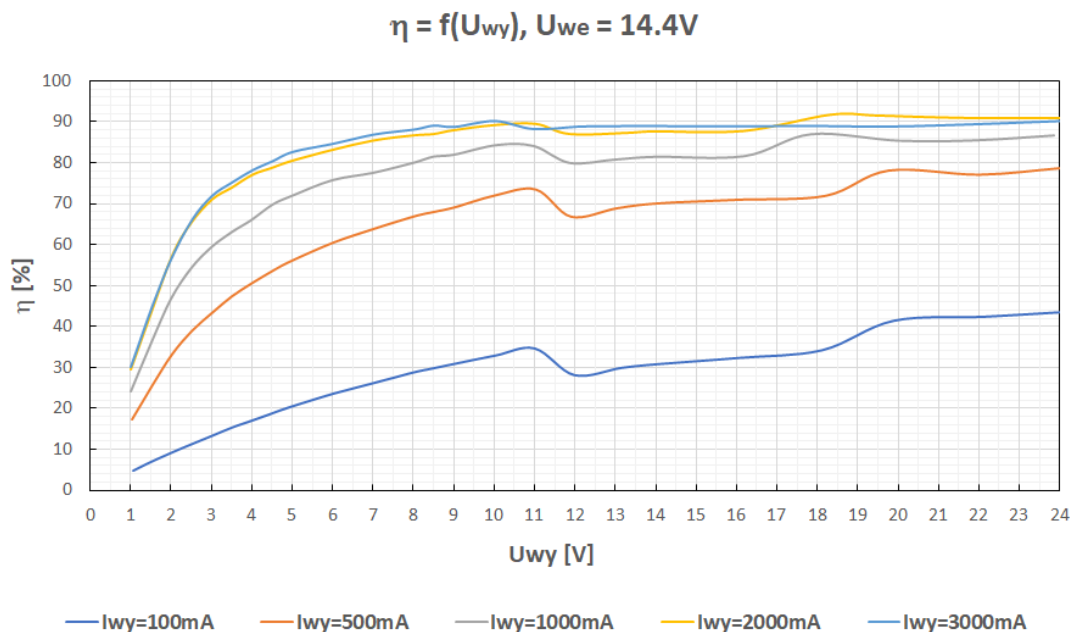
Charakterystykę  $\eta = f(U_{wy})$  otrzymano poprzez ustawienie badanego urządzenia w tryb *CC*, wspomniany w poprzednim rozdziale pracy. Następnie za pomocą przyrządów pomiarowych widocznych na rysunku 5.1 dokonywano pomiarów wartości napięć wejściowych oraz wyjściowych, a także prądów wejściowych i wyjściowych. Po zebraniu niezbędnych danych obliczono sprawność konwersji dla zmierzonych wartości według (2.1).

Zakres napięć, dla których wartość sprawności urządzenia została poddana analizie określono na przedział od 1V do 24V. Rezystancję obciążenia regulowano tak, by osiągnąć określone parametry badania. Pomiary przeprowadzono dla pięciu wartości prądu wyjściowego  $I_{wy} \in \{100\text{mA}, 500\text{mA}, 1\text{A}, 2\text{A}, 3\text{A}\}$ .

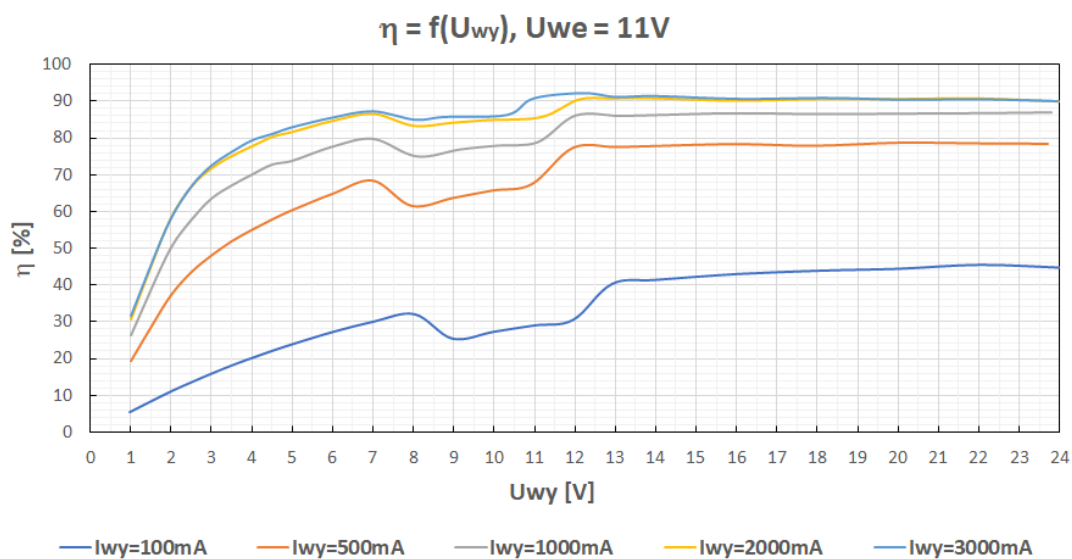
Pozwoliło to na sprawdzenie całego zakresu parametrów pracy opisywanego w pracy zasilacza. Charakterystyki dla trzech symulowanych stanów naładowania akumulatora prezentują rysunki 5.2 ÷ 5.4.



Rysunek 5.2 Charakterystyka  $\eta = f(U_{wy})$  badanego urządzenia  $U_{we} = 16.8V$



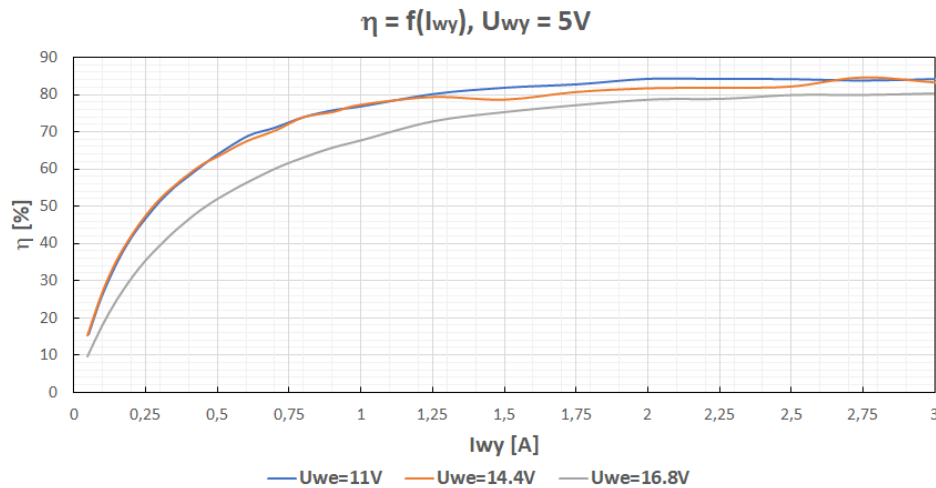
Rysunek 5.3 Charakterystyka  $\eta = f(U_{wy})$  badanego urządzenia dla  $U_{we} = 14.4V$



