

KIERUNEK: Elektronika

PRACA DYPLOMOWA  
INŻYNIERSKA

Tytuł pracy:  
Zasilacz serwisowy

AUTOR:  
Mikołaj Siewierski

PROMOTOR:  
Dr inż. Mariusz Ostrowski

## Streszczenie

W dokumencie omówiono opracowanie i wykonanie zasilacza laboratoryjnego z zastosowaniem do serwisu urządzeń elektronicznych. Zasilacz zaprojektowany został jako urządzenie o wysokiej sprawności i niskich wartościach tętnień wyjściowych. Ważnym aspektem urządzenia jest możliwość komunikacji z wykorzystaniem magistrali UART. W pierwszym rozdziale opisano wprowadzenie do tematu pracy. Przedstawiono również cel, założenia oraz tezę projektu. W drugim rozdziale opisano podstawowe topologie zasilaczy, w tym zasilacze liniowe i impulsowe, wyszczególniając ich zalety, wady oraz zastosowania. Omówiono również zagadnienia filtracji napięcia wyjściowego oraz metody pomiaru prądu wyjściowego zasilacza. W kolejnej części dokumentu dokonano przeglądu dostępnych na rynku urządzeń, jak również określono założenia projektowe konstruowanego urządzenia. W dalszej części pracy opracowano projekt płytki drukowanej urządzenia. Przedstawiono schemat blokowy oraz dobór poszczególnych układów. Omówiona została część programowa pracy, zaprezentowano schemat blokowy głównych części aplikacji jak również procedura i komendy stosowane do komunikacji z urządzeniem. W przedostatnim rozdziale zaprezentowano pierwsze uruchomienie oraz testy urządzenia, prezentując jego wysoką sprawność. W ostatniej części dokumentu opisano podsumowanie pracy, gdzie potwierdzono spełnienie większości założeń, wytłumaczono możliwe problemy oraz rozwiązania dla nieosiągniętych celów i omówiono możliwości dalszego rozwoju projektu.

# Spis treści

1.	Wstęp .....	4
1.1.	Cel pracy .....	4
1.2.	Zakres pracy .....	4
1.3.	Teza pracy .....	4
2.	Wprowadzenie .....	5
2.1.	Topologie zasilaczy .....	5
2.1.1.	Zasilacze liniowe .....	5
2.1.2.	Zasilacze impulsowe .....	8
2.2.	Filtracja napięcia wyjściowego .....	11
2.2.1.	Filtry RC .....	11
2.2.2.	Filtry LC .....	12
2.2.3.	Filtracja liniowa .....	12
2.3.	Pomiary parametrów zasilacza przy wykorzystaniu mikrokontrolera .....	15
2.3.1.	Metody pomiaru prądu .....	15
2.3.2.	Rezystor do pomiaru prądu .....	16
2.3.3.	Układ do pomiaru prądu na rezystorze pomiarowym .....	16
2.3.4.	Metody pomiaru prądu wykorzystujące rezystor pomiarowy .....	17
2.3.5.	Kluczowe parametry wzmacniaczy w zastosowaniu pomiaru prądu ..	19
3.	Porównanie dostępnych urządzeń .....	20
4.	Założenia pracy .....	21
5.	Projekt .....	22
5.1.	Część sprzętowa .....	22
5.1.1.	Układ przetwornicy .....	23
5.1.2.	Kompensacja zer i biegunów .....	31
5.1.3.	Filtracja napięcia wyjściowego .....	37
5.1.4.	Mikrokontroler .....	39
5.1.5.	Pomiar prądu i napięcia wyjściowego .....	41
5.1.6.	Układ sterowania napięciem i prądem wyjściowym .....	45
5.1.7.	Interfejs użytkownika .....	47
5.1.8.	Zasilacz oraz układy zasilania .....	47
5.1.9.	Projekt PCB .....	50

5.2.	Część programowa.....	52
5.2.1.	Pętla główna programu .....	52
5.2.2.	Parametry wykorzystanych protokołów transmisji.....	58
5.2.3.	Komendy sterujące zasilaczem .....	58
6.	Wyniki .....	59
6.1.	Pierwsze uruchomienie .....	59
6.2.	Uruchomienie drugiego układu przetwornicy .....	59
6.3.	Pomiar sprawności przetwornicy bez filtra wyjściowego .....	59
6.4.	Pomiar tętnień napięcia bez filtra wyjściowego .....	61
6.5.	Sterowanie napięciem wyjściowym i ograniczeniem prądowym.....	62
6.6.	Pomiar napięcia i prądu wyjściowego z wykorzystaniem mikrokontrolera	63
7.	Podsumowanie i wnioski .....	64
8.	Bibliografia .....	66

# **1. Wstęp**

Zasilacze są nieodzownym elementem współczesnych układów elektronicznych, zapewniając stabilne i niezawodne zasilanie urządzeń. W podstawowej postaci są urządzeniami, które mają przekazać energię elektryczną o odpowiednim poziomie napięcia i prądu pozwalającego działać prawidłowo urządzeniu, które zostało do niego podłączone. Szczególną rolę zasilacze odgrywają w serwisie urządzeń elektronicznych, czy też podczas konstrukcji własnych projektów. Umożliwiają one poprawną diagnostykę oraz naprawę układów. W takich sytuacjach tradycyjne zasilacze o konkretnych parametrach napięcia czy prądu wyjściowego okazują się niewystarczające. Z tego powodu kluczowe staje się wykorzystanie zasilaczy laboratoryjnych. Umożliwiają one precyzyjne sterowanie napięciem oraz prądem wyjściowym, co pozwala na elastyczne dopasowanie do wielu urządzeń. Dodatkowo często spotykaną funkcją jest możliwość ustawienia ograniczenia prądowego. Jest to zabezpieczenie ochronne, które może uchronić podłączone urządzenie w przypadku, gdy któraś z jego części nie działa prawidłowo. Zasilacze te znajdują zastosowanie nie tylko w serwisach urządzeń, ale również w laboratoriach jak i u osób zajmujących się elektroniką hobbystycznie i tworzących własne projekty.

## **1.1. Cel pracy**

Celem pracy jest opracowanie i wykonanie zasilacza laboratoryjnego z zastosowaniem do serwisu urządzeń elektronicznych.

## **1.2. Zakres pracy**

Zakres pracy obejmuje przegląd literaturowy, zaprojektowanie, konstrukcję oraz uruchomienie i przetestowanie urządzenia umożliwiającego zasilanie, diagnostykę i naprawę urządzeń elektronicznych.

## **1.3. Teza pracy**

Zastosowanie kaskadowego układu kondycjonującego poziom napięcia i prądu wyjściowego zasilacza impulsowego umożliwi precyzyjne sterowanie parametrami pracy urządzenia oraz ograniczy wpływ zastosowanych układów konwersji energii.

## 2. Wprowadzenie

Układy zasilania pełnią kluczową rolę w funkcjonowaniu urządzeń elektronicznych. W zależności od zastosowania oraz wymagań projektowych stosowane są różne konstrukcje zasilaczy, różniące się zasadą działania oraz parametrami pracy. Odpowiedni dobór topologii zasilacza ma kluczowe znaczenie w kontekście jego efektywności, stabilności pracy oraz dostosowania do potrzeb zasilanego urządzenia.

### 2.1. Topologie zasilaczy

Rozpoczynając pracę nad budową zasilacza należy zdecydować, jakiego typu urządzenie sprawdzi się najlepiej w danym rozwiązaniu. Rozważenie zalet i ograniczeń poszczególnych układów może znacząco wpłynąć na uzyskanie oczekiwanych założeń na końcu tworzenia projektu. Przed rozpoczęciem projektowania należy rozważyć następujące właściwości zasilacza:

- waga,
- wielkość,
- źródło zasilania,
- akceptowalna wartość szumów i tętnień napięcia wyjściowego,
- koszt konstrukcji i adaptacji zasilacza,
- ilość ciepła, którą może wytworzyć urządzenie,
- sprawność urządzania,
- zakres napięć oraz prądów wyjściowych.

Topologie zasilaczy mają część wspólnych, a część unikalnych cech. Każda z tych różnic może determinować wybór danej konstrukcji nad inną dla danego, na wstępie określonego założenia. Najbardziej fundamentalny podział topologii systemów zasilania jest następujący [1,2]:

- zasilacze liniowe,
- przetwornice impulsowe.

#### 2.1.1. Zasilacze liniowe

Zasilacze liniowe charakteryzują się niską sprawnością i dużą masą, lecz oferują stosunkowo niski koszt budowy jak i prostotę wykonania. Topologię tego układu zaprezentowano na rysunku (Rysunek 1). Napięcie podawane jest na transformator separacyjny obniżający napięcie, a następnie na diody (najczęściej mostek Graetza) połączone z kondensatorem do masy. Za pomocą diod napięcie AC zamieniane jest na pulsujące napięcie DC, a kondensator służy do redukcji tętnień i wygładzenia napięcia. Napięcie z kondensatora przekazywane jest na tranzystor, który w tym układzie działa jak regulowany rezystor. Na końcu układu zastosowany jest dzielnik rezystancyjny sprzężenia zwrotnego. Napięcie z dzielnika przekazywane jest do wzmacniacza błędów,

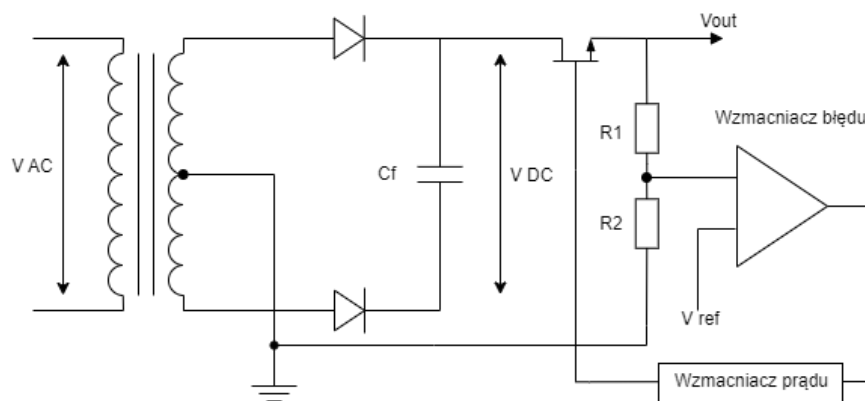
który porównuje napięcie wyjściowe z napięciem odniesienia, a następnie steruje bramką tranzystora. W przypadku, gdy napięcie wyjściowe jest za niskie, wartość sygnału sterującego zostaje zwiększona, zmniejszając tym samym spadek napięcia na tranzystorze poprzez zmniejszenie jego rezystancji. W sytuacji odwrotnej, gdy wartość napięcia wyjściowego jest zbyt wysoka, układ zmniejsza wartość sygnału sterującego, powodując zwiększenie spadku napięcia na tranzystorze. W ten sposób regulator utrzymuje stałe napięcie wyjściowe przy zmiennych warunkach pracy takich jak wzrost bądź spadek napięcia wejściowego, czy też zmiany prądu pobieranego przez element obciążenia. Z uwagi na fakt kontroli napięcia wyjściowego przy wykorzystaniu spadku napięcia na tranzystorze, napięcie wyjściowe jest zawsze mniejsze od napięcia wejściowego. Minimalna różnica wartości napięcia wejściowego od wyjściowego jest nazywana headroom (w dalszej części oznaczana  $V_{hr}$ ) i przyjmuje się, iż wynosi ono co najmniej 2.5 V. Przebiegi napięciowe zaprezentowano na rysunku (Rysunek 2).

Budowa regulatora w topologii liniowej charakteryzuje się niższym poziomem szumów i większą stabilnością napięcia wyjściowego. Transformatory w zasilaczach liniowych są dobierane do częstotliwości sieciowej 50-60 Hz, co wiąże się z dużą wagą i rozmiarem samego transformatora. Należy również pamiętać, iż energia odkładana na tranzystorze jest oddawana do otoczenia w postaci ciepła, które należy odpowiednio odebrać i rozproszyć, co wymaga zastosowania dużych i ciężkich systemów chłodzących. Moc odłożoną na tranzystorze można obliczyć korzystając z równania (1) [1,2,3]:

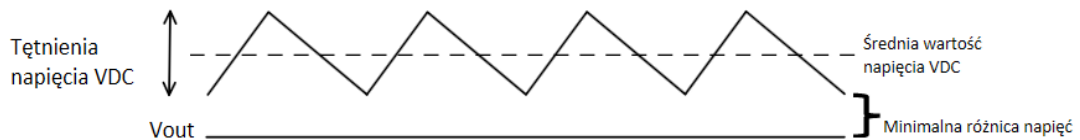
$$P = (V_{In} - V_{Out}) \cdot I_{Out} = \Delta V \cdot I_{Out}, \quad (1)$$

gdzie:

- $V_{In}$  – wartość napięcia wejściowego,
- $V_{Out}$  – wartość napięcia wyjściowego,
- $I_{Out}$  – prąd wyjściowy,
- $\Delta V$  – różnica napięcia wyjściowego i wejściowego.



Rysunek 1 Schemat zasilacza liniowego. Na podstawie [1].



Rysunek 2 Przebieg napięć w zasilaczu liniowym. Na podstawie [1].

### Sprawność regulatora liniowego

Dużą wadą regulatorów liniowych jest ich niska sprawność. Ogólny wzór opisujący sprawność regulatora liniowego opisuje równanie (2):

$$\eta = \frac{P_{Out}}{P_{In(max)}} = \frac{V_{Out} \cdot I_{Out}}{V_{DC(max)} \cdot I_{Out}} = \frac{V_{Out}}{V_{DC(max)}}, \quad (2)$$

gdzie:

- $V_{Out}$  – wartość napięcia wyjściowego,
- $V_{DC(max)}$  – wartość maksymalna na wejściu tranzystora.

Wartość maksymalną napięcia na wejściu półprzewodnika określa równanie (3):

$$V_{DC(max)} = \frac{1+0.01 \cdot T}{1-0.01 \cdot T} \cdot (V_{Out} + V_{hr} + V_r/2), \quad (3)$$

gdzie:

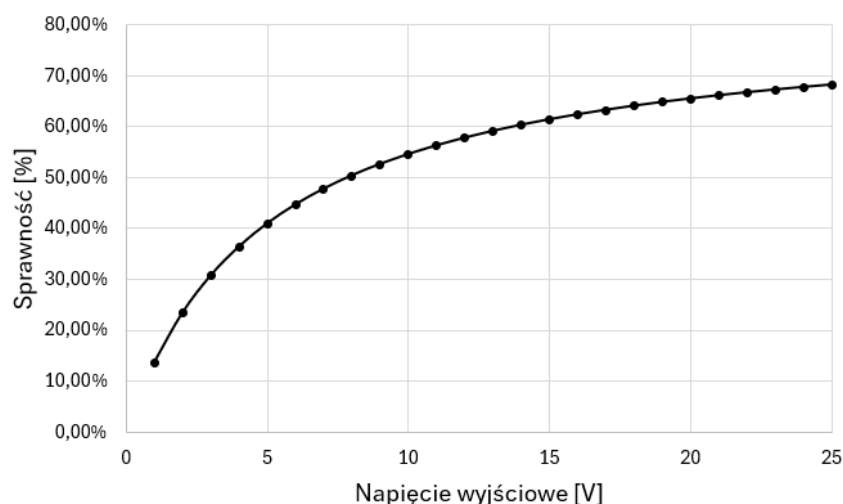
- $T$  – wartość procentowa tolerancji napięcia wejściowego do wartości nominalnej,
- $V_{Out}$  – wartość napięcia wyjściowego,
- $V_{hr}$  – minimalna wartość różnicy napięcia wejściowego od wyjściowego,
- $V_r$  – wartość tętnień napięcia wejściowego.

Sprawność całego układu można obliczyć korzystając z równania (4):

$$\eta = \frac{V_{Out}}{V_{DC(max)}} = \frac{1-0.01 \cdot T}{1+0.01 \cdot T} \cdot \left( \frac{V_{Out}}{V_{Out}+V_{hr}+V_r/2} \right). \quad (4)$$

Dla wartości tolerancji  $T = 10\%$  oraz tętnień napięcia wejściowego  $V_r = 5\text{ V}$ , sporządzono wykres prezentujący sprawność w zależności od napięcia wyjściowego, zaprezentowany na rysunku (Rysunek 3).





*Rysunek 3 Sprawność zasilacza liniowego w zależności od wartości napięcia wyjściowego. Na podstawie [1].*

Na rysunku (Rysunek 3) można zauważyć, iż wartość sprawności rośnie wraz z napięciem wyjściowym oraz ze zmniejszeniem wartości tolerancji i napięcia tętnień. Należy zwrócić uwagę, iż dla napięcia wyjściowego równego 25 V sprawność ta nie przekracza wartości 70%. Zaletą stosowania zasilaczy liniowych jest fakt dużej stabilności i niskiego szumu napięcia wyjściowego. Z tego powodu są one często używane w urządzeniach w których najważniejsza jest stabilność pracy, a waga oraz niska efektywność jest pomijalna [1,2,4].

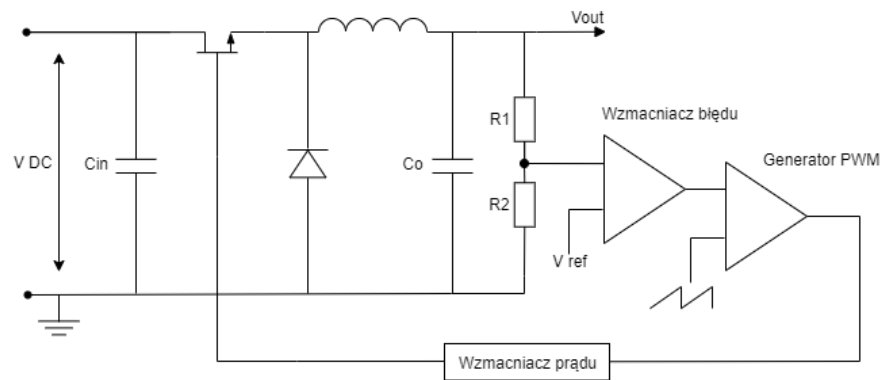
### 2.1.2. Zasilacze impulsowe

Regulatory impulsowe charakteryzują się znacznie większą sprawnością, w porównaniu do regulatorów liniowych o podobnych parametrach znamionowych, jak również urządzenia korzystające z tej topologii oferują większą mobilność z powodu mniejszych rozmiarów i wagi. Zastosowanie zasilaczy impulsowych posiada kilka istotnych wad. Konstrukcja zasilacza staje się o wiele trudniejsza i wymaga większego nakładu pracy w celu jego prawidłowego zaprojektowania. Regulatory przełączające emitują również większą ilość zakłóceń elektromagnetycznych (oznaczanych jako EMI). Wyróżnia się trzy główne typy przetwornic impulsowych:

1. obniżająca napięcie,
2. podwyższająca napięcie,
3. obniżająco-podwyższająca napięcie.

Działanie przetwornic impulsowych zostanie opisane na podstawie układu obniżającego napięcie [1,2,3].

## Regulator impulsowy obniżający napięcie



Rysunek 4 Schemat przetwornicy impulsowej obniżającej napięcie. Na podstawie [1].

Budowę podstawowego układu zaprezentowano na rysunku (Rysunek 4). Na wejściu regulatora znajduje się kondensator filtrujący tętnienia napięcia wejściowego. Tranzystor znajdujący się za kondensatorem kluczuje podane na niego napięcie. Sterowany jest on sygnałem PWM zmieniając tryb działania tranzystora z stanu odcięcia do stanu nasycenia. W ten sposób napięcie wejściowe DC jest zamieniane na impulsy, których wartość amplitudy równa jest wartości napięcia wejściowego regulatora. Na wyjściu tranzystora znajduje się dioda równolegle połączona do masy oraz filtr dolnoprzepustowy LC. Załączenie klucza powoduje pojawienie się prądu na cewce. Gdy przez cewkę płynie prąd, odkłada się na niej spadek napięcia. Wraz ze wzrostem prądu, spadek napięcia na induktorze maleje. Przepływ prądu przez cewkę w polu magnetycznym skutkuje gromadzeniem się w nim energii. W kolejnym etapie pracy układu następuje wyłączenie klucza przed nasyceniem się cewki, co powoduje uwolnienie zgromadzonej energii przez diodę, rezystory sprzężenia zwrotnego oraz rezystor obciążenia. Wzmacniacz błędu porównuje napięcie do napięcia referencyjnego i przekazuje na układ służący do konwersji sygnału na sygnał PWM. Element ten działa jako komparator, porównując napięcie z sygnałem piłokształtnym. Układ taki umożliwi stabilizację napięcia wyjściowego w przypadku zmiany wartości napięcia wejściowego czy też zmiany obciążenia na wyjściu przetwornicy. Tranzystor w układzie przetwornicy zawsze jest w stanie pełnego załączenia bądź całkowitego wyłączenia. Taka praca półprzewodnika wpływa na znaczne zmniejszenie strat mocy oraz zwiększenie sprawności regulatora. Wraz ze spadkiem strat wiąże się spadek wydzielanej mocy na układach, co zmniejsza wymagania zasilacza dotyczące układów chłodzących względem odpowiedników liniowych. Napięcie wyjściowe określane jest równaniem (5) [1,2,5]:

$$V_{out} = V_{in} \cdot D, \quad (5)$$

gdzie:

- $D$  – wartość współczynnika wypełnienia sygnału PWM.

## Sprawność regulatora impulsowego obniżającego napięcie

Sprawność w przetwornicy impulsowej obniżającej napięcie jest znacznie wyższa niż układów stabilizatora liniowego. W celu wytłumaczenia sprawności zasilaczy przyjęto, iż zastosowano idealne elementy w konstrukcji obu układów. W przypadku regulatora liniowego obniżenie napięcia wyjściowego polega na odłożeniu się spadku napięcia na półprzewodniku, co wiąże się z utratą mocy zgodnie z równaniem (1).

W celu oszacowania sprawności przetwornicy impulsowej dla idealnych parametrów należy rozważyć pracę układu. W momencie zamknięcia klucza, odkłada się na nim maksymalna wartość napięcia wejściowego, jednakże nie płynie przez niego prąd. W kolejnym etapie działania regulatora następuje pełne włączenie klucza, co powoduje, iż przez tranzystor przepływa maksymalny prąd, spadek napięcia na elemencie jest bliski 0. Z tego powodu dla układu o idealnych elementach sprawność przetwornicy wynosi 100%, co ukazuje, iż sprawność danego układu w topologii impulsowej zależy wyłącznie od rzeczywistych wartości elementów. Na straty mocy w regulatorze impulsowym składają się dwie główne składowe:

- straty przewodzenia diody, tranzystora oraz cewki,
- straty przełączenia.