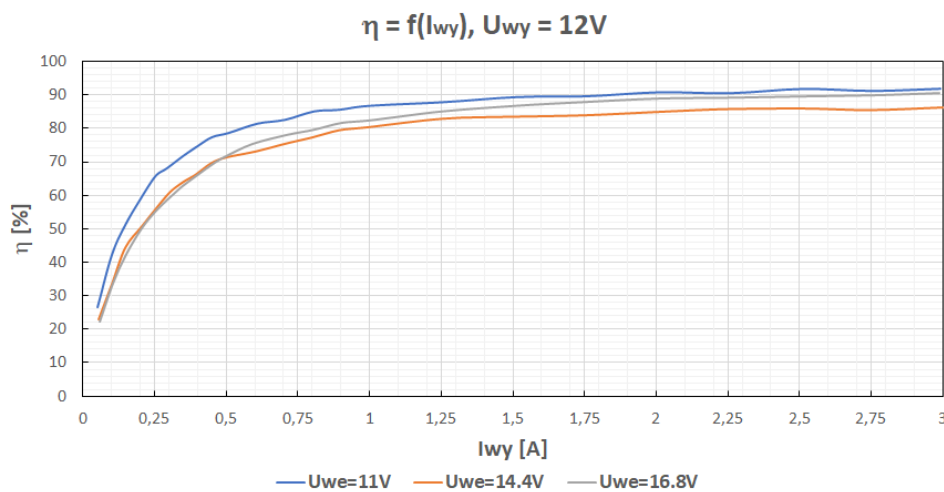
Rysunek 5.4 Charakterystyka  $\eta = f(U_{wy})$  badanego urządzenia  $U_{we} = 11V$

Widoczne na wymienionych rysunkach wykresy zależności  $\eta = f(U_{wy})$  charakteryzują się logarytmiczną tendencją wzrostową. Spadki sprawności energetycznej widoczne dla napięć wyjściowych  $U_{wy}$  będących w pobliżu napięcia wejściowego  $U_{we}$  są spowodowane przejściem przekształtnika w tryb *BUCK-BOOST*. Podczas pracy w tym trybie aktywne są obie pary tranzystorów w sekcji wykonawczej przetwornicy jednocześnie, co powoduje zwiększenie strat przełączania. To w konsekwencji obniża sprawność dla wąskiego zakresu napięć wyjściowych. Po przejściu z trybu *BUCK-BOOST* w tryb *BOOST* (dla  $U_{wy} > U_{we}$ ), wartość sprawności energetycznej ponownie wzrasta, przekraczając 90% pod pełnym obciążeniem.

Następnie przeprowadzono badania charakterystyki  $\eta = f(I_{wy})$ . W tym celu ustawiono badane urządzenie w tryb *CC* oraz dokonywano pomiarów wspomnianych podczas poprzedniego badania wartości. Badania przeprowadzono regulując nastawę rezystancji obciążenia, by poddać analizie sprawność energetyczną układu dla czterech wartości napięć wyjściowych  $U_{wy} \in \{5V, 12V, 15V, 24V\}$ . Wartości napięć wejściowych pozostały zgodne z poprzednio wcześniej opisaną metodologią. Otrzymane charakterystyki prezentują rysunki 5.5 ÷ 5.8.

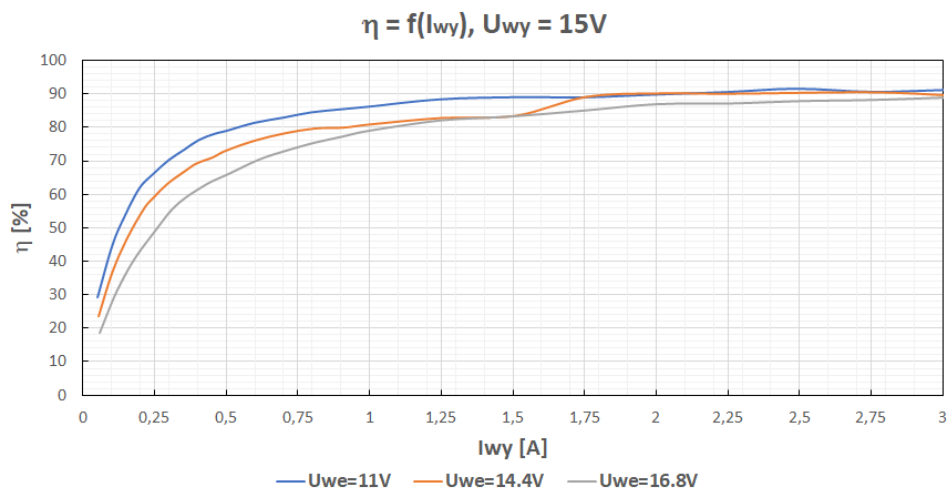


Rysunek 5.5 Charakterystyka  $\eta = f(I_{wy})$  badanego urządzenia  $U_{wy} = 5V$

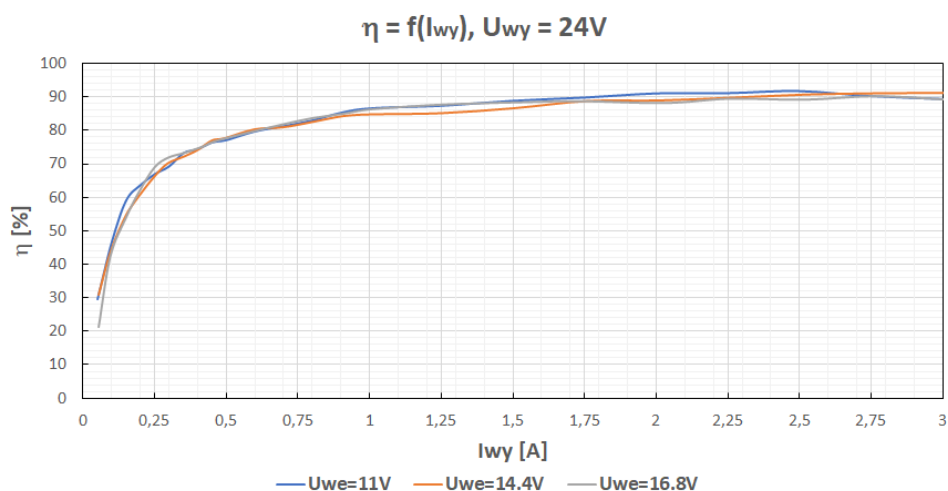


Rysunek 5.6 Charakterystyka  $\eta = f(I_{wy})$  badanego urządzenia  $U_{wy} = 12V$





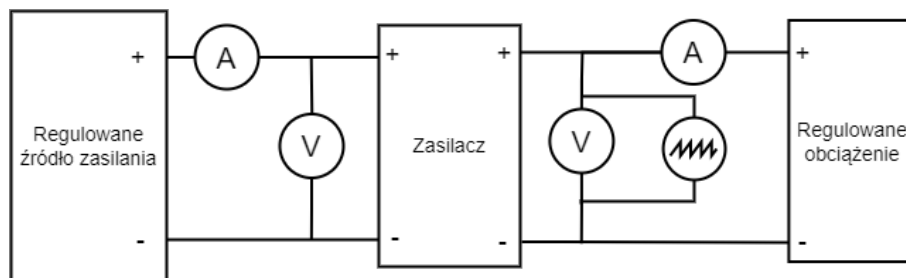
Rysunek 5.7 Charakterystyka  $\eta = f(I_{wy})$  badanego urządzenia  $U_{wy} = 15V$



Rysunek 5.8 Charakterystyka  $\eta = f(I_{wy})$  badanego urządzenia  $U_{wy} = 24V$

Powyższe charakterystyki przedstawiają logarytmiczny wzrost sprawności energetycznej urządzenia  $\eta$  w funkcji prądu wyjściowego  $I_{wy}$ . Dla małych obciążeń (mniejszych niż 100mA) obserwuje się niską efektywność konwersji. Wynika to z opisanej na początku rozdziału metody pomiaru prądów wejściowych. W przypadku dużych obciążeń natomiast prąd wyjściowy  $I_{wy}$  jest o rząd wielkości większy od wartości prądu pobieranego przez samo urządzenie. Skutkuje to obserwowanym na powyższych wykresach wzrostem ogólnej sprawności energetycznej urządzenia.

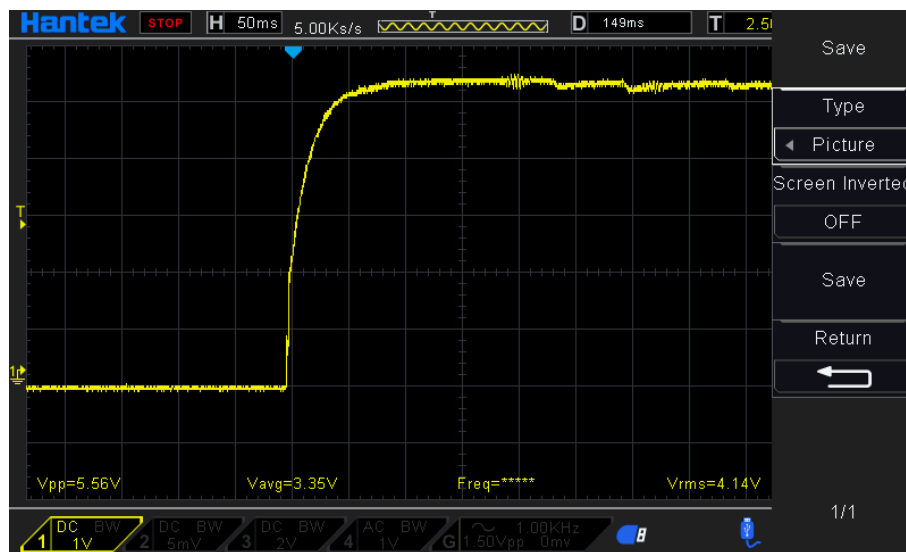
W ramach trzeciego badania wykonano analizę zachowania się układu w przypadku skokowej zmiany nastawy napięcia oraz obciążenia. Badanie wpływu zmiany nastawy napięcia na zachowanie urządzenia wykonano w pierwszej kolejności. W tym celu podłączono je do przedstawionej na rysunku 5.9 aparatury pomiarowej.



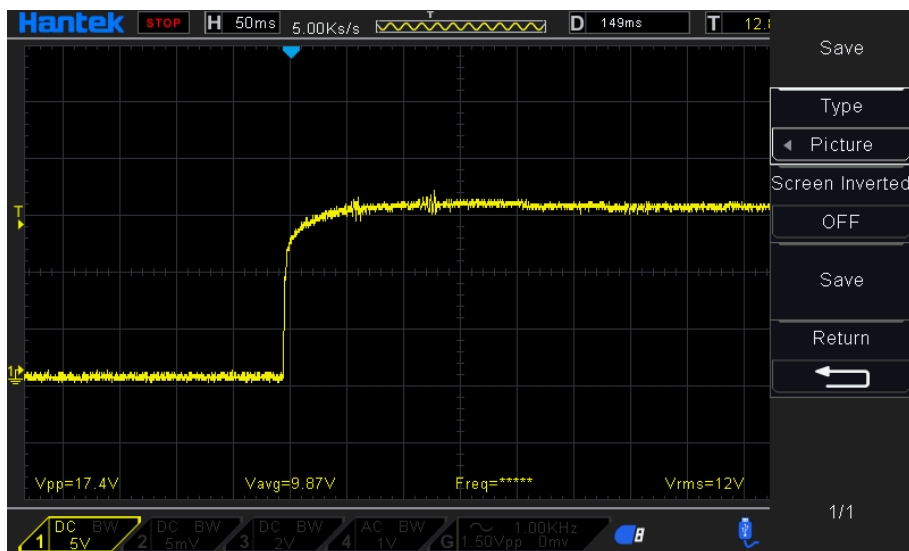
Rysunek 5.9 Schemat blokowy układu pomiarowego użytego do śledzenia przebiegów napięcia wyjściowego

Badanie przeprowadzono zmieniając nastawę napięcia tak, aby uzyskać trzy wartości wzrostu napięcia wyjściowego  $U_{wy} \in \{5V, 15V, 24V\}$ .