Obliczenie wartości strat przewodzenia tranzystora i diody można określić korzystając z równania (6):

$$P_{DC} = V_p \cdot I_{out} \cdot \frac{T_{ON}}{T} + V_p \cdot I_{out} \cdot \frac{T_{OFF}}{T} = V_p \cdot I_{out}, \quad (6)$$

gdzie:

- $V_p$  – określa wartość napięcia przewodzenia,
- $T_{ON}$  – czas włączenia klucza 1 (tranzystora),
- $T_{OFF}$  – czas wyłączenia klucza 1 (czas działania diody),
- $T$  – okres trwania cyklu przełączania.

Wartość strat przełączania jest trudniejsze do obliczenia. W momencie włączania się tranzystora, napięcie zaczyna na nim maleć od wartości napięcia zasilania do zera, zaś prąd jednocześnie zaczyna rosnąć od zera do wartości  $I_{out}$ . Średnia moc wynikająca z przełączenia się układu, zgodnie z równaniem (7) wynosi:

$$P(T_{ON}) = \int_0^{T_{ON}} I \cdot V dt = \frac{V_{IN} \cdot I_{out}}{6}. \quad (7)$$

Podczas jednego okresu załączania, moc uśredniona można obliczyć korzystając z równania (8):

$$P(T_{ON}) = \frac{V_{IN} \cdot I_{out}}{6} \cdot \frac{T_{ON}}{T}. \quad (8)$$

Zakładając przypadek krytyczny, w którym  $T_{ON} = T_{OFF} = T_S$  (okres przełączania), strata mocy przełączania opisywana jest równaniem (9):

$$P_{AC} = \frac{V_{IN} \cdot I_{Out} \cdot T_S}{3 \cdot T}. \quad (9)$$

Sprawność całego układu można zatem zapisać równaniem (10):

$$\eta = \frac{P_{Out}}{P_{Out} + P_{DC} + P_{AC}} = \frac{V_{OUT} \cdot I_{Out}}{V_{OUT} \cdot I_{Out} + V_p \cdot I_{Out} + \frac{V_{IN} \cdot I_{Out} \cdot T_S}{3 \cdot T}} = \frac{V_{OUT}}{V_{OUT} + V_p + \frac{V_{IN} \cdot T_S}{3 \cdot T}}. \quad (10)$$

Pomimo większej ilości czynników składających się na straty w przetwornicy impulsowej, charakteryzuje się ona wyższą sprawnością w porównaniu do zasilaczy liniowych [1,2,4,6].

## 2.2. Filtracja napięcia wyjściowego

Bardzo ważnym aspektem w konstrukcji regulatora jest odpowiednia filtracja napięcia wyjściowego, w szczególności dla układów impulsowych. Nieprawidłowa filtracja może doprowadzić do problemów związanych z działaniem oraz ewentualnym uszkodzeniem urządzenia podłączonego do danego zasilacza. Podstawowe typy filtracji to:

- filtry RC,
- filtry LC,
- filtracja liniowa.

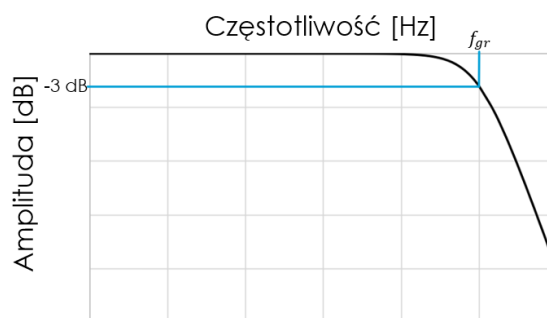
### 2.2.1. Filtry RC

Filtracja z wykorzystaniem filtrów RC jest bardzo prosta. Składa się on z połączenia rezystora i kondensatora. Rezystor połączony jest szeregowo z linią zasilania, kondensator natomiast równolegle połączony do masy. Układ ten tworzy filtr dolnoprzepustowy, a częstotliwość spadku 3 dB można obliczyć z następującego równania (11):

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}. \quad (11)$$

Częstotliwość ta określa spadek wartości o 3 dB, co jest równe w przybliżeniu wartości obliczanej z wykorzystaniem równania (12):

$$U_{OUT} = 0.707 \cdot U_{IN}. \quad (12)$$



Rysunek 5 Charakterystyka filtra dolnoprzepustowego RC.

Charakterystykę filtra zaprezentowano na rysunku (Rysunek 5). Jest on stosunkowo prostym i tanim układem. Pozwala na odfiltrowanie określonych częstotliwości i przepuszczenie oczekiwanych. Wadą takiego zastosowania jest wartość niezerowa dla sygnałów o częstotliwości większej niż częstotliwość tłumienia. W układach o wyższych wartościach prądu należy również pamiętać o spadku napięcia na rezystorze, a co za tym idzie wytrąceniu pewnej mocy w postaci ciepła. Elementy zastosowane w układzie mają również swoje wartości pasożytnicze. Z tego powodu może dojść do sytuacji, w której zamiast filtra dolnoprzepustowego w praktyce filtr stanie się pasmowo zaporowy i przestanie spełniać oczekiwaną funkcję [5,7].

### 2.2.2. Filtry LC

Filtry LC bardzo dobrze sprawdzają się w zastosowaniach do redukcji zakłóceń oraz tętnień napięcia. Dużą zaletą w porównaniu do filtrów RC jest fakt tłumienia wyższych częstotliwości bez wykorzystywania kondensatorów o dużej wartości pojemności. Ponadto oferują one również niższą stratę mocy. Częstotliwość graniczną filtra dolnoprzepustowego można obliczyć zgodnie z równaniem (13):

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}. \quad (13)$$

Pomimo dużych zalet filtrów LC należy zwrócić uwagę na kilka ważnych wad. Filtry te charakteryzują się większym rozmiarem oraz kosztem. Dużym ryzykiem podczas projektowania filtrów LC jest fakt możliwości wystąpienia rezonansu w układzie. W takim wypadku układ zamiast tłumić może zacząć wzmacniać sygnały o wybranych częstotliwościach. Z tego powodu najbezpieczniejszym rozwiązaniem jest pomiar parametrów i szumów układu, do którego planowane jest zamontowanie filtra LC, a następnie po analizie wyników prawidłowe dobranie odpowiednich elementów [4,8].

### 2.2.3. Filtracja liniowa

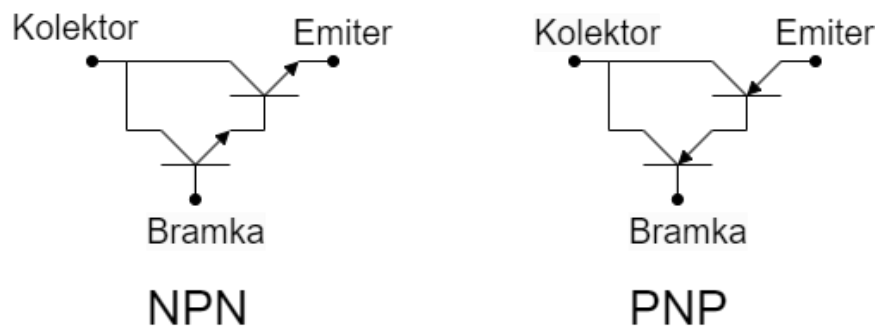
W poprzedniej części dokumentu poruszono temat zasilaczy liniowych. Dużą wadą takich układów była niska sprawność oraz wymagania dotyczące odprowadzenia ciepła. Układ liniowy można jednak zastosować również w funkcji stabilizacji napięcia wyjściowego. W takim układzie można wykorzystać tranzystor mocy. Jest on sterowany

napięciem z dzielnika napięciowego z wyjścia z wykorzystaniem układu wzmacniacza błędu. Stabilizatory liniowe tłumią szумы i tętnienia napięcia wyjściowego. Dużą zaletą takich układów jest również fakt szybkości działania takiego układu w przypadku zmiany obciążenia. Wadą takich układów nadal pozostaje niska sprawność oraz ograniczenia temperaturowe wynikające z rozpraszanej przez elementy układu mocy. Wyżej wymienione wady można ograniczyć, dobierając odpowiednio stabilizator liniowy tak, aby zminimalizować odkładaną się na nim moc. Układem takim można sterować przy wykorzystaniu wzmacniacza operacyjnego. Należy jednak pamiętać, iż wzmacniacze operacyjne mają niską wartość prądu wyjściowego, zaś tranzystory mocy posiadają niskie wzmocnienie prądowe, co może powodować niską wydajność prądową układu. Z tego powodu w stabilizatorach liniowych stosuje się następujące układy [1,9]:

- układ Darlingtona,
- układ Sziklaiego.

### Układ Darlingtona

Układ Darlingtona składa się z dwóch tranzystorów tego samego typu. Górny tranzystor jest tranzystorem sterującym, wzmacniającym prąd układu wzmacniacza operacyjnego, podłączany jest on między bramką a kolektorem tranzystora mocy. Układ zaprezentowano na rysunku (Rysunek 6).



Rysunek 6 Schemat pary Darlingtona typu NPN (po lewej) oraz PNP (po prawej). Na podstawie [9].

Wzmocnienie prądowe takiego układu można obliczyć zgodnie z równaniem (14) [1,9]:

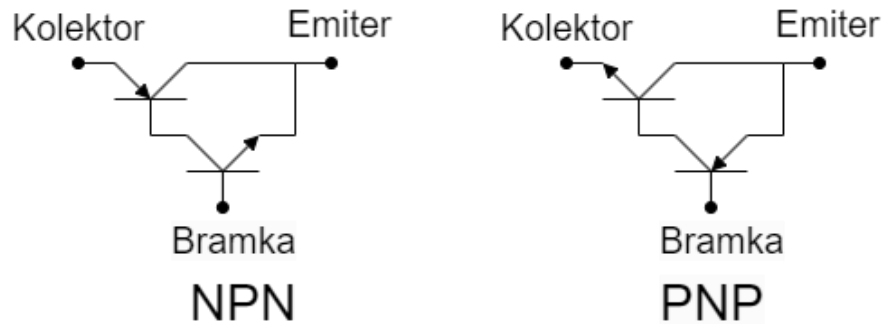
$$\beta = \beta_{Q1} \cdot \beta_{Q2} + \beta_{Q1} + \beta_{Q2} , \quad (14)$$

gdzie:

- $\beta$  – określa wzmocnienie prądowe układu.

### Układ Sziklaiego

W porównaniu do układu Darlingtona, para Sziklaiego (nazywana również parą złożoną) składa się z dwóch tranzystorów różnego typu. Układ zaprezentowano na rysunku (Rysunek 7) [9].



Rysunek 7 Schemat pary Sziklaiego typu NPN (po lewej) oraz PNP (po prawej). Na podstawie [9].

Ważną cechą pary Sziklaiego jest fakt, iż konfiguracja pary posiada polaryzację taką, jak tranzystor sterujący. Wzmocnienie tego układu zapisano w równaniu (15):

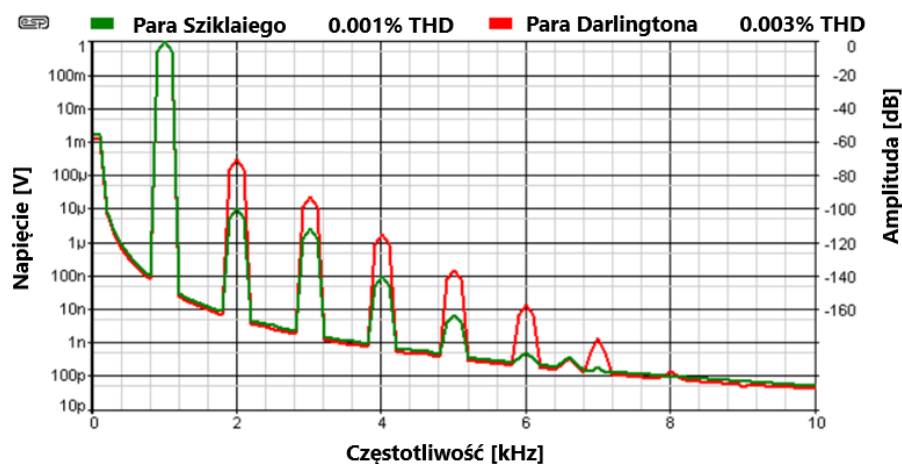
$$\beta = \beta_{Q1} \cdot \beta_{Q2} + \beta_{Q1}. \quad (15)$$

### Para Darlingtona a para Sziklaiego - porównanie

Oprócz innego układu elementów, zaznaczono fakt różnicy w wzmocnieniu prądowym. W praktyce różnica ta jest pomijana i dla obu układów korzysta się z równania (16):

$$\beta = \beta_{Q1} \cdot \beta_{Q2}. \quad (16)$$

Dużą zaletą w wykorzystaniu pary Sziklaiego jest fakt o wiele wyższej liniowości w porównaniu do układu Darlingtona. Na rysunku (Rysunek 8) przedstawiono wykres prezentujący pomiar THD wskazujący na stopień zniekształcenia sygnału dla obu układów.



Rysunek 8 Thumienie szumów sygnału dla pary Sziklaiego (zielony) oraz pary Darlingtona (czerwony). Na podstawie [9].

Ważnym aspektem w przypadku stabilizatorów liniowych jest wpływ temperatury na stabilność urządzenia. Wzmocnienie tranzystora rośnie wraz z wzrostem wydzielanej na

nim temperatury. Z tego powodu ważne jest prawidłowe odprowadzenie ciepła, aby układ pracował stabilnie dla różnych warunków.

*Tabela 1 Prąd całkowity w zależności od czasu dla pary Sziklaiego oraz pary Darlingtona. Na podstawie [9].*

Temperatura tranzystora		Para Sziklaiego	Para Darlingtona
Tranzystor sterujący	Tranzystor mocy	Prąd całkowity	Prąd całkowity
25 °C	25 °C	41 mA	41 mA
75 °C	25 °C	123 mA	96 mA
25 °C	75 °C	44 mA	87 mA
75 °C	75 °C	126 mA	148 mA

Jak można zauważyć w tabeli (Tabela 1), na wzmocnienie pary Darlingtona wpływa temperatura tranzystora sterującego, jak i tranzystora mocy. W przypadku pary złożonej jest natomiast inaczej. Wraz ze wzrostem temperatury tranzystora sterującego rośnie również prąd całkowity, jednakże w przypadku wzrostu temperatury tranzystora mocy prąd całkowity ulega pomijalnej zmianie. Z tego wynika bardzo duża zaleta pary Sziklaiego – charakteryzuje się ona znacznie wyższą stabilnością temperaturową w porównaniu do układu Darlingtona [1,9].

## 2.3. Pomiary parametrów zasilacza przy wykorzystaniu mikrokontrolera

Bardzo ważnym aspektem zasilacza laboratoryjnego jest pomiar parametrów pracy urządzenia. Prawidłowa i szybka detekcja wartości prądu i napięcia wyjściowego pozwala na dostosowanie parametrów układu dla konkretnego zastosowania. Umożliwia to również szybką detekcję podłączenia uszkodzonego urządzenia i szybkie zadziałanie w wykryciu zwarcia.

### 2.3.1. Metody pomiaru prądu

Prąd jest sygnałem, który charakteryzuje się dużą problematycznością w aspekcie pomiaru jego wartości. Wyróżnia się dwie główne metody pomiaru prądu. Pierwszą z nich jest pomiar z wykorzystaniem rezystora służącego do pomiaru prądu (zwanego również jako rezystor bocznikowy) oraz układu wzmacniacza w konfiguracji wzmacniacza różnicowego. Drugą z metod jest wykorzystanie faktu, iż prąd przepływający przez ścieżkę wywarza pole magnetyczne, które może zostać zmierzone na przykład wykorzystując efekt Halla [5,10].



### 2.3.2. Rezystor do pomiaru prądu

Rezystor pomiarowy czy też bocznikowy jest elementem skonstruowanym specjalnie dla zastosowania w układach pomiaru prądu stałego. Przepływający przez niego prąd powoduje spadek napięcia na układzie, a następnie wartość ta jest mierzona przez odpowiedni układ. Rezystor pomiarowy charakteryzuje się następującymi parametrami:

- niska rezystancja,
- wysoka dokładność (wartość tolerancji poniżej 1%),
- niska wartość współczynnika temperaturowego.

Dzięki takim parametrom spadek napięcia na danym układzie jest przewidywalny i akceptowalnie stabilny przy wzroście temperatury. Niska rezystancja jest wymagana z powodu mocy wytrącanej się na rezystorze, którą można obliczyć korzystając z równania (17):

$$P = U \cdot I. \quad (17)$$

Im większa wartość rezystancji, tym większa moc wydzielona się na układzie, co może spowodować jego uszkodzenie jak również zwiększenie błędu pomiaru.

Zalety pomiaru prądu z wykorzystaniem rezystora pomiarowego są następujące:

- niski koszt,
- wysoka dokładność zmierzonej wartości,
- pomiar niskiej oraz średniej wartości prądu.

Wadami zaś takiego układu są:

- dodatkowa rezystancja w mierzonej ścieżce,
- strata mocy w postaci ciepła na rezystorze.

W przypadku pomiaru prądu przy dużej wartości składowej częstotliwościowej należy dobrać rezystor o niskiej indukcyjności własnej. Przy niezastosowaniu się do tego w układzie może wyindukować się siła elektromotoryczna. Takie zjawisko znacząco wpływa na pogorszenie dokładności pomiaru [5,11].

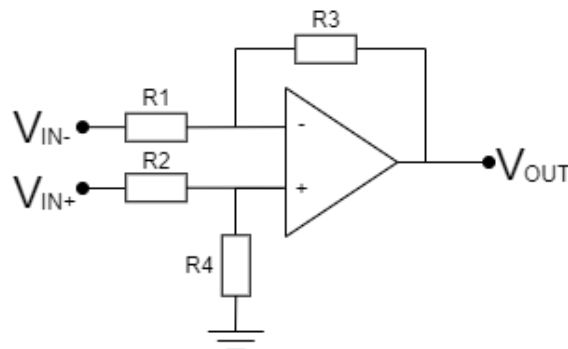
### 2.3.3. Układ do pomiaru prądu na rezystorze pomiarowym

Przy pomiarze prądu należy pamiętać o fakcie, iż wraz z wzrostem mierzonego prądu, przez wydzielaną się na rezystorze moc rośnie również jego temperatura, co wymusza zastosowanie rezystora o niskiej wartości rezystancji. Spadek napięcia na rezystorze można obliczyć korzystając z równania (18):

$$U = R \cdot I. \quad (18)$$

Im mniejsza rezystancja, tym mniejszy spadek napięcia. Z tego powodu w celu pomiaru prądu z wykorzystaniem rezystora bocznikowego wykorzystuje się układy

wzmacniacza różnicowego. Pozwala on na dobór wzmocnienia napięcia wyjściowego względem napięcia wejściowego poprzez odpowiednie dopasowanie rezystorów układu. Schemat układu zaprezentowano na rysunku (Rysunek 9).



Rysunek 9 Schemat układu wzmacniacza różnicowego. Ze zbiorów autora.

Napięcie wyjściowe układu można obliczyć z równania (19):

$$V_{OUT} = -V_{IN-} \cdot \left(\frac{R_3}{R_1}\right) + V_{IN+} \cdot \left(\frac{R_4}{R_2+R_4}\right) \cdot \left(\frac{R_1+R_3}{R_1}\right). \quad (19)$$

W większości przypadków wprowadza się założenie, iż  $R_1 = R_2$  oraz  $R_3 = R_4$ . Skorzystanie z takiej zależności upraszcza równanie (19) do postaci zaprezentowanej w równaniu (20):

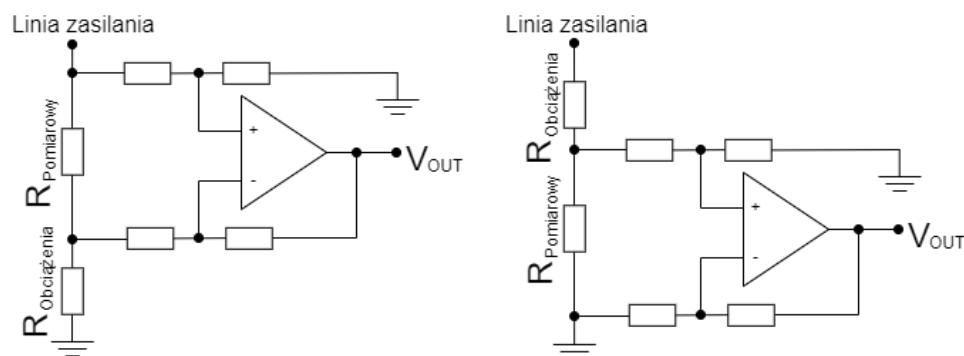
$$V_{OUT} = \left(\frac{R_3}{R_1}\right) \cdot (V_{IN+} - V_{IN-}). \quad (20)$$

Z uwagi stosowania niskich wartości rezystora pomiarowego, układy wzmacniacza różnicowego służącego do pomiaru prądu często posiadają duże wzmocnienie różnicy napięć wejściowych. Pozwala to na wyskalowanie napięcia mierzonego w celu dopasowania go do zakresu przetwornika analogowo-cyfrowego. Aktualnie producenci oferują coraz większą ilość gotowych układów wzmacniaczy różnicowych, które posiadają wewnętrznie ustalone wzmocnienie. Dzięki temu możliwa jest większa dokładność wzmocnienia oraz wprowadzając rezystory ustawiające parametr wzmocnienia do wnętrza układu, zmniejszany jest dryft temperatury. Zastosowanie takie pozwala na zmniejszenie błędu pomiarowego oraz pozwala zaoszczędzić miejsce na płycie drukowanej [5,12].

#### 2.3.4. Metody pomiaru prądu wykorzystujące rezystor pomiarowy

W zasilaczach oraz układach przekształtników napięcia o niskich bądź średnich wartościach prądu mierzonego stosuje się głównie dwie metody pomiaru:

- pomiar po stronie linii zasilania,
- pomiar po stronie masy.



Rysunek 10 Pomiar prądu po stronie zasilania (po lewej) oraz po stronie masy (po prawej). Ze zbiorów autora.

Na rysunku (Rysunek 10) zaprezentowano obie techniki pomiaru prądu. Pierwszą techniką jest pomiar po stronie masy układu. Rezystor podłączony jest do obciążenia, a z drugiej strony doprowadzony jest do masy. Układ taki charakteryzuje się następującymi cechami:

- prostota układu,
- duży wybór układów wzmacniaczy,
- niski koszt wykonania,
- problem wykrycia zwarcia do masy,
- zmiana wartości napięcia masy.

Ważną zaletą takiego układu oprócz prostoty oraz niskiego kosztu wykonania jest duży wybór dostępnych na rynku wzmacniaczy. W tym zastosowaniu układy mogą mieć niskie wartości zasilania jak również niską wartość zakresu napięcia wspólnego co znacząco wpływa na dostępność i niższą cenę.

Pomimo powyższych zalet, technika pomiaru prądu po stronie masy ma dwie główne wady. Pierwszą z nich jest brak możliwości wykrycia zwarcia w układzie. W przypadku zwarcia obciążenia do masy, prąd w pełni przepłynie zwarcie. W takim wypadku przez rezystor nie przepłynie prąd, a co za tym idzie układ pomiarowy będzie wykazywać wartość prądu równą zero. Drugim poważnym problemem jest zmiana wartości odniesienia dla obciążenia. Masa obciążenia a masa zasilania będą różnić się o wartość spadku napięcia na rezystorze. Może to spowodować błędne działanie układów komunikujących się między sobą, gdyż będą one na różnych wartościach odniesienia.

Przeciwną metodą jest pomiar prądu po stronie linii zasilającej. W tej konfiguracji rezystor połączony jest od napięcia zasilania do obciążenia. Metoda ta ma następujące zalety i wady [12,13,14]:

- wykrycie zwarcia w układzie obciążenia,
- brak zakłóceń wartości masy,
- pomiar prądu bezpośrednio na jego źródle,
- części o wysokim napięciu zasilania,

- zastosowanie układów o wysokich wartościach zakresu napięcia wspólnego (CMV) znacząco zwiększa koszt oraz zmniejsza dostępność układów.

### **2.3.5. Kluczowe parametry wzmacniaczy w zastosowaniu pomiaru prądu**

Prawidłowy dobór wzmacniacza operacyjnego, zastosowanego w układzie pomiaru prądu wymaga rozpatrzenia kilku kluczowych cech [12]:

- zakres wspólnego trybu pracy – jest to przedział napięcia na wejściu wzmacniacza względem masy,
- napięcie niezrównoważenia – parametr określa błąd różnicowy na wejściu wzmacniacza,
- wzmocnienie – wbudowane wzmocnienie zwiększające wartości pomiaru do zakresu pomiarowego,
- stabilność temperaturowa – wbudowane rezystory w układ wzmacniacza do pomiaru prądu zmniejszają dryft temperaturowy.

### 3. Porównanie dostępnych urządzeń

Tabela 2 Porównanie parametrów urządzeń dostępnych na rynku na rok 2024.

Cecha	Model zasilacza			
	Uni-T UTP1305	Wanptek NPS3010W-4	Korad KD3005D	Hantek HDP135V6S
Zakres napięcia wyjściowego [V]	od 0 do 32	od 0 do 30	od 0 do 30	od 0 do 35
Zakres prądu wyjściowego [A]	od 0 do 5	od 0 do 10	od 0 do 5	od 0 do 6
Rozdzielczość regulacji napięcia [mV]	100	10	10	10
Rozdzielczość regulacji prądu [mA]	10	1	1	1
Tętnienia i szum	$\leq 1$ mVrms	0,5% Vp-p	$\leq 1$ mVrms	$\leq 10$ mVrms
Regulacja napięcia	$\leq 0.01\% + 3$ mV	$0.1\% + 3$ mV	$\leq 0.01\% + 2$ mV	$\leq 0.01\% + 3$ mV
Ograniczenie prądowe	Tak	Tak	Tak	Tak
Regulacja natężenia	$\leq 0.1\% + 5$ mA	$0.1\% + 3$ mA	$\leq 0.1\% + 5$ mA	$\leq 0.2\% + 3$ mA
Zewnętrzna komunikacja	Brak	Brak	Brak	RS-232
Cena [PLN]	539,55	408,85	357,04	531,09

W tabeli (Tabela 2) zaprezentowano porównanie kilku dostępnych na rynku urządzeń. Cena w roku 2024 każdego z tych zasilaczy nie przekracza 600 złotych. Jak można zauważyć, większość z tych zasilaczy nie przekracza wartości prądu wyjściowego równej 6 A. Tylko jeden z zaprezentowanych zasilaczy osiąga wartość prądu wyjściowego 10 A. Porównane zasilacze cechują się podobnym maksymalnym napięciem wyjściowym, wynoszącym około 30 V. Każdy z nich cechuje się funkcją ograniczenia prądowego. Tylko zasilacz marki Hantek posiada możliwość komunikacji poprzez port wyjściowy, w tym wypadku wykorzystując interfejs RS-232. Zasilacze cechują się zbliżoną wartością regulacji napięcia wyjściowego. Wartość ta wynosi  $\leq 0.01\% + 3$  mV (nie licząc zasilacza marki Wanptek, którego wartość ta wynosi  $0.1\% + 3$  mV). Wartość regulacji natężenia w zasilaczach jest bardziej zróżnicowana. Najwyższą dokładność dla niskich prądów cechuje się zasilacz Hantek. W przypadku wyższych prądów większą dokładnością cechują się pozostałe zasilacze.

## 4. Założenia pracy

W ramach projektu przyjęto następujące założenia, które określają wymagania funkcjonalne oraz techniczne projektowanego zasilacza laboratoryjnego:

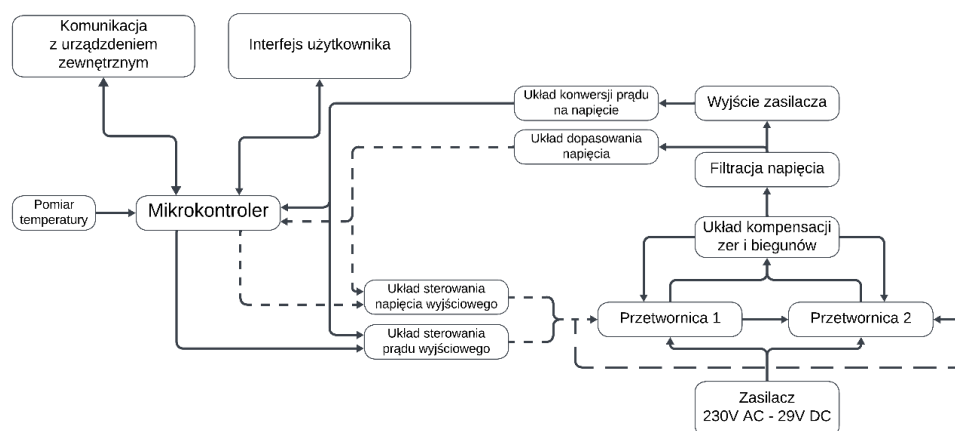
- maksymalne napięcie wyjściowe równe 25 V,
- maksymalny prąd wyjściowy 10 A,
- sprawność przetwornicy co najmniej 80% przy obciążeniu 1 A,
- komunikacja i sterowanie z wykorzystaniem zewnętrznego urządzenia,
- sterowanie napięciem wyjściowym w zakresie od 0.5 do 25 V,
- zabezpieczenie w postaci ograniczenia prądowego
- możliwość pomiaru napięcia wyjściowego:
  - a) w zakresie napięcia do 5 V błąd względny poniżej 4% wartości mierzonej,
  - b) w zakresie napięcia od 5 do 25 V błąd względny poniżej 2% wartości mierzonej,
- możliwość pomiaru prądu z błędem do 3% wartości mierzonej,
- tętnienia napięcia wyjściowego poniżej 100 mV.

## 5. Projekt

Projekt urządzenia można podzielić na dwie główne części. Pierwszą z nich jest część sprzętowa, opisująca zaimplementowane rozwiązania oraz zastosowane układy. Część programowa natomiast opisuje schemat i działanie programu służącego do sterowania jak również pomiaru parametrów pracy układu.

### 5.1. Część sprzętowa

Projekt można rozdzielić na kilka poszczególnych bloków przedstawionych na rysunku (Rysunek 11). Jako zasilacz zdecydowano się na przetwornicę impulsową. W celu jej zasilania zastosowano zasilacz impulsowy, zmieniający napięcie wejściowe 230 V AC na bezpiecznie 29 V DC. W schemacie zastosowano dwa układy przetwornic połączone równolegle o maksymalnym napięciu wyjściowym 25 V i maksymalnym prądzie wyjściowym 5 A co w rezultacie daje wartość 10 A. Napięcie z przekształtników następnie podawane jest na układ do kompensacji zer i biegunów w celu stabilizacji ich charakterystyki amplitudowej. Jako filtr napięcia wyjściowego zastosowano parę Sziklaiego, z którego napięcie podawane jest na wyjście urządzenia jak również na układ dopasowujący wartość napięcia do pomiaru. Pomiędzy wyjściem masy zasilacza, a rzeczywistą masą urządzenia dodano układ konwersji prądu na napięcie. W urządzeniu zastosowano mikrokontroler, pełniący funkcję pomiarową, jak również odpowiedzialną za komunikację z użytkownikiem oraz zarządzanie pracą urządzenia, umożliwiając zmianę parametrów napięcia i prądu wyjściowego. Sterowanie umożliwiają dwa układy odpowiedzialne za sterowanie poprzez porównanie napięć z mikrokontrolera z napięciami odniesienia przetwornicy. Jako interfejs użytkownika zastosowano wyświetlacz alfanumeryczny pokazujący wartości napięcia i prądu wyjściowego. Urządzenie również umożliwia sterowanie parametrami poprzez podłączenie go do zewnętrznego komputera z wykorzystaniem przewodu USB i wirtualnego portu COM. W układzie zaimplementowano również pomiar temperatury.



Rysunek 11 Schemat blokowy urządzenia. Ze zbiorów autora.

### 5.1.1. Układ przetwornicy

Głównym elementem urządzenia jest układ przekształtnika napięcia. Zdecydowano się na zastosowanie przetwornicy impulsowej z uwagi na następujące cechy:

- niska waga i mniejszy rozmiar,
- wysoka sprawność,
- mniejsze wymagania co do odprowadzenia ciepła.

W zasilaczach laboratoryjnych coraz częściej są stosowane przetwornice impulsowe, jednakże nadal producenci najczęściej stosują układy liniowe z uwagi na prostotę ich budowy. Duży rozmiar i waga zasilaczy powodują ich małą praktyczność. W celu redukcji napięcia wyjściowego, moc odkładana jest na tranzystorze, a następnie na przykręconym do niego radiatorze. Powoduje to stosowanie dodatkowych masywnych układów chłodzących zwiększając rozmiar i wagę urządzenia.

W urządzeniu zdecydowano się na układ przetwornicy z topologii obniżającej napięcie. W celu doboru układu ustalono następujące parametry:

- typ układu: Buck,
- napięcie wejściowe: 29 V,
- zakres napięcia wyjściowego: 2 – 25 V,
- maksymalny prąd wyjściowy: 10 A,
- sprawność: >80%.

Na podstawie powyższych parametrów sporządzono tabelę (Tabela 3) porównującą kilka modeli spełniających powyższe założenia.

*Tabela 3 Porównanie dostępnych na rynku układów przetwornic spełniających założenia.*

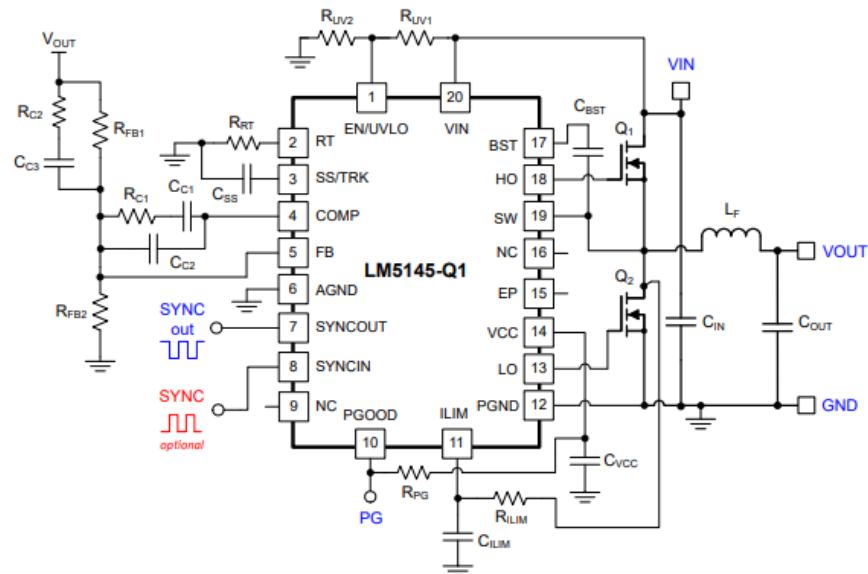
Układ	Topologia	Zakres napięcia wejściowego [V]	Zakres napięcia wyjściowego [V]	Maksymalny prąd wyjściowy [A]	Sprawność [%]
LM5145	Buck	6 – 75	0,8 – 75	>10	85 – 95
LM25145	Buck	4,5 – 42	0,8 – 40	>10	85 – 95
LT8705	Buck-Boost	2,8 – 80	1,2 – 76	>10	85 – 95
LM5176	Buck-Boost	3,5 – 60	1,2 – 58	>10	≥ 90

Ostatecznie na układ przetwornicy wybrano LM5145 produkcji Texas Instruments. Produkt ten charakteryzuje się szerokim zakresem napięć wejściowych i wyjściowych umożliwiając w przyszłości rozbudowę układu, pozostając nadal stosunkowo prostym w integracji. Dodatkowym atutem jest szeroka dokumentacja producenta. Układ ten posiada osobne piny umożliwiające kaskadowe podłączenie dwóch takich urządzeń, sterując się nawzajem z przesunięciem o 180°. Takie zastosowanie może umożliwić wzajemne znoszenie tętnień układów [15].



### Obliczenie elementów układu przetwornicy

Na rysunku (Rysunek 12) zaprezentowano schemat układu przetwornicy zaprezentowany w nocie katalogowej układu [15].



Rysunek 12 Schemat układu przetwornicy LM5145 [15].

Elementy  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$ ,  $C_{C1}$ ,  $C_{C2}$ ,  $C_{C3}$  należą do układu kompensacji zer oraz biegunów i zostaną one obliczone w dalszej części dokumentu.

Część elementów posiadało zalecane wartości dla prawidłowego działania układu:

- $C_{SS} = 47 \text{ nF}$  – kondensator ten odpowiedzialny jest za czas gładkiego startu układu i dla tej wartości czas ten wynosi około 3.8 ms,
- $C_{BST} = 100 \text{ nF}$  – jest to kondensator bootstrap wymagany do prawidłowego załączenia górnego klucza,
- $C_{VCC} = 2.2 \text{ }\mu\text{F}$  – kondensator filtrujący napięcie 7.5 V zasilające wewnętrzne układy,
- $R_{PG} = 20 \text{ k}\Omega$  – rezystor rozładowujący napięcie bramki dolnego klucza.

Do obliczenia poszczególnych elementów założono następujące parametry:

- napięcie wejściowe:  $V_{IN} = 29 \text{ V}$ ,
- minimalne napięcie załączenia przetwornicy:  $V_{IN(ON)} = 27.5 \text{ V}$ ,
- minimalne napięcie wyłączenia przetwornicy:  $V_{IN(OFF)} = 27 \text{ V}$ ,
- napięcie wyjściowe:  $V_{OUT} = 25 \text{ V}$ ,
- maksymalny prąd wyjściowy:  $I_{OUT} = 6 \text{ A}$ ,
- częstotliwość przełączania:  $f_{SW} = 300 \text{ kHz}$

Wartość prądu wyjściowego całego urządzenia założono na 10 A. Z uwagi na fakt, iż zostanie zastosowane kaskadowe połączenie dwóch przetwornic, każda z nich powinna

generować prąd wyjściowy 5 A. Wartość prądu do obliczeń elementu została dobrana z zapasem, dlatego wynosi ona 6 A [15].

#### *Dzielnik rezystancyjny pinu załączenia przetwornicy*

Zgodnie z notą katalogową układ może działać w trzech trybach:

- wyłączony, kiedy napięcie na pinie wynosi poniżej 0.4 V,
- czuwania, kiedy napięcie na pinie jest w przedziale od 0.4 do 1.2 V,
- pracy, gdy napięcie na pinie wynosi co najmniej 1.2 V.

W trybie czuwania, urządzenie czeka na załączenie, a na pinie wyjścia regulatora polaryzacji  $V_{CC}$  pojawia się napięcie 7.5V, jednakże układ nie steruje kluczami. W trybie pracy element zaczyna w pełni pracować, sterując kluczami przetwornicy. Zgodnie z notą katalogową rezystor  $R_{UV1}$  można obliczyć z równania (21):

$$R_{UV1} = \frac{V_{IN(ON)} - V_{IN(OFF)}}{I_{HYS}}, \quad (21)$$

gdzie:

- $I_{HYS}$  – wartość prądu oznaczająca gotowość do pracy, w wypadku tego układu wynosi ona 10  $\mu$ A.

Podstawiając wartości do równania (21), obliczono wartość rezystora w równaniu (22):

$$R_{UV1} = \frac{V_{IN(ON)} - V_{IN(OFF)}}{I_{HYS}} = \frac{27.5 - 27}{10 \cdot 10^{-6}} = 50 \text{ [k}\Omega\text{]}. \quad (22)$$

Następnie obliczono wartość rezystora  $R_{UV2}$  zgodnie z równaniem (23) [15]:

$$R_{UV2} = R_{UV1} \cdot \frac{V_{EN}}{V_{IN(ON)} - V_{EN}} = 50 \cdot 10^3 \cdot \frac{1.2}{27 - 1.2} \approx 2.28 \text{ [k}\Omega\text{]}, \quad (23)$$

gdzie:

- $V_{EN}$  – wartość napięcia oznaczająca tryb pracy na pinie enable.

Dobre wartości rezystorów na podstawie obliczeń:

- $R_{UV1} = 49.9 \text{ k}\Omega$ ,
- $R_{UV2} = 2.26 \text{ k}\Omega$ .

#### *Częstotliwość pracy przetwornicy*

Wartość częstotliwości pracy przetwornicy ustalana jest poprzez rezystor  $R_{RT}$ , zgodnie z równaniem (24):

$$R_{RT} \text{ [k}\Omega\text{]} = \frac{10^4}{f_{SW} \text{ [kHz]}} = \frac{10^4}{300} \approx 33.3 \text{ [k}\Omega\text{]}. \quad (24)$$

Wartość dobrana rezystora  $R_{RT}$  wynosi 33.2  $\text{k}\Omega$  [15].

### Pojemność wyjściowa

Kondensatory wyjściowe są bardzo ważnym elementem układu przetwornicy impulsowej. Utrzymują one stabilne napięcie wyjściowe, minimalizując tym samym tętnienia napięcia. Prawidłowe usunięcie szumów i tętnień układu jest ważnym aspektem przetwornicy. W przypadku zbyt dużych wartości mogą one prowadzić do nieprawidłowego działania urządzenia zasilanego przez przekształtnik napięcia. Zbyt duża wartość pojemności wyjściowej może natomiast prowadzić do uszkodzenia urządzenia wyjściowego, gdyż w przypadku wykrycia zwarcia bądź przekroczenia wartości ograniczenia prądowego przetwornica ograniczy parametry, jednakże energia z kondensatorów może nie zostać wystarczająco szybko rozładowana. Z tego powodu ważne jest odpowiednie dobranie wartości pojemności wyjściowej. Wartość pojemności określa równanie (25):

$$C_{OUT} \geq \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f_{SW} \cdot \sqrt{\Delta V_{OUT}^2 - (R_{ESR} \cdot \Delta I_L)^2}}, \quad (25)$$

gdzie:

- $\Delta I_L$  – wartość prądu tętnienia cewki indukcyjnej, przyjmuje się jako wartość od 30% do 40% wartości prądu wyjściowego,
- $\Delta V_{OUT}$  – zakładana maksymalna wartość tętnień napięcia wyjściowego,
- $R_{ESR}$  – równoważna szeregową rezystancja kondensatora.

Tętnienia napięcia wyjściowego muszą być wystarczająco małe, aby nie wpływać na pracę urządzenia podłączonego do wyjścia zasilacza. Wartość szeregową rezystancji kondensatora jest bardzo ważna w prawidłowej eliminacji tętnień napięcia. W celu ich redukcji należy dobrać kondensatory o niskiej wartości  $R_{ESR}$ . Zdecydowano się zastosować w tym wypadku kondensatory MLCC z uwagi na fakt, iż posiadają one niską wartość rezystancji rzędu miliomów. Wartości przyjęte do obliczeń były następujące:

- $\Delta I_L = 0.3 \cdot 6 = 1.8 [A]$ ,
- $\Delta V_{OUT} = 100 mV$ ,
- $R_{ESR} = 50 m\Omega$ .

Powyższe wartości podstawiono do równania (25) i na jego podstawie obliczono minimalną wartość  $C_{OUT}$ :

$$C_{OUT} \geq \frac{1.8}{8 \cdot 300000 \cdot \sqrt{0.1^2 - (0.05 \cdot 1.8)^2}} \approx 17.21 [\mu F]. \quad (26)$$

Po przeszukaniu dostępnych elementów rozważono dwa modele z niskimi wartościami równoważnej rezystancji szeregową. Ich parametry zostały przedstawione w tabeli (Tabela 4) [15].

Tabela 4 Porównanie parametrów kondensatorów o niskiej rezystancji szeregowej marki Samsung oraz YAGEO [16].

Parametr	Samsung CL31B106KPHNNNE	YAGEO CC1206KFX7R9BB475
Pojemność [ $\mu\text{F}$ ]	4.7	4.7
Dielektryk	X7R	X7R
Tolerancja [%]	$\pm 10$	$\pm 10$
Obudowa [in]	1206	1206
$R_{ESR}$ [ $m\Omega$ ]	30	50

Z uwagi na niższą wartość równoważnej rezystancji szeregowej kondensatorów oraz równoważne pozostałe parametry elementu, zdecydowano się na zastosowanie kondensatorów marki Samsung. Przeprowadzono obliczenia, w których obliczono wartość napięcia tętnień po przekształceniu równania (26), dla różnych ilości połączenia równoległego kondensatorów, o różnych wartościach pojemności i zbliżonej wartości pojemności równoległej. Wyniki zaprezentowano w tabeli (Tabela 5) poniżej [16].

Tabela 5 Porównanie parametrów układu kondensatorów dla różnych ilości kondensatorów i zbliżonej wartości pojemności wyjściowej.

Pojemność [ $\mu\text{F}$ ]	2.2	4.7	10
$R_{ESR}$ [ $m\Omega$ ]	30	30	30
Ilość kondensatorów [szt.]	10	5	2
Pojemność równoległa [ $\mu\text{F}$ ]	22	23.5	20
Rezystancja zastępcza [ $m\Omega$ ]	3	6	15
Oczekiwane napięcie tętnień [mV]	$\leq 0.035$	$\leq 0.034$	$\leq 0.046$

Po porównaniu wyników powyższej tabeli (Tabela 5) zdecydowano się na zastosowanie połączenia równoległego 5 kondensatorów o pojemności  $4.7 \mu\text{F}$ . Pojemność wyjściowa takiego układu wynosi  $23.5 \mu\text{F}$ . Decyzję podjęto z uwagi na fakt najniższej wartości napięcia tętnień w porównaniu do pozostałych wariantów, jednocześnie nie zwiększając znacząco ilości stosowanych kondensatorów.