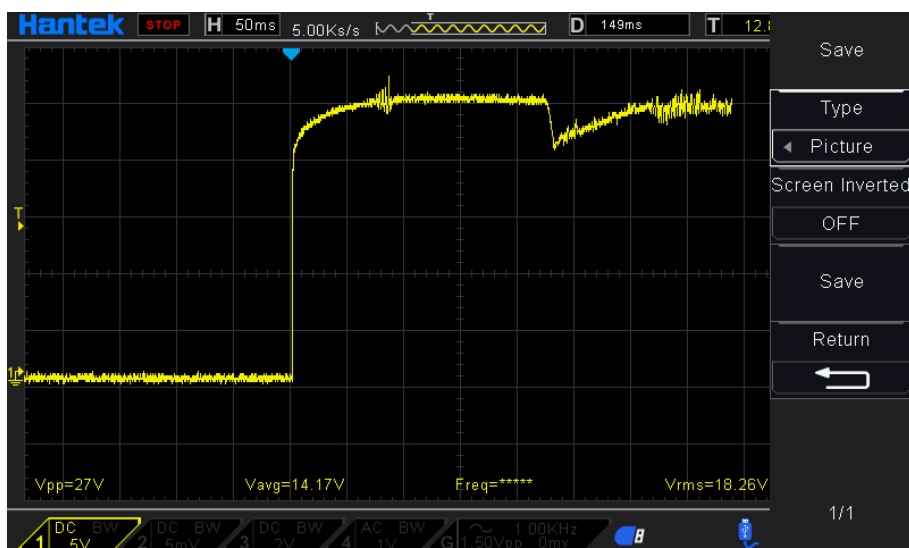
Rezystancję obciążenia podczas dokonywania analizy ustawiano w taki sposób, aby prąd wyjściowy  $I_{wy}$  po zmianie nastawy wynosił 2A. Po wykonaniu konfiguracji wprowadzano do układu opisane zakłócenia. Wyniki analizy przedstawiono na rysunkach 5.10 ÷ 5.12.



Rysunek 5.10 Przebieg napięcia wyjściowego  $U_{wy}$  przy skokowej zmianie nastawy o  $\Delta U_{wy} = 5V$



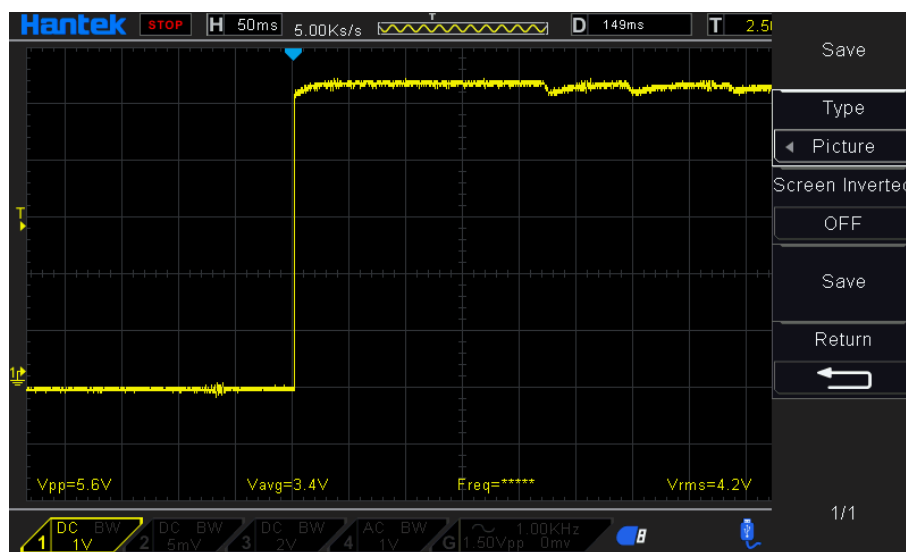
Rysunek 5.11 Przebieg napięcia wyjściowego  $U_{wy}$  przy skokowej zmianie nastawy o  $\Delta U_{wy} = 15V$



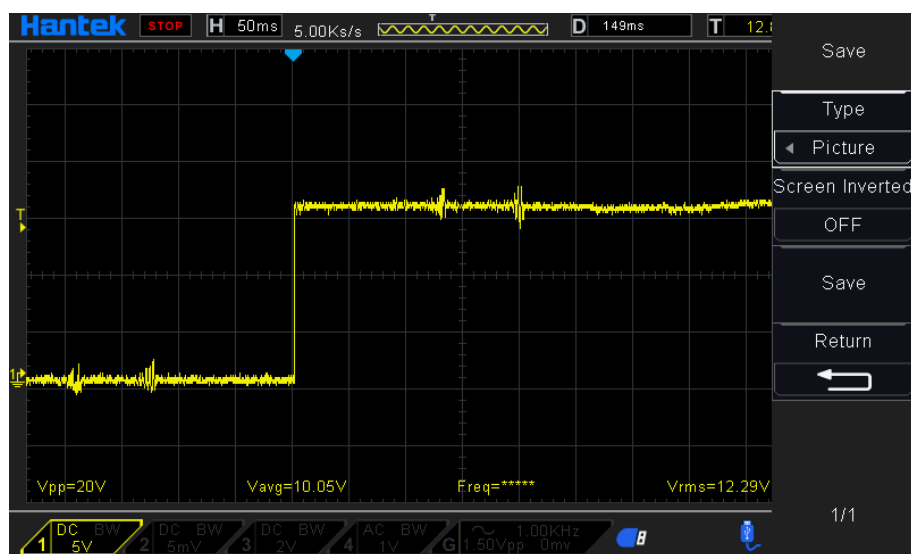
Rysunek 5.12 Przebieg napięcia wyjściowego  $U_{wy}$  przy skokowej zmianie nastawy o  $\Delta U_{wy} = 24V$

Powyższe oscylogramy przedstawiają zdolność układu regulacji urządzenia do reagowania na szybkie zmiany nastawy napięcia. Badanie to miało na celu sprawdzenie stabilności układu regulacji. Jego odpowiedź na wprowadzone zakłócenia powinna zapewnić minimalizację ryzyka uszkodzenia odbiornika wrażliwego na przeregulowania w torze zasilania. Analizując przebiegi badania stwierdzono prawidłową stałość napięcia pod wpływem zastosowanych zmian w przypadku dwóch pierwszych wartości  $\Delta U_{wy}$ . Dla wartości  $\Delta U_{wy} = 24V$  obserwuje się odchylenie napięcia wyjściowego o ok.  $-20\%$  po czasie ok. 230ms od zastosowania zmiany.