#### Pojemność wejściowa

Po omówieniu kondensatorów wyjściowych należy omówić temat kondensatorów wejściowych przetwornicy. Stabilność napięcia wymagana jest nie tylko na wyjściu przetwornicy, ale również i na wejściu. Zgodnie z dokumentacją wzór na pojemność wejściową opisano równaniem (27):

$$C_{IN} \geq \frac{D \cdot (1-D) \cdot I_{OUT}}{f_{SW} \cdot (\Delta V_{IN} - R_{ESR} \cdot I_{OUT})}, \quad (27)$$

gdzie:

- $D$  – współczynnik wypełnienia załączania kluczy przetwornicy,
- $\Delta V_{IN}$  – dopuszczalna maksymalna wartość tętnień napięcia wejściowego.

Do obliczeń dobrano wartość szeregową rezystancji  $R_{ESR}$  zgodnie z wartością dla połączenia jak w przypadku pojemności wyjściowej. Takie założenie pozwoliło na zaoszczędzenie kosztów zakupu znacznie większej ilości elementów i ograniczenie się do wartości, które zostały już zamontowane w układzie. Z tego powodu wartość  $R_{ESR}$  wynosi 5 mΩ, co jest równoważne z zastosowaniem pięciu kondensatorów jak w przypadku pojemności wyjściowej. Pozostałe wartości przyjęte do obliczeń:

- $I_{OUT} = 5 \text{ A}$ ,
- $D = 0.5$  – taki współczynnik jest najgorszym możliwym do tych obliczeń,
- $\Delta V_{IN} = 200 \text{ mV}$ .

Do równania (27) podstawiono powyższe wartości oraz obliczono minimalną wartość  $C_{IN}$ :

$$C_{IN} \geq \frac{0.5 \cdot (1-0.5) \cdot 5}{300000 \cdot (0.2 - 0.005 \cdot 5)} \approx 23.5 [\mu F]. \quad (28)$$

Z uwagi, iż wartość obliczona jest bardzo bliska wartości dobranej dla pojemności wyjściowej, zdecydowano się na zastosowanie dokładnie takiego samego zestawu pięciu kondensatorów o pojemności 4.7 μF. Takie ułożenie tworzy pojemność wyjściową  $C_{IN} = 23.5 \mu F$  [16].

### *Mosfety*

Jako klucze w układzie przetwornicy zastosowano tranzystory typu MOSFET. Prawidłowy dobór tego elementu jest kluczowy w celu redukcji strat przetwornicy. Im mniejsze straty tym większa wydajność całego układu. Parametrami na które należy zwrócić uwagę przy wyborze MOSFET-ów są:

- $R_{DS(ON)}$  – rezystancja tranzystora w czasie jego załączenia,
- $V_{DS}$  – maksymalne napięcie dren-źródło,
- $V_{GS(th)}$  – napięcie progowe bramki,
- $Q_G$  – ładunek bramki tranzystora, znaczący w przypadku strat przełączania,
- $Q_{RR}$  – ładunek zwrotny diody wbudowanej tranzystora,
- $I_D$  – prąd drenu – oznacza maksymalny prąd, który może przepłynąć przez tranzystor,
- $P_D$  – moc rozpraszana.

W układzie głównym źródłem strat przełączenia jest górny MOSFET, co jest spowodowane jednoczesną zmianą napięcia i prądu. W przypadku dolnego klucza starty te są pomijalne, gdyż podczas przełączenia napięcie wynosi zero. Po przejrzeniu dostępnych na rynku układów zdecydowano się na zastosowanie tranzystorów MOSFET typu N, model AON6234 produkcji ALPHA&OMEGA SEMICONDUCTOR [17].

Tabela 6 Porównanie parametrów MOSFETów wybranych do projektu (AON6234), z zalecanymi przez producenta (CSD18563Q5A). Na podstawie [17].

Parametr	AON6234	CSD18563Q5A
$R_{DS(ON)}$ [mΩ]	< 5	< 8.6
$V_{DS}$ [V]	40	60
$V_{GS(th)}$ [V]	1.9	2
$Q_G$ [nC]	15	7.3
$Q_{RR}$ [nC]	47.5	63
$I_D$ [A]	20	15
$P_D$ [W]	83	116

W powyższej tabeli (Tabela 6) porównano wybrany tranzystor AON6234 wraz z tranzystorem polecanym przez producenta układu przetwornicy, konkretnie jest to MOSFET CSD18563Q5A produkcji Texas Instruments. Jak można zauważyć, wybrany układ posiada podobne parametry. Posiada mniejszą moc rozpraszaną, jednakże nadal znacząco wyższą niż oczekiwana, natomiast posiada niższą rezystancję przewodzenia co znacząco wpłynie na lepsze działanie układu. Pojemności wpływające na przełączanie przetwornicy w układzie są akceptowalne. Wybrany tranzystor posiada niższe napięcie dren-źródło, jednakże w tym zastosowaniu wartość ta jest z znaczącym zapasem, gdyż napięcie wejściowe przetwornicy będzie wynosić maksymalnie 29 V.

#### Cewka

Dobór odpowiedniej cewki jest kluczowy dla zapewnienia stabilnej i niezawodnej pracy układu. Według producenta, indukcyjność cewki należy dobrać tak, aby prąd tętnień ( $\Delta I_L$ ) wynosił około 30 – 40% maksymalnego prądu wyjściowego DC. Do obliczeń założono prąd tętnień na poziomie 30%. Jak już wcześniej wspomniano, do obliczeń należy dobierać warunki krytyczne. Najgorszym przypadkiem w tym wypadku będzie sytuacja, gdy współczynnik wypełnienia D wyniesie 0.5 i dla tego wypadku wartość indukcyjności cewki wyniesie najwięcej. Z tego powodu do obliczeń wybrano wartość  $V_{OUT}$  równą połowie napięcia zasilania, czyli 14.5 V. Indukcyjność cewki obliczono korzystając z równania (29):

$$L = \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} \cdot \Delta I_L \cdot f_{SW}} = \frac{14.5 \cdot (29 - 14.5)}{29 \cdot 0.3 \cdot 6 \cdot 300000} \approx 13.43 [\mu H]. \quad (29)$$

Warto również upewnić się, iż szczytowy prąd cewki nie przekracza jej prądu nasycenia. Szczytowy prąd, zgodnie z dokumentacją układu, obliczany jest równaniem (30):

$$I_{L(peak)} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2} = 1.3 \cdot I_{OUT} = 1.3 \cdot 6 = 7.8 [A]. \quad (30)$$

Do przetwornicy zdecydowano się na użycie cewki ETQ-P6M150KLC produkcji Panasonic Electronic Components. Jej parametry w porównaniu do wartości obliczonych przedstawiono w tabeli (Tabela 7). Charakteryzuje się ona wyższą wartością prądu znamionowego i nasycenia od wartości obliczonych. Ważnym atutem wybranego elementu jest również niska rezystancja stałoprądowa wynosząca maksymalnie 30.8 mΩ.

Tabela 7 Porównanie wartości obliczonych parametrów cewki do wybranego elementu.

Parametr	Wartość obliczona	ETQ-P6M150KLC
Indukcyjność [ $\mu H$ ]	13.43	14
Prąd znamionowy [A]	6	7.9
Prąd nasycenia [A]	7.8	11.2

### Zabezpieczenie nadprądowe

Układ przetwornicy LM5145 oferuje możliwość pomiaru prądu i zabezpieczenia nadprądowego. Pomiar prądu odbywa się w odpowiedniej fazie sygnału PWM, a konkretniej w momencie załączenia dolnego klucza. Jedną z możliwości jest dodanie rezystora pomiarowego pomiędzy dolnym MOSFET-em a masą. Drugą opcją jest pomiar wykorzystujący wewnętrzną rezystancję dolnego klucza. Dużą zaletą takiego pomiaru jest ograniczenie strat. Każda nawet najmniejsza rezystancja powoduje dodatkowy niechciany spadek napięcia oraz kolejny element produkujący w układzie ciepło. Układ automatycznie wykrywa, która z opcji została wybrana. W projekcie zdecydowano się na pomiar z wykorzystaniem rezystancji dolnego MOSFET-u. W celu prawidłowego działania zabezpieczenia należy obliczyć dwa elementy, którymi są rezystor  $R_{ILIM}$  oraz kondensator  $C_{ILIM}$ . Pierwszy z tych elementów można obliczyć korzystając z równania (31):

$$R_{ILIM} = \frac{I_{OUT} - \frac{\Delta I_L}{2}}{I_{RDS(ON)}} \cdot R_{DS(ON)} = \frac{0.85 \cdot 6}{200 \cdot 10^{-6}} \cdot 0.005 = 127.5 [\Omega], \quad (31)$$

gdzie:

- $R_{DS(ON)}$  – wewnętrzna rezystancja dolnego klucza,
- $I_{RDS(ON)}$  – prąd pinu ILIM układu, dla pomiaru z wykorzystaniem rezystancji MOSFETU wynosi ona 200  $\mu A$ .

W układzie z uwagi na dostępność zastosowano rezystor  $R_{ILIM}$  o wartości 127  $\Omega$ .

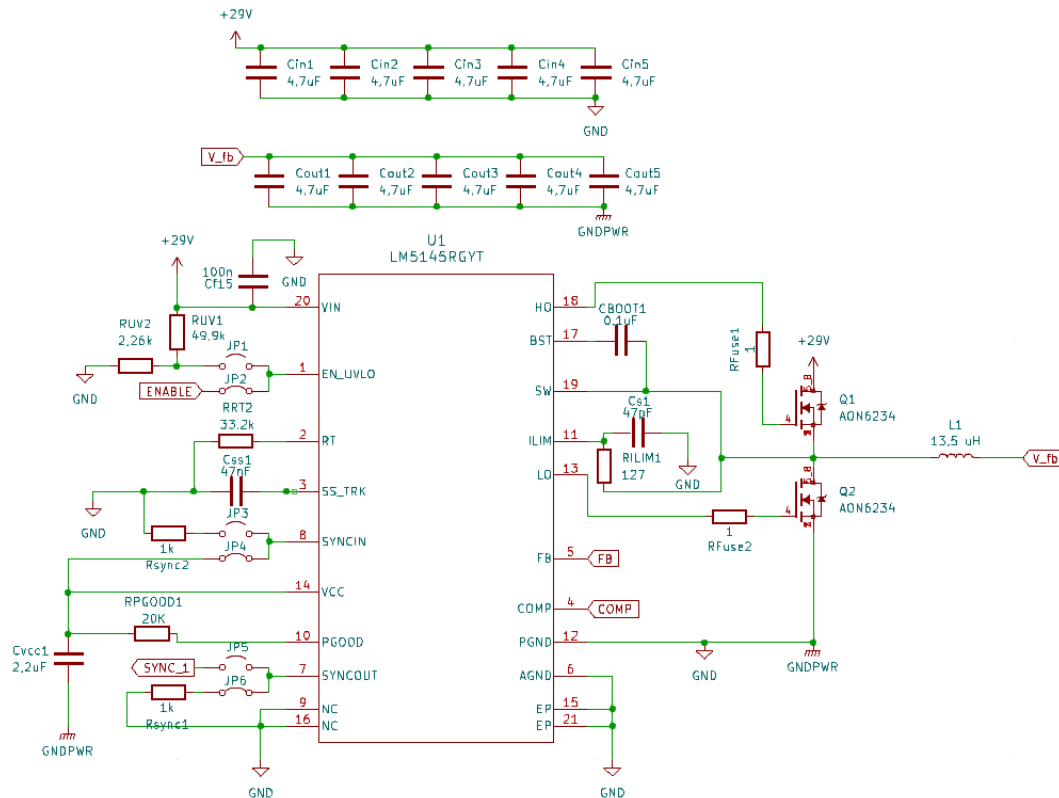
W celu ograniczenia wahań napięcia na pinie ILIM podczas pomiaru prądu należy dodać równolegle pomiędzy pinem ILIM a masą kondensator  $C_{ILIM}$ . W celu obliczenia wartości kondensatora należy skorzystać z równania (32):

$$\tau = R_{ILIM} \cdot C_{ILIM} \Rightarrow C_{ILIM} = \frac{\tau}{R_{ILIM}} = \frac{6 \cdot 10^{-9}}{127} = 47.2 [pF], \quad (32)$$

gdzie:

- $\tau$  – stała czasowa wynosząca 6 ns.

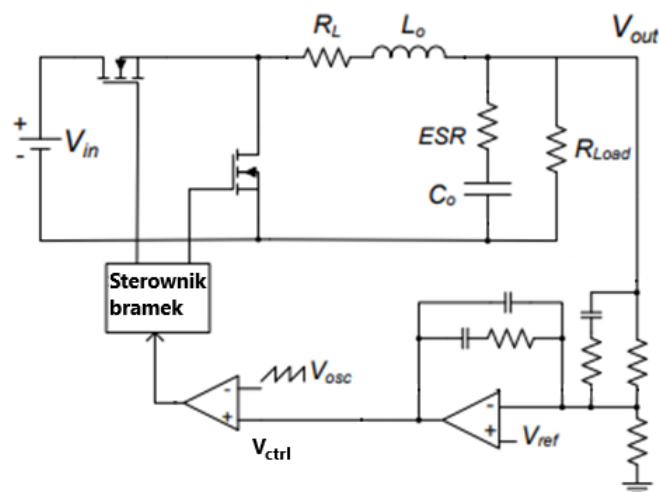
Wartość dobrana do układu wynosiła 47 pF. Zaprojektowany układ jednej przetwornicy zaprezentowano na rysunku (Rysunek 13). Umieszczone zworki JP służą do modułowego testowania układu i zostaną omówione w dalszej części dokumentu.



Rysunek 13 Schemat układu zaprojektowanej przetwornicy. Ze zbiorów autora.

### 5.1.2. Kompensacja zer i biegunów

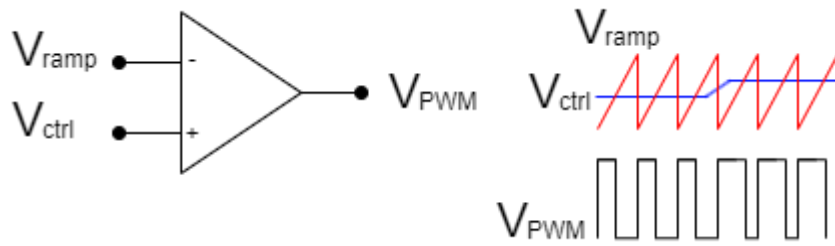
Kompensacja zer i biegunów układu przetwornicy jest bardzo ważnym aspektem podczas projektowania sprzężenia zwrotnego. Poprawne rozłożenie zer i biegunów w charakterystyce częstotliwości pozwala na poprawę stabilności pracy układu w szerokim zakresie obciążeń oraz ogranicza szумы i zakłócenia przy wyższych częstotliwościach. W przypadku układu przetwornicy LM5145 zastosowano wzmacniacz błęd typu trzeciego, który jest skuteczny w układach o wyższych częstotliwościach przełączania.



Rysunek 14 Schemat układu kompensacji typu trzeciego. Na podstawie [18].



Rysunek (Rysunek 14) przedstawia uproszczony schemat pętli sprzężenia zwrotnego stosowany w przetwornicach prądu stałego. Wzmacniacz błędu wykorzystywany jest do porównywania napięcia referencyjnego z napięciem pochodzącym z dzielnika napięciowego z rezystorów. Na wyjściu generowany jest sygnał sterujący  $V_{ctrl}$ , który następnie przekazywany jest na modulator sygnału PWM. Układ ten porównuje tę wartość z sygnałem piłokształtnym tworząc na wyjściu sygnał prostokątny o modulowanej szerokości wypełnienia w zależności od wartości napięcia wyjściowego. Utworzony w ten sposób sygnał PWM przekazywany jest na sterownik bramek, a następnie na tranzystory przetwornicy.



Rysunek 15 Schemat generatora sygnału PWM wraz z przebiegiem napięć wejściowych oraz wyjściowego. Na podstawie [19].

Na rysunku (Rysunek 15) zaprezentowano przebieg napięć na wejściach i wyjściu generatora sygnału PWM. Gdy wartość napięcia kontrolnego z wzmacniacza błędów jest większa od aktualnej wartości napięcia sygnału piłokształtnego, na wyjściu pojawia się stan wysoki. W przeciwnym wypadku na wyjście przekazywany jest stan niski. Funkcja transferu modulatora opisano równaniem (33):

$$M(s) = \frac{V_{IN}}{V_{ramp}}. \quad (33)$$

Osobną funkcję należy również zapisać dla filtra wyjściowego LC oraz rezystora obciążenia. Zaprezentowano ją w równaniu (34):

$$F(s) = \frac{1 + R_C \cdot C \cdot s}{1 + \frac{R_L}{R_{Obc}} + \left( \frac{L}{R_{Obc}} + (R_L + R_C) \cdot C + \frac{R_L \cdot R_C \cdot C}{R_{Obc}} \right) \cdot s + \left( 1 + \frac{R_C}{R_{Obc}} \right) \cdot L \cdot C \cdot s^2}, \quad (34)$$

gdzie:

- $R_L$  – rezystancja cewki,
- $L$  – indukcyjność cewki,
- $R_{Obc}$  – rezystancja obciążenia,
- $C$  – pojemność kondensatorów wyjściowych,
- $R_C$  – rezystancja kondensatorów.

Do obliczeń skorzystano z metody rozmieszczenia biegunów. Wzór ogólny na zastosowany w przetwornicy układ kompensacji zapisano w równaniu (35):

$$G_3(s) = - \frac{(R_{FB1} + R_{C2}) \cdot (s + \omega_{z1}) \cdot (s + \omega_{z2})}{R_{FB1} \cdot R_{C2} \cdot C_{C2} \cdot s \cdot (s + \omega_{p2}) \cdot (s + \omega_{p3})}. \quad (35)$$

Równanie (35) dla wzmacniacza kompensacji błędu przetwornicy LM5145 zapisano w równaniu (36):

$$G_3(s) \approx -\frac{1}{R_{C2} \cdot C_{C2}} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R_{FB1} \cdot C_{C3}}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_{C1} \cdot C_{C1}}\right)}{s \cdot \left(s + \frac{1}{R_{C2} \cdot C_{C3}}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_{C1} \cdot C_{C2}}\right)}. \quad (36)$$

W równaniu (36) wprowadzono założenia, upraszczające przebieg obliczeń:

- $R_{FB1} \gg R_{C2}$ ,
- $C_{C1} \gg C_{C2}$ .

Analizując równanie (36) można wyróżnić dwa zera oraz trzy bieguny. Do obliczeń należy przyjąć parametry charakterystyczne całej przetwornicy jak i układu LM5145. Wartości wynikające z całego projektu są następujące:

- napięcie wejściowe:  $V_{IN} = 29 V$ ,
- napięcie wyjściowe:  $V_{OUT} = 25 V$ ,
- maksymalny prąd wyjściowy:  $I_{OUT} = 10 A$ ,
- częstotliwość kluczkowania:  $f_{SW} = 300 kHz$ ,
- indukcyjność cewki:  $L = 14 \mu H$ ,
- rezystancja cewki:  $R_L = 30.8 m\Omega$ ,
- rezystancja obciążenia (dla 10A):  $R_{obc} = 2.5 \Omega$ ,
- pojemność wyjściowa:  $C = 23.5 \mu F$ ,
- rezystancja kondensatorów:  $R_C = 6 m\Omega$ .

Parametry potrzebne do obliczeń wynikające z zastosowanego układu LM5145 zostały odczytane z dokumentacji i są następujące:

- napięcie referencyjne sprzężenia zwrotnego:  $V_{ref} = 800 mV$ ,
- wzmocnienie sygnału PWM:  $M(s) = 15 V/V$ .

Do obliczenia dzielnika rezystancyjnego napięcia feedback, założono, iż  $R_{FB1} = 21 k\Omega$ . W celu obliczenia wartości rezystora  $R_{FB2}$  skorzystano z równania (37):

$$V_{ref} = \frac{R_{FB2}}{R_{FB1} + R_{FB2}} \cdot V_{OUT} \Rightarrow R_{FB2} = \frac{V_{ref} \cdot R_{FB1}}{V_{OUT} - V_{ref}} = \frac{0.8 \cdot 21000}{25 - 0.8} = 694 [\Omega], \quad (37)$$

gdzie:

- $V_{ref}$  – napięcie referencyjne na pinie feedback układu przetwornicy wynoszące 800 mV.

Najbliższa wartość z szeregu wynosiła 698  $\Omega$ . W następnym kroku należało obliczyć częstotliwość rezonansową filtra LC korzystając z równania (38):

$$f_{LC} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{OUT}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{14 \cdot 10^{-6} \cdot 23.5 \cdot 10^{-6}}} \approx 8775 [Hz]. \quad (38)$$

W celu obliczenia kondensatora  $C_{C3}$  należy obliczyć wartość częstotliwości pierwszego zera. W obliczaniu tej wartości przyjmuje się, iż wynosi ona 90% z wartości częstotliwości rezonansowej, co opisuje równanie (39):

$$f_{z1} = 0.9 \cdot f_{LC} = 7898 [Hz]. \quad (39)$$

Zgodnie z równaniem (36), wzór na częstotliwość pierwszego zera można przekształcić do postaci, którą zapisano w równaniu (40):

$$f_{z1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{FB1} \cdot C_{C3}} \Rightarrow C_{C3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{FB1} \cdot f_{z1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 21000 \cdot 7898} \approx 959 pF. \quad (40)$$

Jako pojemność kondensatora dobrano najbliższą wartość dostępną z szeregu, tj. 910 pF. W kolejnym kroku należy obliczyć częstotliwość drugiego bieguna. Pierwszy biegun jest pominięty, ponieważ częstotliwość pierwszego bieguna wynosi 0 Hz. Do obliczenia częstotliwości drugiego bieguna należy najpierw przyjąć częstotliwość wzmacnienia jednostkowego. Wartość tej częstotliwości przyjmuje się jako dekadę poniżej częstotliwości pracy przetwornicy, co zapisano w równaniu (41):

$$f_t = \frac{f_{sw}}{10} = \frac{300000}{10} = 30 [kHz]. \quad (41)$$

Częstotliwość drugiego bieguna jest równa częstotliwości wzmacnienia jednostkowego i zapisana w równaniu (42):

$$f_{p2} = f_t = 30 [kHz]. \quad (42)$$

Zgodnie z równaniem (36), korzystając z wartości częstotliwości drugiego bieguna można wyprowadzić wzór na wartość rezystora  $R_3$ :

$$f_{p2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{C2} \cdot C_{C3}} \Rightarrow R_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{C3} \cdot f_{p2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 910 \cdot 10^{-12} \cdot 3 \cdot 10^4} \approx 5830 [\Omega]. \quad (43)$$

Najbliższa wartość z szeregu dla rezystora  $R_3$  wynosi 5.76 k $\Omega$ . W następnym etapie należy obliczyć wzmacnienie układu kompensacji w częstotliwości wzmacnienia jednostkowego w celu uzyskania w tej częstotliwości wartości 0 dB. Wartość wzmacnienia filtru  $F(s)$  można obliczyć, przekształcając równanie (34) na dziedzinę częstotliwości, a następnie wyciągając wartość modułu. Kończącą postać wyrażenia zapisano w równaniu (44):

$$|F(j\omega)| = \frac{\sqrt{1 + (\omega \cdot R_C \cdot C)^2}}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_L}{R_{Obc}} - \left(1 + \frac{R_C}{R_{Obc}}\right) \cdot L \cdot C \cdot \omega^2\right)^2 + \left(\omega \cdot \left(\frac{L}{R_{Obc}} + (R_L + R_C) \cdot C + \frac{R_L \cdot R_C \cdot C}{R_{Obc}}\right)\right)^2}}. \quad (44)$$

W celu ułatwienia zapisu, równanie (44) rozdzielono na trzy osobne równania zgodnie z poniższym wzorem (45):

$$|F(j\omega)| = \frac{L}{\sqrt{M_1 + M_2}}. \quad (45)$$

Poszczególne równania zapisano i obliczono poniżej.

- Licznik wzoru (45) obliczono w równaniu (46):

$$L = \sqrt{1 + (2 \cdot \pi \cdot 30000 \cdot 0.006 \cdot 23.5 \cdot 10^{-6})^2} = 1.0004. \quad (46)$$

- Pierwszą część mianownika wzoru (45) obliczono równaniem (47):

$$M_1 = (1 + \frac{0.0308}{2.5} - (1 + \frac{0.006}{2.5}) \cdot 14 \cdot 10^{-6} \cdot 23.5 \cdot 10^{-6} \cdot (2 \cdot \pi \cdot 30000)^2)^2 \quad (47)$$

- Wartość pierwszej części mianownika wynosi  $M_1 = 114.6033$ .
- Drugą część mianownika wzoru (45) obliczono równaniem (48):

$$M_2 = (2 \cdot \pi \cdot 30000 \cdot (\frac{14 \cdot 10^{-6}}{2.5} + (0.0308 + 0.006) \cdot 23.5 \cdot 10^{-6} + \frac{0.0308 \cdot 0.006 \cdot 23.5 \cdot 10^{-6}}{2.5}))^2. \quad (48)$$

- Wartość drugiej części mianownika wynosi  $M_2 = 1.4858$ .

Podstawiając obliczone wartości do wzoru (45) obliczono moduł wzmocnienia filtra:

$$|F(j\omega)| = \frac{1.0004}{\sqrt{114.6033 + 1.4858}} = 0.09284. \quad (49)$$

Wartość wzmocnienia pętli sprzężenia w częstotliwości wzmocnienia jednostkowego musi wynosić jeden co wykorzystano w równaniu (50):

$$K_{comp} \cdot M \cdot |F(j\omega)| = 1 \Rightarrow K_{comp} = \frac{1}{M \cdot |F(j\omega)|} = \frac{1}{15 \cdot 0.09284} \approx 0.7181. \quad (50)$$

gdzie:

- $K_{comp}$  – wzmocnienie układu kompensacji,
- $M$  – wzmocnienie modulatora.

Korzystając z wartości otrzymanej w równaniu (50), obliczono wartość rezystora  $R_{C1}$  w równaniu (51):

$$R_{C1} = K_{comp}(R_{FB1} || R_{C2}) = 0.7181 \cdot \frac{5760 \cdot 21000}{5760 + 21000} = 3245.94 [\Omega]. \quad (51)$$

Rezystorowi dobrano najbliższą wartość z szeregu i wynosi ona  $R_{C1} = 3.24 \text{ k}\Omega$ . W kolejnym etapie należy obliczyć częstotliwość drugiego zera. W większości obliczeń układu kompensacji, dla stabilności układu zakłada się, iż częstotliwość pierwszego i drugiego zera są równe, co zapisano w równaniu (52):

$$f_{z2} = f_{z1} = 7898 \text{ Hz}. \quad (52)$$

Korzystając z wartości częstotliwości drugiego zera układu, obliczono wartość kondensatora w równaniu (53):

$$f_{z2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{C1} \cdot C_{C1}} \Rightarrow C_{C1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{C1} \cdot f_{z2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3240 \cdot 7898} \approx 6.2 \text{ nF} \quad (53)$$

W ostatnim etapie obliczeń należy założyć częstotliwość trzeciego bieguna. Wartość ta równa jest częstotliwości kluczowania przetwornicy  $f_{p3} = f_{SW} = 300 \text{ kHz}$ . Wartość kondensatora  $C_{C1}$  można obliczyć korzystając z równania (54):

$$f_{p3} = \frac{1}{2\pi R_{C1} C_{C2}} \Rightarrow C_{C2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{C1} \cdot f_{p3}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3240 \cdot 30000} \approx 164 \text{ pF}. \quad (54)$$

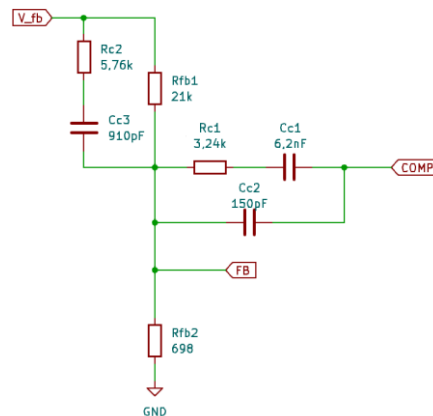
Najbliższą wartością dostępną w szeregu była wartość  $C_{C2} = 150 \text{ pF}$ . Wszystkie obliczone wartości elementów są następujące:

- $R_{FB1} = 21 \text{ k}\Omega$ ,
- $R_{FB2} = 698 \Omega$ ,
- $R_{C1} = 3.24 \text{ k}\Omega$ ,
- $R_{C2} = 5.76 \text{ k}\Omega$ ,
- $C_{C1} = 6.2 \text{ nF}$ ,
- $C_{C2} = 150 \text{ pF}$ ,
- $C_{C3} = 910 \text{ pF}$ .

Na koniec należy sprawdzić poprawność założeń:

- $R_{FB1} \gg R_{C2} \Rightarrow 21 \text{ k}\Omega \gg 5.76 \text{ k}\Omega$ ,
- $C_{C1} \gg C_{C2} \Rightarrow 6200 \text{ pF} \gg 150 \text{ pF}$ .

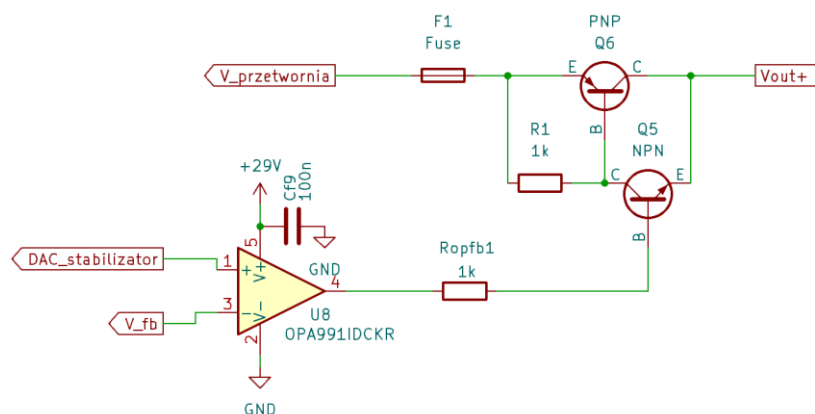
Założenie dotyczące kondensatorów zostało w pełni spełnione, ponieważ kondensator  $C_{C1}$  jest ponad 40-krotnie większy od kondensatora  $C_{C2}$ . W wypadku rezystorów wartość rezystora  $R_{C2}$  jest pięciokrotnie mniejsza od rezystora  $R_{FB1}$ . Nie jest to różnica tak duża jak wypadku kondensatorów, jednakże nadal jest to akceptowalne, zatem założenia zostały spełnione. Skonstruowany układ zaprezentowano na rysunku (Rysunek 16) [18-21].



Rysunek 16 Zaprojektowany układ sprzężenia zwrotnego wraz z kompensacją zer i biegunów. Ze zbiorów autora.

### 5.1.3. Filtracja napięcia wyjściowego

W przetwornicy zdecydowano się na zastosowanie filtracji liniowej, a konkretniej pary Sziklaiego. Zastosowanie filtrów RC wiązałoby się ze znacznymi stratami i wymagało zastosowania specyficznych wartości rezystorów i kondensatorów. Zastosowanie filtracji LC jest znacznie korzystniejsza pod tym względem, jednakże w celu prawidłowej filtracji napięcia wyjściowego należałoby zdecydować się na zamówienie i zmierzenie układu, a następnie na podstawie pomiarów obliczyć i zaimplementować filtr w układzie. Z tych powodów zdecydowano się na zastosowanie filtracji liniowej, która również jest efektywna pod względem stabilizacji. Dodatkowym atutem takiej stabilizacji jest kontrola spadku napięcia, co może poprawić sterowanie wartością napięcia wyjściowego. Na decyzje typu układu liniowego wpłynęło kilka ważnych atutów. Po pierwsze układ ten osiąga wyższą wydajność z uwagi na niższy spadek napięcia w porównaniu do pary Darlingtona. Drugą ważną zaletą jest znacznie efektywniejsza filtracja napięcia. Ważną zaletą jest też niższy wpływ temperaturowy na układ filtracji, w szczególności w przypadku rozdzielenia odprowadzenia temperaturowego tranzystora sterującego od tranzystora mocy.



Rysunek 17 Układ stabilizatora liniowego jako filtru wyjściowego przetwornicy. Ze zbiorów autora.

Na rysunku (Rysunek 17) zaprezentowano schemat filtru liniowego zastosowanego w urządzeniu. Składa się on z wzmacniacza operacyjnego porównującego napięcie referencyjne, przekazywane z mikrokontrolera z wykorzystaniem przetwornika cyfrowo-analogowego, z wartością napięcia z dzielnika rezystancyjnego na wyjściu urządzenia. Wzmacniacz podaje napięcie na bazę tranzystora sterującego, który następnie steruje tranzystorem mocy. Układ taki pozwala na proste sterowanie wzmacniaczem operacyjnym całą stabilizacją liniową dzięki dużemu wzmocnieniu prądu poprzez sterowanie tranzystorem  $Q5$ .

Wybór wzmacniacza operacyjnego zależy od kilku krytycznych parametrów. Odpowiedni ich dobór wpłynie na precyzję oraz stabilność działania układu. Układ, który wybrano jest to wzmacniacz OPA991 produkcji Texas Instruments [22]. Najważniejsze parametry które wpłynęły na wybór tego wzmacniacza to:

- napięcie zasilania do 40 V – wzmacniacz zasilany będzie z napięcia wejściowego przetwornicy, tj. 29 V. Spowodowane jest to faktem, iż wzmacniacz musi działać na napięciu co najmniej wartości napięcia wejściowego stabilizatora,
- wysokie tłumienie zakłóceń zasilania PSRR = 130 dB – wysoka wartość PSRR minimalizuje wpływ zakłóceń napięcia zasilania na sterowanie układem,
- niska wartość napięcia niezrównoważenia  $V_{offset} = 0.5\text{ mV}$  – niska wartość pozwala na precyzyjne sterowanie napięciem wyjściowym,
- szerokość pasma GBW = 4.5 MHz – szerokie pasmo pozwala na szybką reakcję na zmiany sygnału,
- typu rail-to-rail – umożliwia pracę w pełnym zakresie napięcia zasilania,
- wysoki prąd wyjściowy  $I_{OUT} = 75\text{ mA}$  – wysoka wartość prądu zapewnia pełną możliwość sterowania tranzystorami.

Jako tranzystor PNP mocy wybrano układ bipolarny NJW1302G produkcji ON Semiconductor. Kluczowymi parametrami tego układu są:

- wysoki prąd kolektora  $I_C = 15\text{ A}$  – może obsłużyć zakładany maksymalny prąd wyjściowy, tj. 10 A,
- wzmocnienie prądowe minimum  $h_{fe} = 45$  – wysoka wartość wzmocnienia dla dużych prądów w porównaniu do innych tranzystorów mocy,
- maksymalna moc strat  $P_{tot} = 200\text{ W}$  – duża zdolność tranzystora do rozpraszania mocy zapewni wysoką stabilność pracy nawet w wypadku dużych obciążeń,
- niska wartość  $V_{CE(sat)} = 0.4\text{ V}$  – niska wartość napięcia nasycenia zmniejsza straty, dzięki czemu poprawia efektywność całego urządzenia.

Na tranzystor NPN sterujący tranzystorem mocy wybrano układ TBD137.25 produkcji CDIL. Kluczowymi parametrami tego układu są:

- prąd kolektora  $I_C = 1.5\text{ A}$  – wartość wystarczająca do obsługi bramki tranzystora mocy,
- wzmocnienie prądowe minimum  $h_{fe} = 160$  – wysoka wartość wzmocnienia zapewnia prawidłowe wysterowanie tranzystora mocy,
- moc rozpraszana  $P_D = 12.5\text{ W}$  – wystarczająca moc rozpraszana jak na zastosowanie do sterowania tranzystorem,
- wysokie napięcie kolektor-emiter  $V_{CE(max)} = 60\text{ V}$  – wartość znacznie większa od maksymalnej wartości napięcia z wyjścia przetwornicy, tj. 25 V.

Z uwagi na fakt, iż w parze Sziklaiego stabilność temperaturowa w głównej mierze zależy od temperatury tranzystora sterującego zdecydowano na oddzielenie go od radiatora tranzystora mocy i zastosowanie osobnego radiatora do jego chłodzenia. Użyty radiator wykonano z aluminium, które charakteryzuje się wysoką przewodnością cieplną. Jest on w stanie rozproszyć do 8 W mocy bez wymuszonego przepływu powietrza, co w wypadku tego zastosowania jest wartością co najmniej wystarczającą. Radiator

przeznaczony jest do montażu układów TO-220 jak również TO-126 co jest kompatybilne z zastosowanym tranzystorem sterującym.

Dla prawidłowego rozproszenia ciepła z tranzystora mocy wykorzystano aluminiowy radiator komputerowy. Takie układy chłodzące są stosowane do rozpraszania mocy o wartościach od 45 do 60 W. W wypadku stabilizacji liniowej maksymalna różnica między napięciem wejściowym, a wyjściowym tranzystora wyniesie  $\Delta V = 2.5 \text{ V}$ , maksymalny prąd wyjściowy wyniesie natomiast  $I = 10 \text{ A}$ . Korzystając z tych założeń oraz równania (1) można obliczyć jaka maksymalnie moc odłoży się na tranzystorze:

$$P = \Delta V \cdot I = 2.5 \cdot 10 = 25 \text{ [W]}. \quad (55)$$

Przy takiej maksymalnej wydzielonej wartości mocy na stabilizatorze liniowym, obliczonej w równaniu (55), wybrany radiator jest w pełni wystarczający i efektywnie schłodzi układ.

Do prawidłowego sterowania stabilizatorem liniowym dodano dwa rezystory o wartości  $1 \text{ k}\Omega$ . Pierwszy rezystor został dodany pomiędzy emiterem, a bramką tranzystora mocy. Takie zastosowanie pozwala na poprawę czasu odpowiedzi tranzystora, przyspieszając jego wyłączenie w wypadku, gdy napięcie sterujące się zmniejsza. Drugi rezystor został umieszczony pomiędzy wyjściem wzmacniacza, a bramką tranzystora sterującego w celu zabezpieczenia układu poprzez ograniczenie maksymalnego prądu wyjściowego.

Tuż przed tranzystorem mocy został umieszczony bezpiecznik topikowy zwłoczny o prądzie znamionowym  $12 \text{ A}$ . Taka charakterystyka bezpiecznika pozwoli na tolerancje chwilowych skoków prądowych w układzie, jednocześnie zabezpieczając zasilacz w przypadku przeciążenia przetwornic.

#### **5.1.4. Mikrokontroler**

Jednym z założeń projektowych była możliwość sterowania przetwornicą z wykorzystaniem mikrokontrolera. Z uwagi na częste korzystanie z mikrokontrolerów STMicroelectronics zdecydowano się na zastosowanie w projekcie produktu tej firmy. W celu wybrania odpowiedniego mikrokontrolera należy określić wymagania, które dany układ musi spełnić:

- możliwość komunikacji z urządzeniem zewnętrznym poprzez interfejs UART,
- co najmniej cztery kanały przetwornika analogowo-cyfrowego,
- co najmniej cztery przetworniki cyfrowo-analogowe,
- możliwość komunikacji z wykorzystaniem interfejsu I2C.

Zgodnie z założeniami przetwornica ma być sterowana z wykorzystaniem zewnętrznego urządzenia. Do tego zdecydowano się wykorzystać interfejs UART. Przetworniki analogowo-cyfrowe są wymagane do pomiaru takich wartości jak napięcie



oraz prąd wyjściowy. Dodatkowymi mierzonymi wartościami będą wartości napięcia z rezystorów NTC służących do pomiaru temperatury na kluczach przetwornicy jak również na wyjściowym stabilizatorze liniowym. Przetworniki cyfrowo-analogowe natomiast wymagane są do prawidłowego sterowania napięciem oraz prądem wyjściowym, jak również stabilizatorem liniowym i pinem załączającym przetwornice.

Podczas przeglądu dostępnych płytek rozwojowych zauważono problem z niewystarczającą ilością dostępnych portów DAC. Wstępnym wyborem została płytka NUCLEO-G491RE posiadająca jako jedyna z znalezionych aż cztery kanały przetwornika cyfrowo-analogowego. Po głębszej analizie zauważono jednak, iż dwa z czterech kanałów dostępne są jedynie na płytce i nie są wyprowadzone jako pin zewnętrzny. Z tego powodu zdecydowano się na płytke NUCLEO-F334R8, której parametry są następujące:

- wysoka częstotliwość taktowania 72 MHz,
- 21 kanałów przetwornika analogowo-cyfrowego o rozdzielczości 12 bitów,
- 3 kanały przetwornika cyfrowo-analogowego o rozdzielczości 12 bitów,
- dostępne interfejsy I2C, USART, SPI oraz USB,
- możliwość komunikacji przez wirtualny port COM.

Płytką rozwojową NUCLEO-F334R8 jako jedna z niewielu posiada aż trzy kanały DAC, które zostały wyprowadzone na piny wyjściowe płytki. Do pełnej obsługi sterowania zasilaczem wymagane są cztery kanały przetwornika cyfrowo-analogowego. Jako jedno z nich uznano wykorzystanie sygnału PWM i odpowiednia jego filtracja w celu uzyskania odpowiedniego poziomu napięcia. Działanie takiego układu jest następujące. Z wykorzystaniem mikrokontrolera generowany jest sygnał PWM o odpowiedniej częstotliwości. Średnia wartość napięcia wyjściowego jest równa ilorazowi współczynnika wypełnienia z wartością napięcia wejściowego, które w tym mikrokontrolerze równe jest wartości napięcia referencyjnego  $V_{ref} = 3.3 V$ . Następnie należy przefiltrować sygnał PWM przez filtr RC w celu uzyskania stabilnego napięcia. Dla prawidłowego działania należy dobrać częstotliwość sygnału PWM znacznie wyższą od częstotliwości granicznej zastosowanego filtru. Zastosowana w układzie częstotliwość sygnału PWM wynosi 1 MHz. Przeprowadzając symulacje układu zdecydowano się na zastosowane filtra RC o wartościach:

- $R = 500 \Omega$ ,
- $C = 47 \text{ nF}$ .

Przy zastosowaniu powyższych wartości w symulacji napięcie wyjściowe miało najniższe tętnienia oraz najwyższą dokładność [23,24,25].

Dla powyższych parametrów częstotliwość graniczna została obliczona w równaniu (56) i wynosi:

$$f_{gr} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 500 \cdot 47 \cdot 10^{-9}} \approx 6800 [Hz]. \quad (56)$$

### 5.1.5. Pomiar prądu i napięcia wyjściowego

Ważnym aspektem pracy jest możliwość pomiaru prądu i napięcia wyjściowego. Zasilacz laboratoryjny bez pomiaru prądu i napięcia wyjściowego wymaga zastosowania dodatkowych urządzeń, co znacząco zwiększa wymaganą przestrzeń do prawidłowego działania układu. Odczyt wartości pozwala również na ich korekcję w wypadku niezgodności wartości nastawionych, z wartościami zmierzonymi. Do pomiaru wartości napięcia i prądu zastosowano mikrokontroler opisany w poprzedniej części dokumentu.

#### Pomiar napięcia

Przy pomiarze napięcia wyjściowego należy zwrócić uwagę na rozdzielczość i napięcie referencyjne wykorzystanego mikrokontrolera:

- rozdzielczość 12 bitów,
- napięcie referencyjne  $V_{ref} = 3.3 V$ .

Napięcie wyjściowe jest za wysokie, aby była możliwość pomiaru bezpośrednio tej wartości. Z tego powodu należy dobrać wartość dzielnika rezystancyjnego. Wartości rezystorów powinny być na tyle duże, aby nie pobierać znaczącej ilości prądu wyjściowego. Jako górny rezystor zdecydowano się na zastosowanie rezystora o wartości 21 k $\Omega$ , gdyż wartość ta jest już wykorzystywana w układzie, dzięki czemu ograniczy się ilość wymaganych elementów. Mikrokontroler będzie mierzyć napięcie na dolnym rezystorze, którego wartość można obliczyć korzystając z równaniu (57):

$$V_{ADC} = V_{OUT} \cdot \frac{R_{fb\_meas1}}{R_{fb\_meas1} + R_{fb\_meas2}} \Rightarrow R_{fb\_meas1} = V_{ADC} \cdot \frac{R_{fb\_meas2}}{V_{OUT} - V_{ADC}}, \quad (57)$$

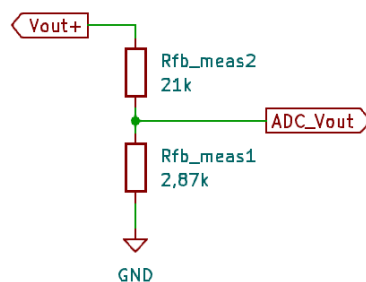
gdzie:

- $V_{ADC}$  – napięcie mierzone przez mikrokontroler,
- $R_{fb\_meas1}$  – dolny rezystor dzielnika napięcia,
- $R_{fb\_meas2}$  – górny rezystor dzielnika napięcia,
- $V_{OUT}$  – napięcie wyjściowe przetwornicy.

W celu wykorzystania pełnego zakresu przetwornika analogowo-cyfrowego należy za wartość  $V_{ADC}$  podstawić wartość napięcia referencyjnego  $V_{ref} = 3.3 V$ . Jednakże w celu zabezpieczenia mikrokontrolera na wypadek nagłych skoków napięcia uznano, iż do obliczeń przyjmie się wartość  $V_{ADC} = 3 V$ . Podstawiając wartości do równania (57) obliczono wartość rezystora  $R_{fb\_meas1}$ :

$$R_{fb\_meas1} = V_{ADC} \cdot \frac{R_{fb\_meas2}}{V_{OUT} - V_{ADC}} = 3 \cdot \frac{21000}{25 - 3} \approx 2863.6 \Omega. \quad (58)$$

Dobrano najbliższą wartość z szeregu równą 2.87 k $\Omega$ . Układ zaprezentowano na rysunku (Rysunek 18).