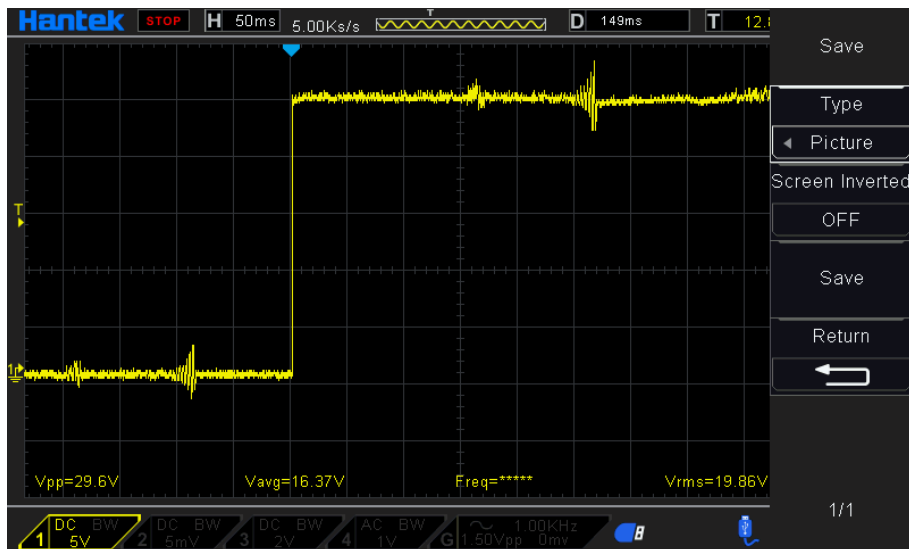
Następnie przeprowadzono badanie przebiegu napięcia wyjściowego pod wpływem skokowej zmiany obciążenia. Badanie przeprowadzono dla napięć oraz prądów wyjściowych zgodnych z poprzednią analizą. Podczas przeprowadzania badania obserwowano oscylogram przedstawiający napięcie wyjściowe zasilacza oraz aktywowano zaciski wyjściowe. Przebiegi tego napięcia przedstawiają rysunki 5.13 ÷ 5.15.



Rysunek 5.13 Przebieg napięcia wyjściowego  $U_{wy}$  przy skokowej zmianie obciążenia  $\Delta I_{wy} = 2A$ ,  $U_{wy} = 5V$

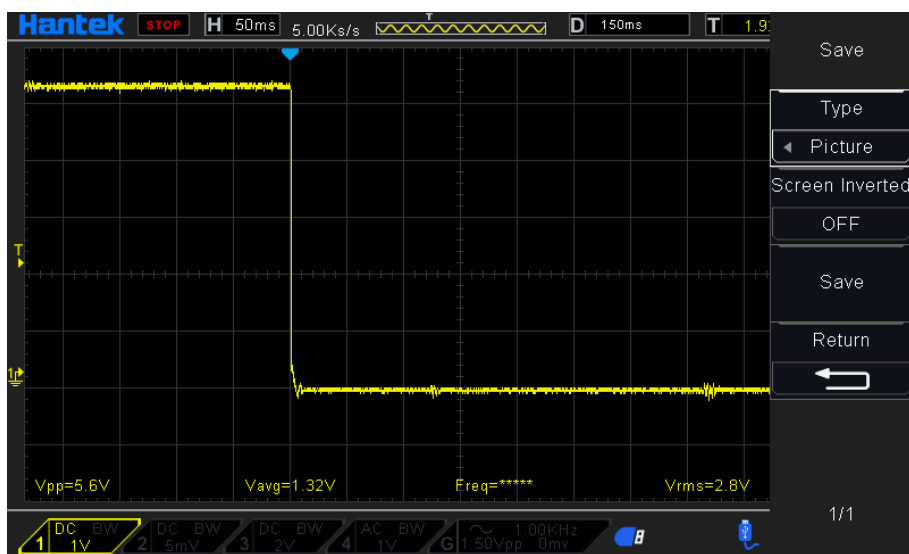


Rysunek 5.14 Przebieg napięcia wyjściowego  $U_{wy}$  przy skokowej zmianie obciążenia  $\Delta I_{wy} = 2A$ ,  $U_{wy} = 15V$

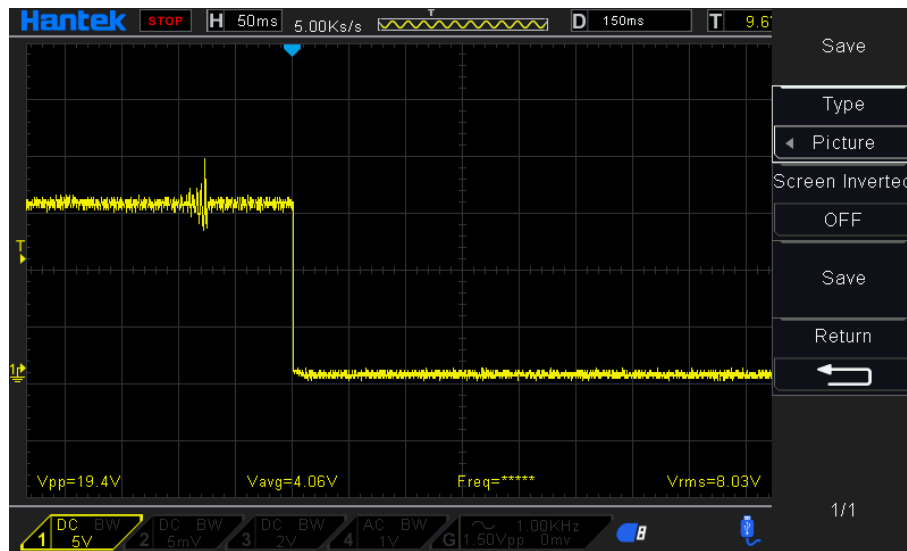


Rysunek 5.15 Przebieg napięcia wyjściowego  $U_{wy}$  przy skokowej zmianie obciążenia  $\Delta I_{wy} = 2A$ ,  $U_{wy} = 24V$

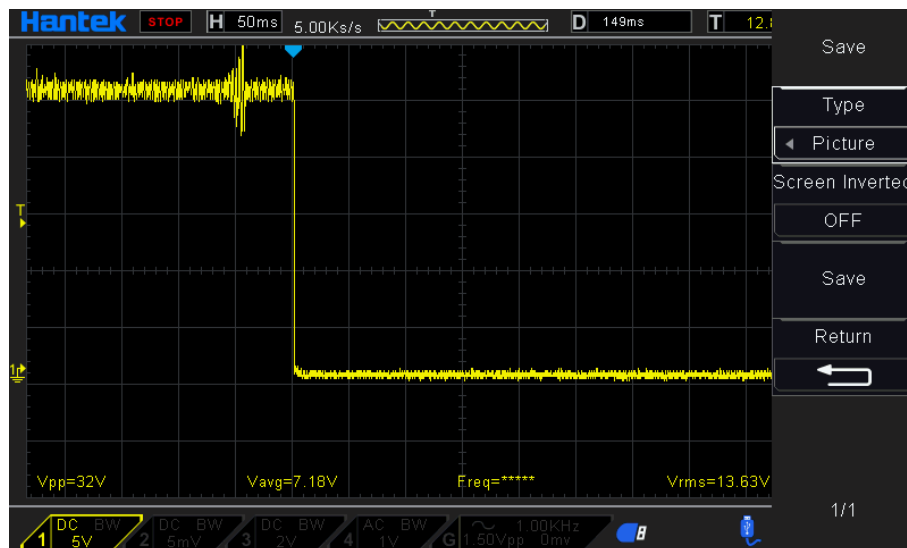
Podobnie do powyższego badania, analizie poddano także zachowanie zasilacza pod wpływem skokowego zmniejszenia obciążenia. Warunki badania pozostały niezmienione. Obserwowane dla wyłączenia obciążenia oscylogramy napięcia wyjściowego prezentują rysunki 5.16 ÷ 5.18.



Rysunek 5.16 Przebieg napięcia wyjściowego  $U_{wy}$  przy skokowej zmianie obciążenia  $\Delta I_{wy} = -2A$ ,  $U_{wy} = 5V$



Rysunek 5.17 Przebieg napięcia wyjściowego  $U_{wy}$  przy skokowej zmianie obciążenia  $\Delta I_{wy} = -2A$ ,  $U_{wy} = 15V$



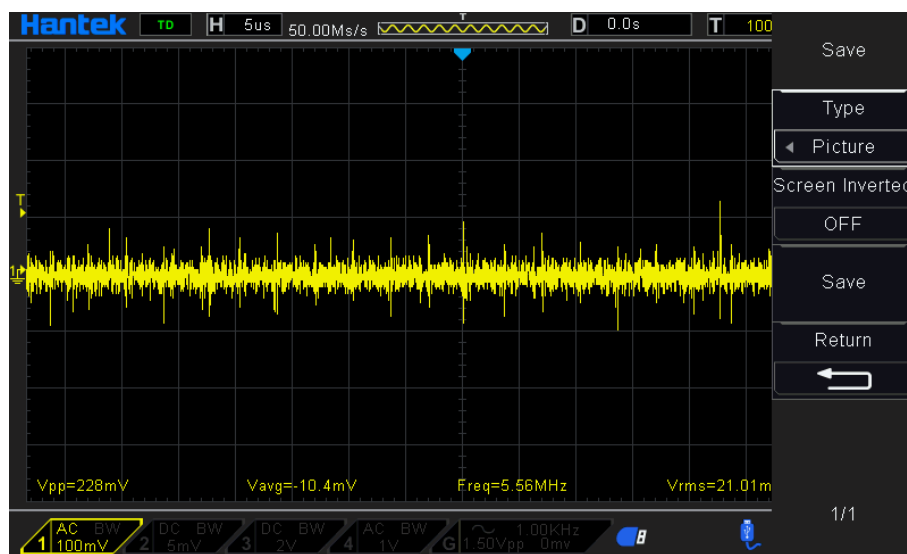
Rysunek 5.18 Przebieg napięcia wyjściowego  $U_{wy}$  przy skokowej zmianie obciążenia  $\Delta I_{wy} = -2A$ ,  $U_{wy} = 24V$

Przedstawione oscylogramy ilustrują przebiegi napięcia widoczne od strony obciążenia. Przy skokowej zmianie obciążenia nie zaobserwowano przeregulowań, a moment przełączenia charakteryzuje się wysoką stromością.

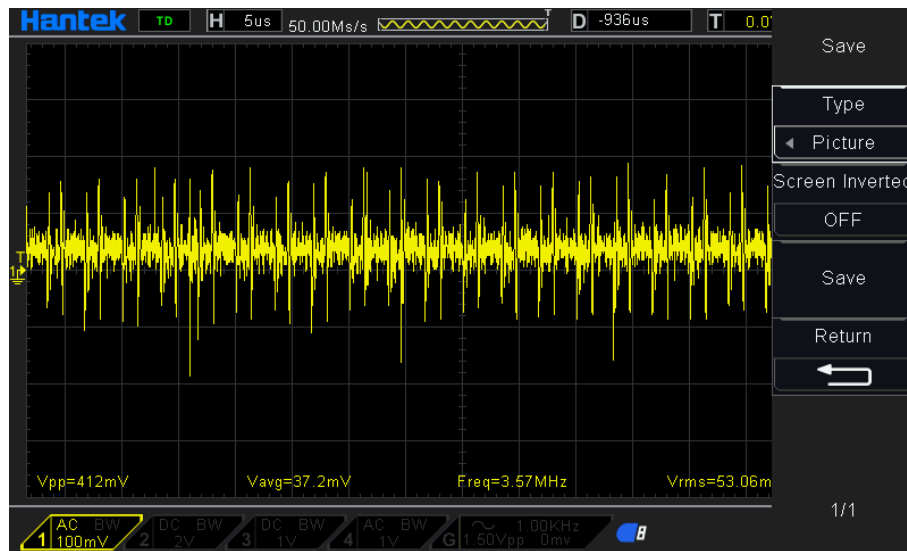
W ramach ostatniej fazy badań przeprowadzono analizę zakłóceń szybkodziennych pojawiających się na zaciskach wyjściowych urządzenia w trakcie jego pracy. Badane urządzenie zostało podłączone do aparatury pomiarowej według schematu zaprezentowanego na rysunku 5.9. Analizie poddano zakłócenia dla następujących nastaw parametrów roboczych urządzenia:

1.  $U_{wy} = 5V$ ,  $I_{wy} = 3A$ .
2.  $U_{wy} = 15V$ ,  $I_{wy} = 3A$ .
3.  $U_{wy} = 24V$ ,  $I_{wy} = 3A$ .