Rysunek 18 Układ dopasowania wartości do pomiaru napięcia. Ze zbiorów autora.

### Pomiar prądu

W konstruowanym urządzeniu zdecydowano się na pomiar prądu po stronie masy. Podczas omawiania sposobów pomiaru prądu przytoczono dwa główne problemy takiego układu:

- problem z wykryciem zwarcia do masy,
- zmiana wartości napięcia masy.

Są to poważne problemy, które w przypadku ich wystąpienia mogą w pełni uszkodzić zasilane urządzenie, bądź uniemożliwić z nim komunikację. Należy jednak rozważyć wystąpienie tych błędów. Problem wykrycia zwarcia do masy przekreśla w pełni zastosowanie tego układu w zasilaczu laboratoryjnym. Należy jednak tu zaznaczyć, iż w przypadku podłączania urządzenia jedynie do zasilacza, ścieżka powrotu prądu przez urządzenie do masy może odbyć się tylko tą jedną linią. Urządzenie łączy się z zasilaczem tylko i wyłącznie z wykorzystaniem gniazda podłączonego bezpośrednio do rezystora pomiarowego, który jest jedynym elementem na tej ścieżce. W takim wypadku nie ma możliwości wystąpienia zwarcia do masy, które nie zostanie wykryte przez zasilacz. Drugim problemem jest podwyższony poziom masy, konkretniej o spadek napięcia na rezystorze. Należy tu jednak zaznaczyć, iż urządzenie nie będzie się komunikowało z zasilaczem podczas pomiaru. W wypadku, gdyby urządzenie badane wymagało komunikacji z innym, należy dobrać niską wartość rezystora, która zminimalizuje wartość spadku napięcia. Z tego powodu zdecydowano się na rezystor pomiarowy o rezystancji  $R_{cmeas} = 5 \text{ m}\Omega$ . Spadek napięcia na tym rezystorze dla maksymalnego prądu równego wartości 10 A obliczono w równaniu (59):

$$V = R_{cmeas} \cdot I_{OUT} = 0.005 \cdot 10 = 50 \text{ [mV]}. \quad (59)$$

Wybrano rezystor MSMA2512R0050FEN produkcji EATON ELECTRONICS. Charakteryzuje się on wysoką dokładnością  $\pm 1\%$  oraz maksymalną mocą 2 W co jest wartością z dużym zapasem. Dużym atutem wybranego rezystora jest niska wartość współczynnika temperaturowego równa 50ppm/°C. Taka wartość pozwala na dużą dokładność pomiaru nawet dla wysokich wartości mierzonego prądu. Temperatura pracy elementu jest w zakresie od -55 do 170 °C.

Do mierzenia zdecydowano się na zastosowanie wzmacniacza różnicowego z wbudowanym wzmocnieniem. Taki układ zmniejsza wpływ tolerancji elementów na

wzmocnienie układu oraz wpływ dryftu temperaturowego co znacząco zwiększa dokładność pomiaru. Podczas przeglądu dostępnych rozwiązań wyróżniono i porównano trzy układy produkcji Texas Instruments. Były to kolejno INA296A3, INA293A2 oraz INA180A2. Każdy z tych układów ma wzmocnienie równe 50, dzięki czemu wartość mierzona przez ADC jest z zakresu od 0 do 2.5 V [26]. Porównanie elementów przedstawiono w tabeli (Tabela 8).

*Tabela 8 Porównanie wybranych wzmacniaczy służących do pomiaru prądu. Na podstawie [26].*

Parametr	INA296A3	INA293A2	INA180A2
Napięcie zasilania [V]	-5 do 110	-4 do 110	-0.2 do 26
Błąd wzmocnienia [%]	0.01	0.15	0.80
Dryft temperaturowy wzmocnienia [%/°C]	1	10	20
CMRR [dB]	150	110	88
Pasmo przenoszenia [kHz]	1100	1300	210
Prędkość narastania sygnału [V/μs]	8	2.5	2

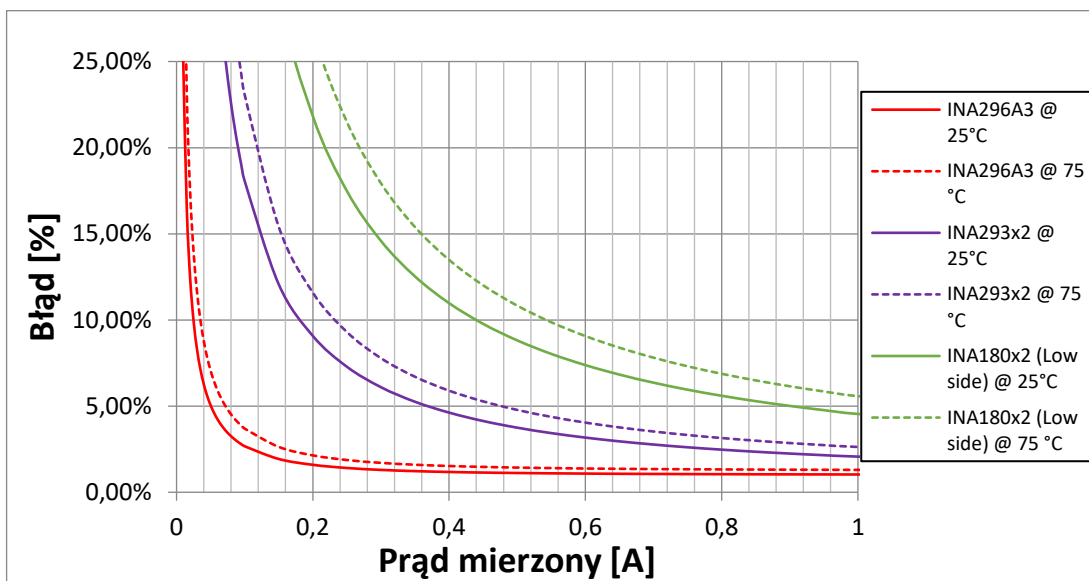
Korzystając z dostarczonego przez producenta kalkulatora do doboru wzmacniaczy pomiaru prądu, obliczono wartości błędów wybranych wzmacniaczy. Wartości wprowadzone do obliczeń:

- wartość rezystora pomiarowego 5 mΩ,
- tolerancja zastosowanego rezystora 1%,
- dryft temperaturowy zastosowanego rezystora 50ppm/°C,
- pomiar po stronie niskiej,
- napięcie zasilania 3.3 V,
- maksymalna wartość mierzonego prądu 10 A,
- minimalna wartość mierzonego prądu 1 mA,

Na podstawie wyników dostępnych w kalkulatorze sporządzono tabelę (Tabela 9) oraz wykres błędu pomiaru dla każdego wzmacniacza w zależności od mierzonej wartości prądu, dla dwóch temperatur pracy – 25 °C oraz 75 °C [27].

*Tabela 9 Porównanie błędów wzmacniaczy pomiarowych przy różnych wartościach prądu wyjściowego. Na podstawie [27].*

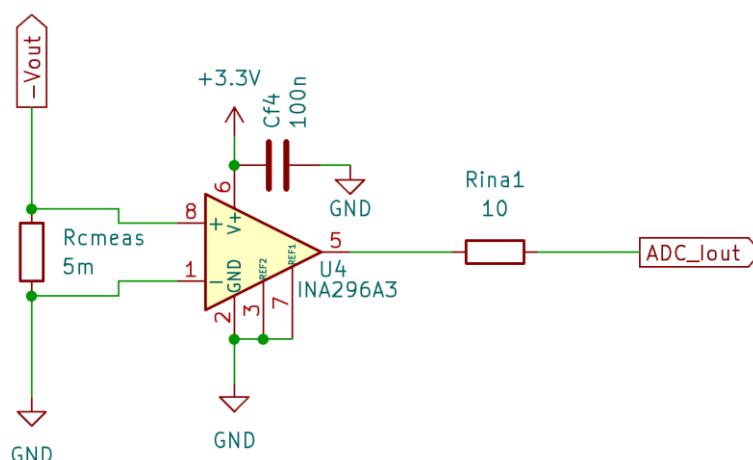
Pomiar	INA296A3	INA293A2	INA180A2
Błąd przy 10 A [%]	1.00	1.03	1.35
Błąd przy 5 A [%]	1.00	1.07	1.55
Błąd przy 2 A [%]	1.01	1.35	2.53
Błąd przy 1 A [%]	1.03	2.07	4.54
Błąd przy 500 mA [%]	1.12	3.75	8.81
Błąd przy 100 mA [%]	2.67	18.06	43.62
Błąd przy 50 mA [%]	5.05	36.08	87.21
Błąd przy 10 mA [%]	24.76	180.35	436.00
Błąd przy 5 mA [%]	49.50	360.71	872.00
Błąd przy 1 mA [%]	247.44	1803.52	4360.01



Rysunek 19 Wykres błędów poszczególnych wzmacniaczy dla prądu z zakresu od 0 do 1A przy dwóch temperaturach pracy. Na podstawie [27].

Korzystając z rysunku (Rysunek 19) oraz tabeli (Tabela 9), porównano wartości błędów i parametry układów. Zdecydowano się na zastosowanie układu INA296A3. Układ ten charakteryzuje się bardzo niskim błędem, nawet dla wartości poniżej 100 mA, zapewniając również najwyższą wartość prędkości narastania sygnału. Ważnym aspektem jest również najniższa wartość dryftu temperaturowego, która jest najlepsza w przypadku tego wzmacniacza, dzięki czemu wykazuje się on najlepszą charakterystyką błędów dla temperatury 75 °C.

W zaprojektowanym układzie dołożono kondensator filtrujący zakłócenia z linii zasilania o wartości 100nF oraz rezystor 10  $\Omega$  służący do ograniczenia prądu w wypadku nastąpienia przepięcia. Gotowy układ pomiarowy zaprezentowano na rysunku (Rysunek 20).



Rysunek 20 Zaprojektowany układ służący do pomiaru prądu zasilacza. Ze zbiorów autora.

### 5.1.6. Układ sterowania napięciem i prądem wyjściowym

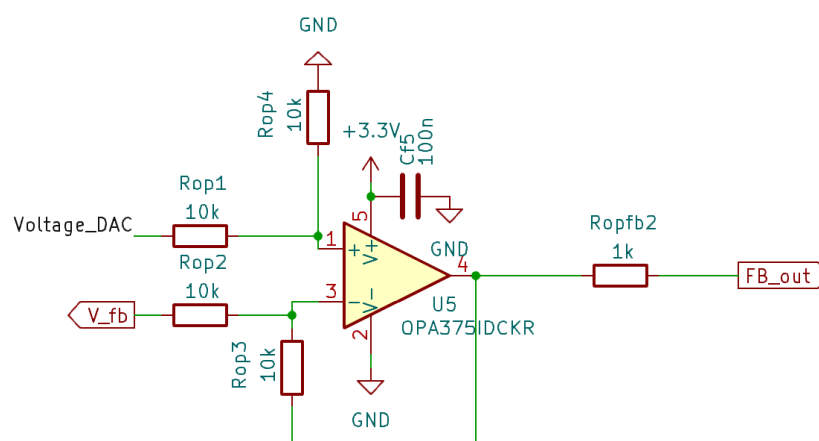
Układ przetwornicy LM5145 posiada pin sprzężenia zwrotnego. Wartość oczekiwana napięcia na tym pinie wynosi 800 mV. Uzyskanie takiej wartości dla przetwornicy oznacza, iż napięcie na wyjściu przetwornicy uzyskało oczekiwaną wartość. Informację tę można wykorzystać do zaimplementowania sterowania napięciem jak również prądem wyjściowym. W przypadku sterowania napięciem oraz prądem wykorzystano ten sam wzmacniacz operacyjny. Jest to spowodowane tymi samymi oczekiwaniami odnośnie do parametrów elementu. Wybrany został wzmacniacz OPA375IDCKR produkcji Texas Instruments [28]. Ważnymi parametrami wzmacniacza w tym zastosowaniu są:

- niska wartość napięcia niezrównoważenia wejść równa maksymalnie 500  $\mu\text{V}$ ,
- rail-to-rail, co pozwala wzmacniaczowi pracować nawet przy granicach napięcia zasilania,
- duża prędkość narastania sygnału 4.75 V/ $\mu\text{s}$  co pozwala na szybką reakcję w przypadku zmiany wartości sygnałów wejściowych,
- niskie szумы na poziomie 3.7 nV/Hz co zapewnia stabilność i dokładność w systemie regulacji napięcia oraz prądu,
- napięcie zasilania od 2.25 do 5.5 V,
- duża wartość współczynnika szerokości pasma  $\text{GBW} = 10 \text{ MHz}$ .

Takie parametry wzmacniacza pozwalają na dokładne sterowanie wartością napięcia i prądu wyjściowego. Poniżej zaprezentowano konkretną implementację układu do sterowania napięciem oraz osobno układ do sterowania prądem [28].

#### Sterowanie napięciem wyjściowym

Podstawowy układ, który wykorzystano w przypadku tego projektu zaprezentowano na rysunku (Rysunek 21).



Rysunek 21 Układ sterowania napięciem wyjściowym przetwornicy. Ze zbiorów autora.

Układ działa na podstawie wzmacniacza różnicowego. Wartości rezystorów  $R_{op1}$ ,  $R_{op2}$ ,  $R_{op3}$ ,  $R_{op4}$  zostały dobrane na tę samą wartość, tj. 10 k $\Omega$ . W takim wypadku wartość napięcia wyjściowego wzmacniacza będzie wprost równa różnicy napięcia na

wejściu nieodwracającym z napięciem odwracającym wzmacniacza, co przedstawiono w równaniu (60).

$$V_O = V_+ - V_-, \quad (60)$$

gdzie:

- $V_+$  – napięcie na pinie nieodwracającym wzmacniacza,
- $V_-$  – napięcie na pinie odwracającym wzmacniacza,
- $V_O$  – napięcie wyjściowe wzmacniacza.

Wartość  $V_-$  podawana jest z dzielnika rezystancyjnego na wyjściu układu przetwornicy. Wartości tych rezystorów są następujące:

- $R_{FB1} = 21 \text{ k}\Omega$ ,
- $R_{FB2} = 698 \text{ }\Omega$ .

W takim połączeniu napięcie na wzmacniaczu jest z zakresu od 0 do 800 mV. W przypadku, gdy wartość zamierzona na wyjściu ma wynosić 25 V, napięcie z dzielnika powinno wynosić 800 mV, jak również takie napięcie powinno pojawić się na wyjściu wzmacniacza. W takim wypadku wartość napięcia na pinie nieodwracającym obliczono w równaniu (61):

$$V_+ = V_O + V_- = 800 + 800 = 1600 \text{ [mV]} = 1.6 \text{ V}. \quad (61)$$

Równanie (61) można przekształcić w taki sposób, aby wartość napięcia na wyjściu przetwornicy była zależna od wartości napięcia na wejściu nieodwracającym, co zaprezentowano w równaniu (62):

$$V_+ = V_O + V_- = V_O + V_{Out} \cdot \frac{R_{FB2}}{R_{FB1} + R_{FB2}}, \quad (62)$$

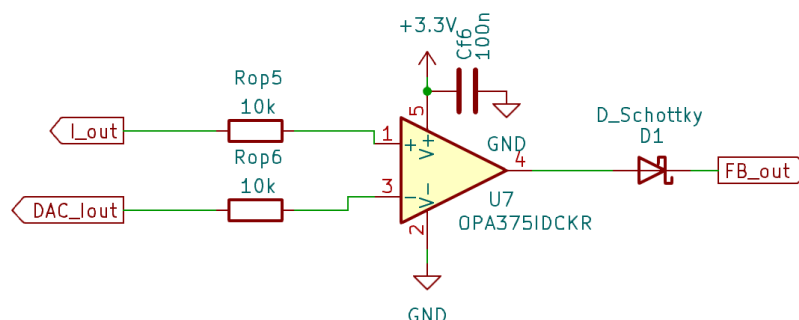
gdzie:

- $V_{Out}$  – oczekiwane napięcie na wyjściu przetwornicy.

Równanie (62) wykorzystano w implementacji programowej do dokładnego sterowania napięciem wyjściowym. W schemacie układu na wyjściu wzmacniacza dodano rezystor 1 k $\Omega$  w celu ograniczenia prądu.

### **Sterowanie prądem wyjściowym**

Układ do sterowania prądem zaimplementowany w przetwornicy został zaprezentowany na rysunku (Rysunek 22).



Rysunek 22 Układ sterowania prądem wyjściowym. Ze zbiorów autora.

W tym wypadku układ działa w następujący sposób. Na pin odwracający DAC\_Iout podawane jest napięcie z przetwornika cyfrowo-analogowego z mikrokontrolera. Na pin I\_out natomiast podawane jest napięcie z układu pomiaru prądu, mieszczące się w zakresie od 0 do 2.5 V. Wzmacniacz porównuje oba te napięcia, a następnie wystawia napięcie sterujące w celu wyrównania tych napięć. Gdy napięcie na wejściu odwracającym jest wyższe, to napięcie na wyjściu spada do zera. W praktyce oznacza to, iż wartość ograniczenia prądowego jest wyższa aniżeli prądu wyjściowego przetwornicy. W takim wypadku układ ma nie wpływać na napięcie wyjściowe przetwornicy. Druga sytuacja jest następująca. W przypadku, gdy napięcie na wejściu nieodwracającym jest wyższe aniżeli na wejściu odwracającym, napięcie na wyjściu wzmacniacza się zwiększa, aż do momentu wyrównania napięć na obu wejściach. W praktyce układ zacznie zmniejszać napięcie wyjściowe przetwornicy do takiego momentu, w którym prąd wyjściowy zmniejszy się do wartości równej napięciu na pinie nieodwracającym. W układzie zaimplementowano diodę Schottkyego o wartości niskiego spadku. Taka implementacja zabezpiecza układ przed prądem zwrotnym z układu sterowania napięciem. Rezystory na wejściach wzmacniacza ograniczają prąd wpływający w przypadku nagłych zmian napięcia w celu ochrony układu.

### 5.1.7. Interfejs użytkownika

Wartości parametrów napięcia i prądu wyjściowego, oprócz wyświetlania z wykorzystaniem wirtualnego portu COM, umożliwia zastosowany wyświetlacz alfanumeryczny. Zastosowany w tym wypadku moduł wyświetlacza posiada wbudowany konwerter do komunikacji z mikrokontrolerem przy wykorzystaniu linii I2C. Wybrany wyświetlacz pozwala wyświetlić dwie linie tekstu, po 16 znaków na każdą co jest w pełni wystarczające do wyświetlania podstawowych informacji.

### 5.1.8. Zasilacz oraz układy zasilania

Moduł zasilania jest bardzo ważnym elementem całego urządzenia. Układ przetwornicy będzie działał prawidłowo tylko w wypadku zapewnienia dostępu do stabilnej i wystarczającej ilości mocy. W projekcie zastosowano zasilacz główny o wysokiej wydajności oraz stabilizatory w celu zasilania pomniejszych układów takich jak mikrokontroler czy też wzmacniacze operacyjne.



W celu dobrania zasilacza głównego należy wyprowadzić kilka założeń. Pierwszym z nich jest odpowiednia wartość napięcia zasilania zgodna z wartością oczekiwaną przez układ przetwornicy. W celu maksymalizacji wartości całego układu należy zwrócić uwagę na sprawność zasilacza. Również ważnym założeniem jest wartość prądu wyjściowego zgodna z oczekiwaniami. Do obliczenia tej wartości przekształcono równanie na sprawność przetwornicy. Wynik obliczeń zaprezentowano w równaniu (63):

$$I_{In} = \frac{V_{Out} \cdot I_{Out}}{V_{In} \cdot \eta} = \frac{25 \cdot 10}{29 \cdot 0.8} = 10.78 [A], \quad (63)$$

gdzie:

- $\eta$  – sprawność układu, założono wartość 80%.

Założenia odnoszące się do parametrów zasilacza są następujące:

- napięcie wyjściowe  $V_{Out} = 29 V$ ,
- napięcie wejściowe  $V_{In} = 230 VAC$ ,
- prąd wyjściowy  $I_{Out} = 10.78 A$ ,
- sprawność  $\eta > 80\%$ ,
- niskie tętnienia napięcia  $V_{ripple} < 250 mV$ ,
- zabezpieczenie nadprądowe.

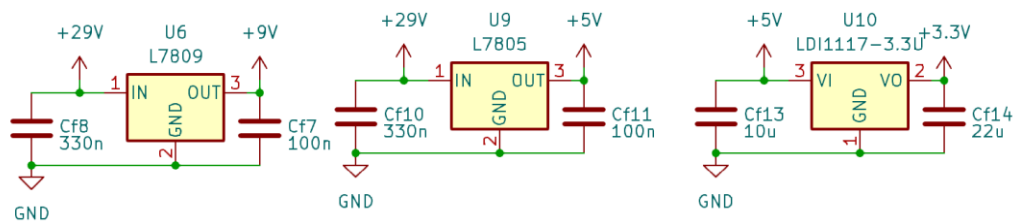
Zdecydowano się na zastosowanie zasilacza marki Mean Well model RSP-320-27. Urządzenie to jako jedno z niewielu dostępnych na polskim rynku spełnił założenia. Parametry zasilacza są następujące:

- napięcie wyjściowe  $V_{Out} = 27 V$ ,
- napięcie wejściowe  $V_{In} = 230 VAC$ ,
- prąd wyjściowy  $I_{Out} = 11.9 A$ ,
- sprawność  $\eta = 89\%$ ,
- tętnienia napięcia  $V_{ripple} = 200 mV$ ,
- zabezpieczenie nadprądowe, temperaturowe oraz przed zbyt wysokim napięciem wyjściowym.

Wartość napięcia wyjściowego wybranego zasilacza jest zbyt niska, jednakże urządzenie pozwala na podniesienie tej wartości do maksymalnie 31.5 V co w pełni spełnia założenia projektowe. Dodatkowo warto zwrócić uwagę, iż urządzenie jest w pełni zgodne z normami emisji EMC.