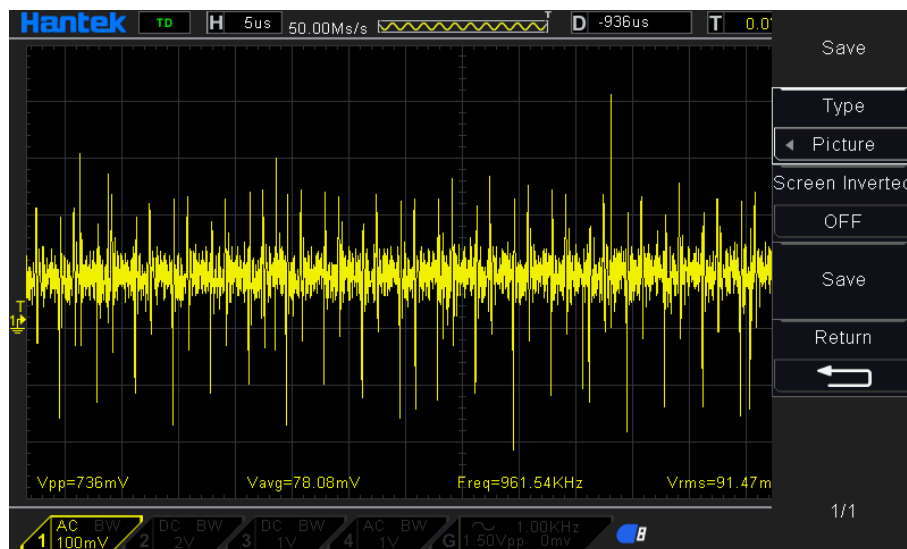
Pozwoliło to na przeprowadzenie badania dla trzech odmiennych obciążeń układu wykonawczego przekształtnika. Zaobserwowane przebiegi zaprezentowano na rysunkach 5.19 ÷ 5.21.



Rysunek 5.19 Przebieg obrazujący składową zmienną napięcia wyjściowego dla  $U_{wy} = 5V$ ,  $I_{wy} = 3A$



Rysunek 5.20 Przebieg obrazujący składową zmienną napięcia wyjściowego dla  $U_{wy} = 15V$ ,  $I_{wy} = 3A$



Rysunek 5.21 Przebieg obrazujący składową zmienną napięcia wyjściowego dla  $U_{wy} = 24V$ ,  $I_{wy} = 3A$

Na powyższych oscylogramach widoczna jest składowa zmienna napięcia wyjściowego. Ilustrują one pojawiające się na zaciskach wyjściowych urządzenia zakłócenia szybkozmiennie. Dla małych obciążeń (rysunek 5.19) międzyszczytowa wartość zmian nie przekracza 250mV. Obserwuje się również proporcjonalność między poziomem zakłóceń oraz aktualną mocą wyjściową urządzenia, gdyż dla pełnej mocy zasilacza wartość ta wynosi niemal 750mV.



# Rozdział 6

## Podsumowanie

Postawione w pracy założenia oraz cele zostały w pełni spełnione. W ramach niniejszej pracy wykonano projekt oraz zbudowano układ impulsowego zasilacza stabilizowanego sterowanego za pomocą mikrokontrolera. Zarządzanie pracą głównej przetwornicy urządzenia zrealizowano wykorzystując peryferia użytego mikrokontrolera wyspecjalizowane w zakresie generowania sygnałów wysokiej częstotliwości oraz przetwarzania sygnałów analogowych. W ramach sprzętowej części projektu wykonano oraz przeprowadzono montaż obwodu drukowanego. Konstrukcję wyposażono także w niezbędne mechanizmy zabezpieczające, umożliwiające korzystanie z urządzenia w sposób bezpieczny dla użytkownika oraz zapobiegające uszkodzeniu urządzenia w przypadku wystąpienia awarii.

Do pamięci mikrokontrolera wgrano opisane w pracy oprogramowanie. Oprogramowanie to sprawuje funkcję głównego sterownika urządzenia, realizuje pętlę regulacji oraz udostępnia interfejs komunikacyjny. Na podstawie tego interfejsu stworzono aplikację, udostępniającą pole wizualizacji parametrów pracy urządzenia oraz umożliwiającą zadawanie nastaw zasilacza według potrzeb użytkownika. Korzystając z tej aplikacji przeprowadzono przedstawione w pracy badania. Badania te miały na celu sprawdzenie funkcjonalności urządzenia. Analizie poddano także sprawność energetyczną zasilacza oraz reakcję układu regulacji na wprowadzone zakłócenia.

Wynikiem integracji części sprzętowej oraz oprogramowania jest powstanie urządzenia spełniającego funkcjonalności mobilnego zasilacza regulowanego. Wobec powyższego teza pracy została zrealizowana. Wyniki badań zaś świadczą o wypełnieniu przez stworzone urządzenie założeń projektowych, opisanych w drugim rozdziale pracy.

Podczas realizacji projektu pojawiły się problemy wynikające z rozbieżności między napięciem wyjściowym oraz mierzonym przez przetwornik analogowo–cyfrowy mikrokontrolera. Problem ten pojawiał się jedynie wtedy, gdy układ przekształtnika pracował w trybie mieszanym. Zastosowano wówczas rozwiązanie polegające na zmianie parametru kalibracyjnego tylko dla tego trybu. Odpowiednim rozwiązaniem byłoby jednak dokładniejsze sprawdzenie wpływu zakłóceń szybkodziennych na pomiar napięcia wyjściowego oraz korekta czasu wyzwalania pomiaru.

Jako rozwinięcie projektu planowana jest jego integracja z przedstawionym w rozdziale trzecim pracy *Sterownikiem interfejsu użytkownika*. Sposób użytkowania zasilacza wówczas będzie zbliżony do sposobu korzystania z aplikacji. Urządzenie odpowiedzialne za interfejs zostało wyposażone w wyświetlacz, przyciski funkcyjne oraz enkoder inkrementalny. Powyższe urządzenia wejścia/wyjścia umożliwią użytkownikowi manipulację parametrami pracy zasilacza.