Jako stabilizatory napięciowe wykorzystano popularne i dobrze dostępne układy. Stabilizator 9V służy do zasilania płytki NUCLEO. Stabilizator 5 V natomiast służy do zasilania rezystorów NTC, stabilizatora 3.3 V. Układ 3.3 V zasila natomiast wzmacniacze operacyjne oraz wyświetlacz. Z tego powodu do każdego stabilizatora wprowadzono założenie, iż maksymalny pobierany z nich prąd wyniesie do 0.5 A. Do linii napięcia 9 V wykorzystano układ L7809 produkcji EVVOSEMI. Układ ten cechuje się wysoką

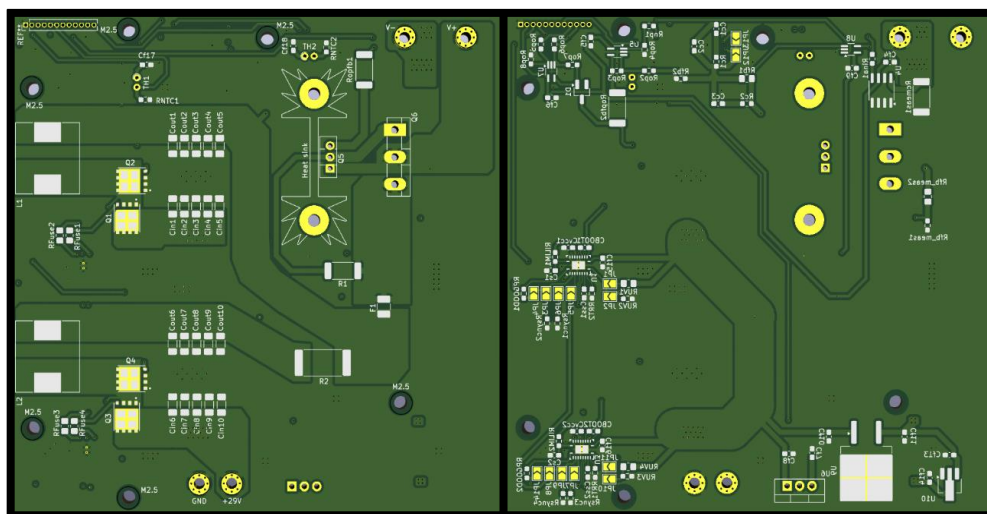
wartością napięcia wejściowego do 35 V oraz prądem wyjściowym do 1.2 A. Zgodnie z dokumentacją układu zastosowano odpowiednie kondensatory. Na wejściu układu kondensator o pojemności 330 nF, na wyjściu natomiast o pojemności 100 nF. Jako stabilizator 5 V wykorzystano natomiast układ produkcji STMicroelectronics, model L7805ABD2T-TR. Maksymalne napięcie zasilania układu wynosi 35 V co jest wartością niższą niż maksymalne dopuszczalne dla tego układu napięcie. Maksymalny prąd wyjściowy układu wynosi 1.5 A. Wykorzystany układ jest w obudowie D2PAK, co przy prawidłowym umieszczeniu pola masowego pod układem pozwoli na dobre odprowadzenie wytwarzanego się na układzie ciepła. Kondensatory na wejściu zasilania dobrano o wartości 330 nF, na wyjściu natomiast o wartości 100 nF. Linia 3.3 V jest ważną linią, odpowiedzialną za zasilanie wzmacniaczy pomiarowych oraz odpowiedzialnych za sterowanie napięciem wyjściowym przetwornicy. Z tego powodu wykorzystano układ LDI1117-3.3U produkcji DIOTEC SEMICONDUCTOR. Jest to układ typu LDO co oznacza niski spadek napięcia względem napięcia zasilania. Układy takie charakteryzują się niskim poziomem tętnień oraz szumów. Układ może być zasilany napięciem wyższym niż 4.75 V, co jest zgodne z założonymi 5 V. Kondensatory dobrano zgodnie z dokumentacją producenta. Na wejściu zasilania zastosowano kondensator 10  $\mu$ F, na wyjściu stabilizatora natomiast zastosowano większy kondensator o pojemności 22  $\mu$ F.



Rysunek 23 Zastosowane w przetwornicy układy tworzące linie napięcia 9, 5 oraz 3.3V. Ze zbiorów autora.

### 5.1.9. Projekt PCB

Gdy wszystkie elementy zostały dobrane skonstruowano czterowarstwową płytkę PCB. Gotową płytkę PCB zaprezentowano na rysunku (Rysunek 24).



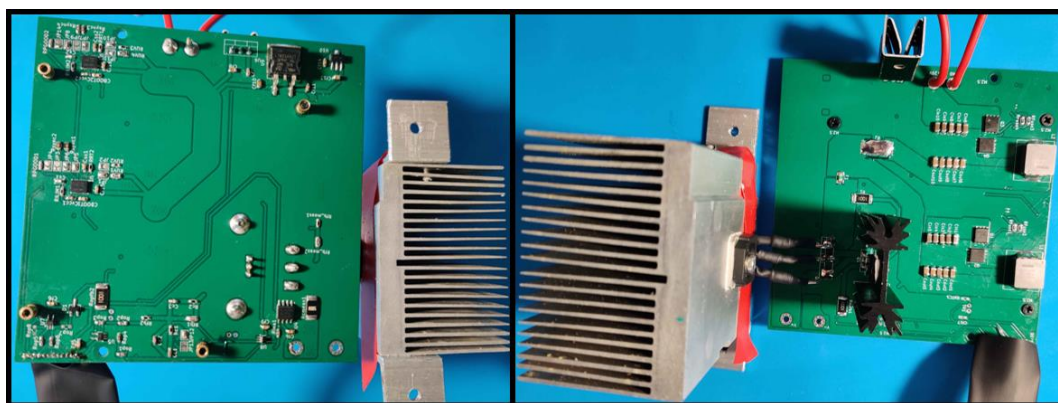
*Rysunek 24 Prezentacja warstwy górnej (po lewej) oraz warstwy dolnej (po prawej) zaprojektowanej płytki PCB zasilacza. Ze zbiorów autora.*

Na rysunku (Rysunek 24) po lewej stronie zaprezentowano układ płytki PCB górnej warstwy. Można na nim wyróżnić dwie sekcje składające się z cewki, tranzystorów MOSFET działających jako klucz górny i dolny oraz sekcje kondensatorów wejściowych i wyjściowych. Rezystor R2, a konkretniej jego obrys, na płycie został umieszczony w celu rozdzielenia układów przetwornic. Takie rozdzielenie pozwala na przeprowadzenie dokładniejszych pomiarów. W praktyce zamiast rezystora zastosowano miedzianą taśmę, którą wstępnie przymocowano do PCB za pomocą soldermaski a następnie ocynowano i przylutowano do padów. Tranzystory obu przetwornic zostały ułożone w jednej linii razem z dwoma przelotami na śruby M2.5 oraz odsunięte od pozostałych elementów w celu montażu dodatkowego aluminiowego radiatora. W górnym lewym rogu płytki wyprowadzono wszystkie potrzebne dla mikrokontrolera napięcia oraz sygnały. Taki układ pozwoli na schludne połączenie przetwornicy z płytką NUCLEO. Po prawej stronie płytki umieszczono filtr liniowy. W celu poprawienia jego stabilności rozdzielono tranzystor sterujący Q5 od tranzystora mocy Q6.

Po prawej stronie rysunku (Rysunek 24) zaprezentowano projekt dolnej części płytki. Po lewej stronie umieszczono układy przetwornic. W prawym dolnym rogu płytki umieszczono stabilizatory liniowe odpowiedzialne za generowanie linii napięć 9 V, 5 V oraz 3.3 V. W górnej części płytki umieszczono część pomiarową i sterującą urządzenia. Po prawej stronie znajduje się dzielnik rezystancyjny służący do pomiaru napięcia wyjściowego oraz układ pomiaru prądu po stronie niskiej. Po lewej stronie natomiast umieszczono wzmacniacze sterowania jak również układ kompensacji zer i biegunów. Jak można zauważyć, pomiędzy układami przetwornic, jak również górną przetwornicą a częścią sterowania znajdują się duże niewykorzystane pola przestrzeni po tej stronie płytki. Spowodowane jest to faktem, iż po drugiej stronie znajdują się ścieżki

napięcia wyjściowego z przetwornic. Zamontowanie układów pod takimi ścieżkami mogłoby negatywnie wpłynąć na działanie poszczególnych sekcji.

Jak wcześniej wspomniano, płytką składała się z 4 warstw. Poziom poniżej górnej części płytki jest w pełni wylany masą. Dzięki temu negatywne szумы z ścieżek mocy powyżej tej warstwy zostaną pochłonięte przez pole masy, co ograniczy ich wpływ na elementy pomiarowe. Warstwa trzecia natomiast służy jako dodatkowa płaszczyzna do poprowadzenia ścieżek sygnałowych i pomiarowych. W celu eliminacji zakłóceń i tętnień oraz zapewnienia stabilności napięcia przy każdym układzie scalonym na linii zasilania zastosowano kondensator odsprężający o wartości 100 nF. Gotowy układ zasilacza zaprezentowano na rysunku (Rysunek 25).



Rysunek 25 Prezentacja dolnej części (po lewej) oraz górnej części (po prawej) zbudowanego układu. Ze zbiorów autora.

### Elementy testowe zaimplementowane w projekcie

W celu prawidłowego przetestowania układu w projekcie zaimplementowano szereg zworek. Poniżej zamieszczono tabelę (Tabela 10) opisującą poszczególne zworki i ich zadanie.

Tabela 10 Opis zamontowanych n płytce zworek testowych.

Układ	Sekcja	Oznaczenie	Zadanie
Przetwornica U1	Enable	JP1	Załączenie przetwornicy z napięcia wejściowego
		JP2	Załączenie przetwornicy z mikrokontrolera
	SYNCIN	JP3	Nieciągły tryb pracy przetwornicy
		JP4	Ciągły tryb pracy przetwornicy
	SYNCOUT	JP5	Wyjście sygnału synchronizacyjnego do drugiego układu
		JP6	Niekorzystanie z synchronizacji
Przetwornica U2	Enable	JP10	Załączenie przetwornicy z napięcia wejściowego
		JP11	Załączenie przetwornicy z mikrokontrolera
	SYNCIN	JP8	Synchronizacja z układu przetwornicy U1
		JP9	Nieciągły tryb pracy przetwornicy
		JP14	Ciągły tryb pracy przetwornicy
Układ kompensacji	Feedback	JP7	Niekorzystanie z synchronizacji
		JP12	Sprzężenie zwrotne z dzielnika napięciowego na wyjściu
		JP13	Sterowanie napięciem i prądem przez mikrokontroler

## 5.2. Część programowa

W tej sekcji zostanie opisana część programowa skonstruowanego urządzenia. Główne zadania programu są następujące:

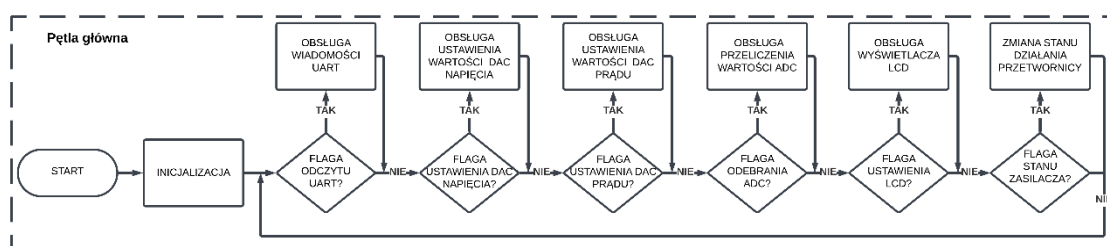
- nastawianie wartości napięcia wyjściowego, filtru liniowego i ograniczenia prądowego,
- pomiar wartości napięcia i prądu wyjściowego,
- wyświetlanie parametrów urządzenia przez interfejs użytkownika – wyświetlacz LCD,
- komunikacja z użytkownikiem poprzez interfejs UART i wirtualny port COM.

### 5.2.1. Pętla główna programu

Pętlę główną programu zaprezentowano na rysunku (Rysunek 26). Przed pętlą główną znajduje się blok inicjalizacji programu. Znajduje się w niej ustawienie wstępnych wartości urządzenia takie jak:

- wystartowanie zegarów mikrokontrolera,
- uruchomienie potrzebnych timerów,
- uruchomienie przetwornika analogowo-cyfrowego,
- uruchomienie DMA,
- uruchomienie przetwornika cyfrowo-analogowego,
- uruchomienie komunikacji UART oraz I2C,
- wyzerowanie wartości napięcia wyjściowego,
- wyzerowanie wartości prądu wyjściowego,
- wprowadzenie przetwornicy w tryb oczekiwania.

Następnie program wchodzi w pętlę główną. Znajduje się w niej sprawdzenie głównych flag potrzebnych do prawidłowego działania urządzenia i wywołanie odpowiednich akcji.

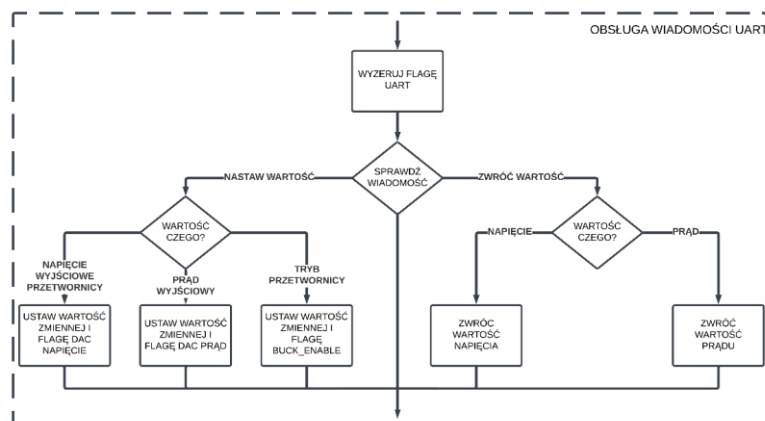


Rysunek 26 Schemat blokowy pętli głównej programu. Ze zbiorów autora.

Procedury obsługi flag, które są sprawdzane w pętli głównej, zostaną opisane w dalszych podpunktach rozdziału zamieszczonych poniżej.

#### Odczyt wiadomości z interfejsu UART

W wypadku, gdy flaga jest aktywna, następuje obsługa wiadomości odebranej w transmisji UART. Działanie funkcji zaprezentowano na rysunku (Rysunek 27).



Rysunek 27 Funkcja obsługi flagi odebrania wiadomości z interfejsu UART. Ze zbiorów autora.

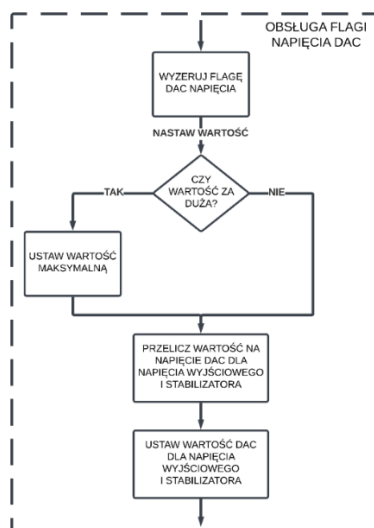
W pierwszym etapie wykonywane jest wyzerowanie flagi obsługi danej funkcji. W kolejnym kroku sprawdzana jest pierwsza część wiadomości służąca identyfikacji, czy użytkownik chce ustawić wybraną wartość, czy uzyskać informacje o parametrach urządzenia.

W przypadku pierwszym, gdy użytkownik żąda nastawienia wartości, dochodzi do rozróżnienia drugiej części komendy. Na jej podstawie dokonywany jest wybór, który parametr zasilacza ma zostać ustawiony, a następnie wpisywana jest wartość do odpowiedniej zmiennej. W dalszej kolejności ustawiana jest flaga odpowiedzialna za uruchomienie funkcji do nastawienia wprowadzonego parametru.

Jeżeli komenda dotyczy zwrócenia wartości, program dokonuje rozróżnienia, jaki parametr urządzenia ma zostać wysłany. Na tej podstawie przygotowywana jest wiadomość zwrotna, która zawiera żądany wynik i zostaje przekazana do użytkownika.

### Ustawienie napięcia wyjściowego przetwornicy

Wykrycie flagi oznaczającej wymaganie nastawienia wartości napięcia wyjściowego, wywołuje funkcje obsługi tej flagi. Jej działanie zaprezentowano na rysunku (Rysunek 28).



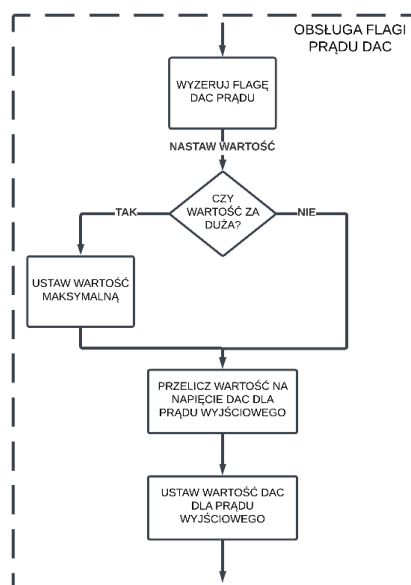
*Rysunek 28 Funkcja obsługi nastawienia wartości napięcia wyjściowego zasilacza. Ze zbiorów autora.*

Na początku dochodzi do zresetowania flagi odpowiedzialnej za uruchomienie tej części programu. Następnie dochodzi do sprawdzenia wpisanej wartości. Odczyt tej wartości działa w taki sposób, iż odczytuje tylko liczby, dzięki czemu wartość zawsze jest równa bądź większa od 0. Gdy wartość jest mniejsza od maksymalnej wartości 25 V, program przechodzi dalej. W przeciwnym wypadku następuje zmiana ustawionej wartości na 25 V. W kolejnym etapie następuje przeliczenie wartości na odpowiednią wartość napięcia oczekiwaną na pinach przetwornika cyfrowo-analogowego dla sterowania napięciem wyjściowym oraz filtrem liniowym. Na końcu programu dochodzi do nastawienia odpowiednich wartości na wyjściach przetwornika oraz powrót do pętli głównej programu.

### **Ustawienie prądu wyjściowego przetwornicy**

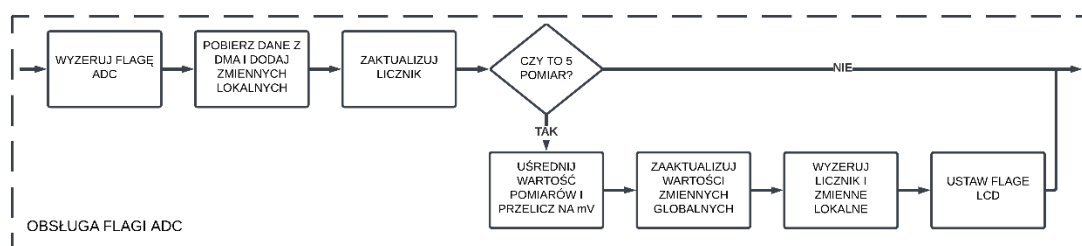
Funkcja odpowiedzialna za ograniczenie prądowe przetwornicy działa w podobny sposób, jak program nastawiający wartość napięcia wyjściowego. Na początku dochodzi do wyzerowania odpowiedniej flagi, a następnie wartość wpisana przez użytkownika jest sprawdzana, czy jest mniejsza od wartości maksymalnej. Gdy wartość nie spełnia tego założenia, do zmiennej wpisywana jest wartość 10 A. W końcowych etapach programu dochodzi do konwersji prądu na odpowiednią wartość i nastawienie jej na odpowiednim kanale przetwornika cyfrowo-analogowego. Schemat tej funkcji zaprezentowano na rysunku (Rysunek 29).





Rysunek 29 Funkcja obsługi nastawienia wartości prądu wyjściowego zasilacza. Ze zbiorów autora.

### Odczyt wartości z przetwornika analogowo-cyfrowego



Rysunek 30 Funkcja odbioru i przetworzenia danych z przetwornika analogowo-cyfrowego. Ze zbiorów autora.

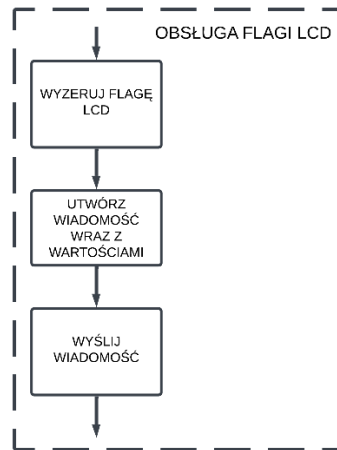
Diagram funkcji odbioru i przetworzenia danych odebranych z czujnika analogowo-cyfrowego zaprezentowano na rysunku (Rysunek 30). W początkowym etapie funkcja zeruje flagę wystąpienia przerwania od pomiaru przetwornika. W kolejnym kroku wartość pomiaru pobierana jest z wykorzystaniem DMA, czyli bezpośredniego dostępu do pamięci i dodawana do zmiennej lokalnej. W tym samym momencie zwiększany jest licznik wystąpienia przerwania. W momencie, gdy licznik wskaże 5 iterację pomiaru, funkcja uśredni wartość zmiennej lokalnej i przepisze je do zmiennych globalnych wartości poszczególnych pomiarów. Następnie funkcja wyzeruje licznik oraz zmienne lokalne i ustawi flagę oznaczającą wymaganie odświeżenia wartości wyświetlacza. Uśrednienie wartości pięciu próbek jest spowodowane zastosowaniem filtra programowego na częstotliwość sieciową 50 Hz.

### Ustawienie informacji na wyświetlaczu

W układzie przetwornicy zainstalowano wyświetlacz alfanumeryczny o rozdzielczości 16x2. Wyświetlacz ma zamontowany konwerter umożliwiający komunikację z mikrokontrolerem za pomocą interfejsu I2C. Do obsługi wyświetlacza skorzystano z gotowej biblioteki [29]. Podstawowa część funkcji zeruje flagę,

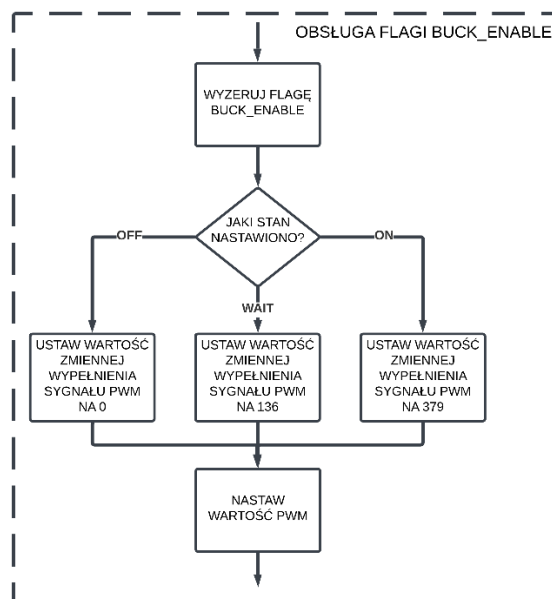


a następnie tworzy odpowiednią wiadomość zawierającą nazwę parametru oraz jego wartość. W kolejnym kroku informacja zostaje wysłana z wykorzystaniem dodanej biblioteki. Po wykonaniu tych czynności funkcja wraca do pętli głównej programu. Diagram zaprezentowano na rysunku (Rysunek 31).



Rysunek 31 Funkcja obsługi nastawienia wartości wyświetlacza. Ze zbiorów autora.

### Ustawienie stanu załączenia przetwornicy



Rysunek 32 Funkcja obsługi flagi zmiany stanu przetwornicy. Ze zbiorów autora.