Rozwinięciem opisanego w pracy modułu byłyby także eliminacja zakłóceń szybkozmiennych pojawiających się na zaciskach wyjściowych zasilacza. Zakłócenia te wynikają z impulsowego charakteru pracy przekształtnika. Problem zbyt dużych zakłóceń mógłby zostać rozwiązany poprzez zastosowanie dodatkowego stopnia regulacji pracującego w trybie ciągłym. Oba stopnie regulacji pracowałyby wówczas w kaskadzie, gdzie rolę układu nadrzędnego pełniłaby przetwornica główna zasilacza. Poprzez takie połączenie dwóch typów regulatorów osiągnąć można niskie zakłócenia napięcia wyjściowego przy zachowaniu wysokich sprawności.

Układ wykonawczy zasilacza posłużyć może do budowy urządzeń dużej mocy, w których wymagana jest manipulacja wartościami napięcia oraz prądu. Przykładowo, opisywany w pracy układ mógłby posłużyć do budowy programowalnej ładowarki akumulatorów o uniwersalnym napięciu wejściowym czy sterownika silników robota mobilnego. Użycie opisywanego urządzenia jako układ zasilający owy sterownik pozwoliłoby na obniżenie napięcia zasilającego w przypadku małych obciążeń oraz zwiększenie go w przypadku obciążeń większych. To z konsekwencji mogłoby przełożyć się na zwiększenie czasu pracy na pojedynczym ładowaniu.

# Dodatek

Do pracy załączono płytę DVD zawierającą w głównym katalogu:

`/Praca_inzynierska.pdf` — wersja cyfrowa pracy,

`/Kod_zrodlowy.zip` — archiwum z kodem źródłowym oprogramowania mikrokontrolera,

`/PCB.zip` – archiwum z projektem obwodu drukowanego urządzenia w programie *KiCad*.



# Literatura

- [1] Allegro Microsystems. *A3946 Half-Bridge Power MOSFET Controller datasheet*, 2022. [https://www.mouser.pl/datasheet/2/1115/A3946\\_Datasheet-3074329.pdf](https://www.mouser.pl/datasheet/2/1115/A3946_Datasheet-3074329.pdf).
- [2] T. Bashir, S. A. Ismail, Y. Song, R. M. Irfan, S. Yang, S. Zhou, J. Zhao, L. Gao. A review of the energy storage aspects of chemical elements for lithium-ion based batteries. *Energy Materials*, 2021. <https://www.oaepublish.com/articles/energymater.2021.20>, strony 1-59.
- [3] V. Choudhary, T. Hegarty, D. Pace. Under the hood of a noninverting buck-boost converter. Power Supply Design Seminar, 2016/17. <https://www.ti.com/seclit/ml/slup346/slup346.pdf>.
- [4] Diodes Incorporated. *Adjustable precision shunt regulators datasheet*, 2018. <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/AS431.pdf>.
- [5] Diodes Incorporated. *DMTH4005SK3Q, N-channel enhancement mode MOSFET datasheet*, 2022. <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/DMTH4005SK3Q.pdf>.
- [6] P. Horowitz, W. Hill. *The Art of Electronics*. Cambridge University Press, 2015.
- [7] LG Chem. *Rechargeable Lithium Ion Battery Model : INR18650 MJ1 3500mAh product specification*, 2014. <https://www.nkon.nl/sk/k/Specification%20INR18650MJ1%2022.08.2014.pdf>.
- [8] Maxim Integrated. *MAX9938 nanoPower, 4-Bump UCSP/SOT23, Precision Current-Sense Amplifier datasheet*, 2017. <https://www.mouser.pl/datasheet/2/609/MAX9938-3131024.pdf>.
- [9] Monolithic Power. *MP5032 QC 3.0 Controller with Integrated Current-Limit Switch datasheet*, 2017. <https://www.mouser.pl/datasheet/2/277/MP5032-2945954.pdf>.
- [10] S. Roberts. *DC/DC Book of Knowledge, Practical tips for the User*. Recom, 2016.
- [11] K. Schwab. *The Fourth Industrial Revolution*. Penguin Books Ltd, 2017.
- [12] STMicroelectronics. *AN4449 Application note – Buck-boost converter using the STM32F334 Discovery kit*, 2014. [https://www.st.com/resource/en/application\\_note/an4449-buckboost-converter-using-the-stm32f334-discovery-kit-stmicroelectronics.pdf](https://www.st.com/resource/en/application_note/an4449-buckboost-converter-using-the-stm32f334-discovery-kit-stmicroelectronics.pdf).

- [13] STMicroelectronics. *AN4539 Application note - HRTIM cookbook*, 2014. [https://www.st.com/resource/en/application\\_note/an4539-hrtim-cookbook-stmicroelectronics.pdf](https://www.st.com/resource/en/application_note/an4539-hrtim-cookbook-stmicroelectronics.pdf).
- [14] STMicroelectronics. *STM32G474RE Mainstream Arm Cortex-M4 MCU datasheet*, 2021. <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32g474re.pdf>.
- [15] Texas Instruments. *INA281, -4-V to 110-V, 1.3-MHz Current-Sense Amplifier*, 2020. [https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina281.pdf?ts=1701674580234&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina281.pdf?ts=1701674580234&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F).
- [16] Texas Instruments. *TPS55288-Q1 36-V, 16-A Buck-boost Converter with I2C Interface datasheet*, 2020. [https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps55288-q1.pdf?ts=1620805086059&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.mouser.co.il%252F](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps55288-q1.pdf?ts=1620805086059&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.mouser.co.il%252F).
- [17] Texas Instruments. *LMR51430 SIMPLE SWITCHER® Power Converter 4.5-V to 36-V, 3-A, Synchronous Buck Converter in a SOT-23 Package datasheet*, 2022. [https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmr51430.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&ts=1695594923143&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.mouser.pl%252F](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmr51430.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&ts=1695594923143&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.mouser.pl%252F).
- [18] USB Implementers Forum. *Battery Charging Specification*, 2012. <https://www.usb.org/document-library/battery-charging-v12-spec-and-adopters-agreement>.
- [19] USB Implementers Forum. *Universal Serial Bus Power Delivery Specification*, 2023. <https://www.usb.org/document-library/usb-power-delivery>.
- [20] Ö. Ferenczi. *Zasilanie układów elektronicznych: zasilacze ze stabilizatorami o pracy ciągłej, przetwornice DC-DC*. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1988.