Na rysunku (Rysunek 32) przedstawiono schemat funkcji obsługi flagi nastawienia stanu przetwornicy. W pierwszym kroku funkcja zeruje flagę, a następnie sprawdza otrzymaną wiadomość. Zależnie od wiadomości funkcja ustawia odpowiedni współczynnik wypełnienia sygnału PWM:

- OFF – współczynnik wypełnienia równy 0,
- WAIT – współczynnik wypełnienia równy 0.136,
- ON – współczynnik wypełnienia równy 0.379.

Wartość współczynnika wypełnienia sygnału PWM można obliczyć korzystając z równania (64):

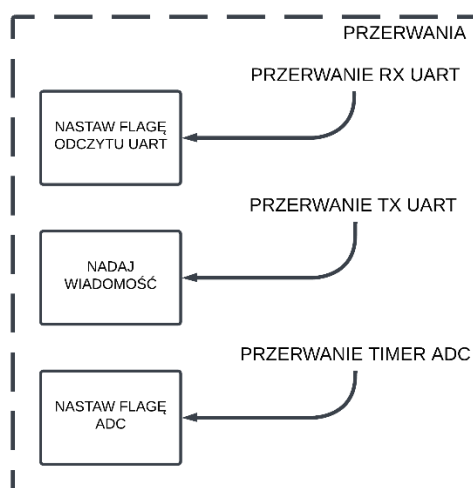
$$D = \frac{V_{Out}}{V_{ref}}. \quad (64)$$

Dobre wartości napięcia do obliczenia współczynnika sygnału PWM były następujące:

- OFF – średnie napięcie wyjściowe 0 V,
- WAIT – średnie napięcie wyjściowe 0.45 V,
- ON – średnie napięcie wyjściowe 1.25 V.

### Przerwania programowe

Poza pętlą główną należy wyróżnić trzy główne przerwania umożliwiające prawidłowe działanie programu. Wykorzystywane przerwania zaprezentowano na rysunku (Rysunek 33).



Rysunek 33 Diagram przerw programowych. Ze zbiorów autora.

Dwa z trzech głównych przerw dotyczą obsługi nadania i odbioru wiadomości UART.

Pierwsze z nich wywoływane jest w momencie przesłania wiadomości do bufora nadania wiadomości. Następnie wykonuje się wysłanie wiadomości.

Przerwanie odbioru wiadomości następuje w momencie odebrania ciągu znaków przez interfejs UART. W kolejnym kroku ustawiana jest flaga sygnalizująca odebranie całej wiadomości.

Ostatnie przerwanie wykonuje się co 4 ms i po jego nastąpieniu ustawia flagę wymuszającą pomiar przetwornikiem analogowo-cyfrowym. Wartość czasu, po którym następuje przerwanie została dobrana w celu filtracji sygnałów sieciowych o częstotliwości 50 Hz. Pomiar wykonuje się co 4 ms oraz następnie po uzyskaniu pięciu pomiarów następuje uśrednienie pobranych wartości, co zostało opisane w Odczyt wartości z przetwornika analogowo-cyfrowego. Pomiar i uśrednienie pięciu wartości trwa dokładnie 20 ms, co odpowiada częstotliwości sieci.

### 5.2.2. Parametry wykorzystanych protokołów transmisji

W programie wykorzystano dwa protokoły transmisji, a dokładniej UART oraz I2C. Ich parametry są następujące:

- 1) dla transmisji UART:
  - prędkość transmisji 115200 Bit/s,
  - długość słowa 8 bitów,
  - brak znaku parzystości,
  - znak stopu 1;
- 2) dla transmisji I2C:
  - częstotliwość pracy 100 kHz,
  - adresacja 7-bitowa.

### 5.2.3. Komendy sterujące zasilaczem

W tabeli (Tabela 11) przedstawiono poszczególne komendy umożliwiające komunikację z urządzeniem poprzez wirtualny port COM i protokół UART. Poszczególne części powinny zostać rozdzielone znakiem „\_”.

*Tabela 11 Komendy umożliwiające komunikację z zasilaczem.*

Typ operacji	Parametr	Oczekiwana wartość	Opis
meas	vout	-	Zwróć wartość napięcia w mV
	iout	-	Zwróć wartość prądu w mA
setu	vout	napięcie w mV	Nastaw wartość napięcia
	iout	prąd w mV	Nastaw wartość prądu
	enab	off	Wyłącz przetwornice
		wait	Ustaw przetwornice w tryb oczekiwania
		on	Włącz przetwornice
comm	start	-	Rozpocznij cykliczne zwracanie parametrów
	stop	-	Wyłącz cykliczne zwracanie parametrów

## 6. Wyniki

### 6.1. Pierwsze uruchomienie

Pierwszy pomiar wykonano, po montażu jednego układu przetwornicy wraz z układem kompensacji. Zworki ustawiono na uruchomienie się układu po podłączeniu napięcia zasilania 29 V oraz napięcie sprzężenia zwrotnego bezpośrednio z dzielnika na wyjściu. Do wyjścia pierwszego układu przetwornicy dolutowano rezystor o wysokiej wartości z celu obciążenia przetwornicy. Układ poprawnie załączył się przy napięciu zasilającym 27.5 V oraz na wyjściu przetwornicy zmierzono napięcie równe 24.899 V. Układ poprawnie wyłączył się po spadku napięcia zasilania poniżej wartości 27 V.

### 6.2. Uruchomienie drugiego układu przetwornicy

Kolejny etap pomiaru dokonano po wlutowaniu drugiego układu przetwornicy. Zworki dla tego układu ustawiono tak samo, jak dla poprzedniego, tzn. załączenie z napięcia zasilania oraz sprzężenie zwrotne bezpośrednio podane na układ. Do pomiaru również odlutowano zworkę odpowiedzialną za załączenie pierwszej przetwornicy. Układ uruchomił się przy napięciu zasilania pinu załączenia równym 0.85 V, co jest wartością nieprawidłową. Na wyjściu przetwornicy zmierzone napięcie wynosiło około 14 V. Po ustawieniu napięcia zasilania na wartość docelową, a napięcie załączenia przetwornicy wyniosło 1.25 V, napięcie na wyjściu przetwornicy było prawidłowe i wynosiło 24.898 V. Zmieniając wartość napięcia zasilania w zakładanej wartości, tj. od 27.5 V do 29.5 V układ działał w pełni prawidłowo, a napięcie na wyjściu było stabilne i równe około 25 V. Z tego powodu problem uznano za niewpływający na działanie układu przy prawidłowych wartościach napięcia zasilania.

### 6.3. Pomiar sprawności przetwornicy bez filtra wyjściowego

Przed przylutowaniem układów odpowiedzialnych za sterowanie napięciem wyjściowym przetwornicy, zmierzono sprawność układu przetwornicy. Pomiar przeprowadzono w dwóch etapach.

Podczas pierwszego pomiaru jako obciążenie zastosowano opornik suwakowy o maksymalnym dopuszczalnym prądzie 1 A. Jako urządzenia pomiarowe posłużyły:

- zasilacz MPC M10-QP303,
- do pomiaru napięcia: Agilent Technologies U3401A,
- do pomiaru prądu: Keysight 34461A.

Na podstawie pomiarów sporządzono tabelę (Tabela 12), w której zamieszczono wartości zmierzonych napięć oraz prądów, jak również obliczono sprawność przetwornicy. Do pomiaru załączono oba układy przetwornic.

Tabela 12 Pomiar parametrów wyjściowych przetwornicy.

Lp.	$U_{IN}$ [V]	$U_{OUT}$ [V]	$I_{IN}$ [mA]	$I_{OUT}$ [mA]	$\eta$ [%]
1	28.841	24.899	295.32	263.22	76.95
2	28.783	24.902	373.00	351.10	81.37
3	28.761	24.901	421.50	405.60	83.31
4	28.737	24.901	478.30	469.90	85.13
5	28.729	24.897	518.70	516.80	86.34
6	28.684	24.898	609.40	618.70	88.13
7	28.637	24.897	692.60	712.30	89.41
8	28.604	24.895	763.45	792.30	90.32
9	28.576	24.894	823.50	859.50	90.92
10	28.551	24.894	867.90	909.60	91.38

Analizując tabelę (Tabela 12) zauważono dużą stabilność napięcia wyjściowego w wypadku wzrostu prądu wyjściowego oraz znacznego spadku napięcia wejściowego. Należy również zwrócić uwagę na sprawność układu, która dla prądu około 0.9 A wyniosła ponad 91% co znacząco przewyższyło postawione urządzeniu oczekiwania. Pomiar wyższych prądów uniemożliwiła dostępna opornica. Z tego powodu skonstruowano układ złożony z masywnego radiatora oraz ośmiu rezystorów mocy o rezystancji 8  $\Omega$  i maksymalnej mocy 100 W. Rezystory zostały przykręcone na paście termoprzewodzącej do radiatora. Drugi pomiar sprawności dla wyższych prądów wykonano zmieniając wartości połączenia rezystorów. Do zasilenia układu posłużył UNI-T UDP3305S, który charakteryzował się wyższym prądem wyjściowym oraz wyższą stabilnością napięcia wyjściowego podczas zwiększania wartości poboru prądu. Wyniki pomiaru zamieszczono w tabeli (Tabela 13). Analizując wyniki można zauważyć bardzo wysoki wynik sprawności przewyższający wartość 98%. Wartość napięcia wyjściowego spada, jednak jest to wartość mniejsza aniżeli spadek napięcia na wykorzystanym zasilaczu, co pokazuje dużą stabilność przetwornicy. Niestety nie dokończono pomiarów powyżej 6.1 A. Jest to spowodowane faktem nieprawidłowości w działaniu przetwornicy. Podczas pierwszej próby pomiaru dla wartości około 6 A przetwornica nie uruchomiła się prawidłowo. W celu poszukiwania przyczyny takiego zachowania zdecydowano się na wyłączenie układu jednej przetwornicy i sprawdzenia go dla wartości wyższych prądu, a następnie powtórzeniu pomiaru dla drugiego układu przetwornicy. Układy przetestowano dla prądu wyjściowego 4.1 A. Oba układy załączyły się prawidłowo, osiągając zamierzoną wartość prądu wyjściowego. Załączono oba układy przetwornicy i postanowiono na powtórzenie pomiaru. Tym razem najpierw zasilono układ przetwornicy, a następnie po krótkiej chwili podłączono obciążenie. Układ uruchomił się oraz osiągnięto oczekiwaną wartość prądu, jednakże wyczuto, iż cewka z jednego układu przetwornicy nagrzewa się mocniej. Z tych informacji wynika, iż jeden z układów przetwornicy prawdopodobnie obciążony jest bardziej, aniżeli drugi. Z tego powodu zdecydowano na niewykonywanie pomiarów dla wyższych wartości prądu.

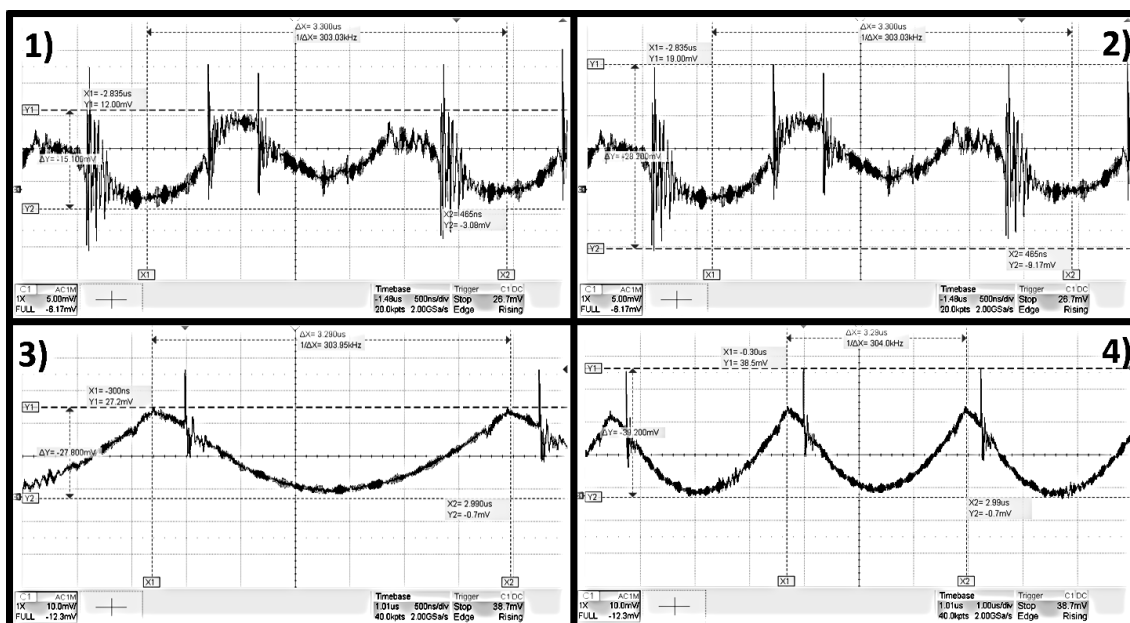
Tabela 13 Pomiar parametrów wyjściowych przetwornicy dla prądów wyjściowych powyżej 1 A.

Lp.	$U_{IN}$ [V]	$U_{OUT}$ [V]	$I_{IN}$ [A]	$I_{OUT}$ [A]	$\eta$ [%]
1	28.975	24.896	0.964	1.039	92.61
2	28.959	24.884	1.402	1.549	94.94
3	28.936	24.867	2.072	2.323	96.35
4	28.913	24.854	2.727	3.080	97.09
5	28.887	24.836	3.617	4.128	98.12
6	28.820	24.791	5.362	6.105	97.94

## 6.4. Pomiar tętnień napięcia bez filtra wyjściowego

W kolejnym etapie pomiarów sprawdzono tętnienia na wyjściu przetwornic. Do pomiaru wykorzystano oscyloskop Siglent SDS804X. Przebiegi sygnału zaprezentowano na rysunku (Rysunek 34). W górnej części (oznaczone 1 oraz 2) zamieszczono tętnienia napięcia dla połączonych układów dwóch przetwornic. W dolnej części (oznaczone 3 oraz 4) zamieszczono napięcie wyjściowe dla układu pojedynczej przetwornicy. Pomiary zostały wykonane przy obciążeniu 1 A. Jak można zauważyć połączenie dwóch przetwornic znacząco zmniejszyło tętnienia na wyjściu. W wypadku dwóch układów przetwornic tętnienia wynoszą 15 mV, natomiast dla pojedynczego układu 28 mV. W pomiarach zauważono występowanie pojedynczych szpilek w sygnale. Uwzględniając szpilki wartość tętnień wynosi 28 mV dla układu dwóch przetwornic oraz 39 mV dla pojedynczego układu. W obu przypadkach, wartości te są lepsze od oczekiwanych. Pomiar potwierdził również założenie, iż wykorzystanie dwóch układów przekształtników napięcia zsynchronizowanych w przeciw fazie pozwoli na zmniejszenie tętnień na wyjściu przetwornicy. Należy również zaznaczyć, iż jest to sygnał przed końcową filtracją.

Pomiar wykonano również bez obciążenia wyjściowego dla połączonych dwóch układów. Tętnienia na wyjściu bez szpilki wyniosły 15 mV, natomiast biorąc ją pod uwagę wartość nie przekroczyła 40 mV. Wykonując pomiar tętnień napięcia wyjściowego przetwornicy zmierzono również częstotliwość, która wyniosła 303 kHz, co jest wartością poprawną i oczekiwaną.



Rysunek 34 Pomiar tętnień napięcia wyjściowego dla układu z dwiema przetwornicami (1 oraz 2) oraz z jedną przetwornicą (3 oraz 4). Ze zbiorów autora.

Po wykonaniu pomiaru tętnień napięcia wyjściowego w zasilaczu zamontowano filtr w postaci pary Sziklaiego, a następnie powtórzono pomiar. Zastosowanie tego układu pozwoliło na usunięcie szpilek napięciowych, jednakże sama wartość tętnień nie zmniejszyła się i pozostała w okolicach 40 mV.

## 6.5. Sterowanie napięciem wyjściowym i ograniczeniem prądowym

W trakcie badania pracy układu podjęto próbę sterowania wartością napięcia wyjściowego. Podczas pierwszej próby mikrokontroler podał wartości odpowiadające napięciu na przetwornicy równej 25 V oraz napięciu wyjściowemu za stabilizatorem równej 22.5 V. Wartość zmierzona napięcia wyjściowego wyniosła jednak jedyne 650 mV, wartość napięcia przed stabilizatorem natomiast 820 mV. Oznaczało to nieprawidłową pracę układu sterowania. Przeprowadzono pomiary napięć sterujących z mikrokontrolera, jednakże były one prawidłowe. Problemem w tym wypadku okazuje się być zastosowany układ sterowania napięciem. W początkowej fazie, gdy układ startuje na pinie feedback przetwornicy napięcie jest bliskie zeru, jednakże na wzmacniaczu różnicowym pojawia się już napięcie z mikrokontrolera. Z tego powodu na pin przetwornicy podawana wartość jest bliska wartości z przetwornika cyfrowo-analogowego, która zawsze jest większa od zakładanych 800 mV. Taką sytuację przetwornica odczytuje jako osiągnięcie zbyt wysokiej wartości napięcia wyjściowego i ogranicza jej wartość do minimum. Z uwagi na ograniczenia czasowe zdecydowano się odłożyć ten problem i przeprowadzić resztę pomiarów.

Przeprowadzono pomiar działania ograniczenia prądowego. Wstępnie zmierzono wartość prądu bez działania ograniczenia, która wynosiła 1.039 A, a następnie włączono ograniczenie prądowe, ustawione na 950 mA. Układ zadziałał poprawnie zmniejszając wartość prądu do wartości około 938 mA.

## 6.6. Pomiar napięcia i prądu wyjściowego z wykorzystaniem mikrokontrolera

W ostatnim etapie dokonano pomiaru napięcia i prądu wyjściowego z wykorzystaniem mikrokontrolera. Jako urządzenie mierzące wartość referencyjną wykorzystano miernik Sanwa PC7000 charakteryzujący się dużą dokładnością pomiarową. Wartość napięcia nastawiano na zewnętrznym zasilaczu i przekazywana na dzielnik rezystancyjny służący do pomiaru napięcia. Porównanie wyników pomiaru wartości zmierzonej przez mikrokontroler z wartością referencyjną zaprezentowano w tabeli (Tabela 14).

*Tabela 14 Pomiar napięcia z wykorzystaniem mikrokontrolera w porównaniu do wartości referencyjnej.*

Lp.	$V_{referencyjne}$ [V]	$V_{mikrokontroler}$ [V]	$\delta$ [%]
1	1.000	0.964	3.60
2	2.500	2.478	0.88
3	3.000	2.960	1.33
4	4.000	3.967	0.82
5	5.000	4.948	1.04
6	7.500	7.452	0.64
7	10.000	10.022	0.22
8	15.000	14.904	0.64
9	20.000	19.902	0.49
10	25.000	24.868	0.53

Porównując wartości błędu względnego można zauważyć, iż maleje on wraz z wzrostem wartości mierzonej. Spowodowane jest to faktem, iż im większa jest wartość mierzona, tym większą ilość poziomów kwantyzacji wykorzystuje mikrokontroler, co skutkuje lepszą wartością pomiaru. Ostatecznie wartość błędu nie przekracza 1% dla wartości napięcia wyjściowego większego od 5 V, co jest wartością zadowalającą.

Pomiar prądu wykonano podłączając obciążenie do wyjścia przetwornicy. Poprzez zmianę rezystancji obciążenia regulowano wartość płynącego prądu. Jako wartość referencyjną wykorzystano ponownie multimetr Sanwa PC7000. Porównanie wartości zmierzonej z wartością referencyjną zaprezentowano w tabeli (Tabela 15).

*Tabela 15 Pomiar prądu wyjściowego z wykorzystaniem mikrokontrolera w porównaniu do wartości referencyjnej.*

Lp.	$I_{referencyjne}$ [mA]	$I_{mikrokontroler}$ [mA]	$\delta$ [%]
1	661.6	668	0.97
2	823.2	820	0.39
3	1098.4	1112	1.24
4	1648.4	1664	0.95
5	3244.0	3296	1.60

Błąd pomiaru nie przekracza 2% co jest wartością akceptowalną. Wartość błędu może wynikać z faktu zastosowania rezystora o wartości 5 m $\Omega$ . Przy tak małej wartości duże znaczenie w projekcie ma nieoptymalne poprowadzenie ścieżek czy ułożenie samego wzmacniacza i rezystora pomiarowego.



## 7. Podsumowanie i wnioski

Celem pracy było opracowanie i wykonanie zasilacza laboratoryjnego z zastosowaniem do serwisu urządzeń elektronicznych. W trakcie realizacji projektu dokonano przeglądu literaturowego. Zapoznanie z zagadnieniami i rozwiązaniami konstrukcyjnymi pozwoliło na sformułowanie założeń projektu. Następnie pozyskaną wiedzę wykorzystano do konstrukcji schematu i doboru elementów. Na podstawie schematu oraz dostępnych źródeł wiedzy skonstruowano obwód drukowany zasilacza, a następnie zamówiono wymagane elementy oraz płytkę PCB. W kolejnym kroku zaprogramowano układ mikrokontrolera oraz wykonano testy poprawności jego działania. Oprogramowanie umożliwiło sprawdzenie parametrów urządzenia jak również możliwość sterowania napięciem oraz prądem wyjściowym urządzenia. Po otrzymaniu płytki oraz elementów przystąpiono do montażu elementów i badania działania układu. Pomiary wykazały, iż urządzenie spełnia zdecydowaną większość założeń projektowych. Zasilacz osiąga maksymalne napięcie wyjściowe równe 25 V, jak również umożliwia komunikację z urządzeniem zewnętrznym w celu pomiaru oraz nastawienia parametrów urządzenia. Urządzenie prawidłowo ogranicza wartość prądu wyjściowego. Warto podkreślić wysoką sprawność układu przetwornic, która dla napięcia 25 V i prądu wyjściowego 1 A wynosi powyżej 92%. Również dużym atutem są niskie tętnienia na wyjściu przetwornic, wynoszące niecałe 30 mV. Analiza tętnień dla układu z jedną przetwornicą oraz konfiguracji z dwiema przetwornicami wykazała znaczną redukcję tętnień w przypadku drugiego układu. Przedstawiona analiza potwierdza główną część tezy pracy, iż zastosowanie kaskadowego układu kondycjonującego poziom napięcia i prądu wyjściowego zasilacza impulsowego ograniczy wpływ zastosowanych układów konwersji energii. Istotnym aspektem jest również dokładność pomiaru napięcia i prądu mieszcząca się z założonych wartościach oraz poprawne działanie ograniczenia prądowego.

Niektórych celów projektu nie udało się zrealizować. Jednym z nich jest sterowanie napięciem wyjściowym przetwornicy. Ze względu ograniczonego czasu nie wykonano niezbędnych zmian w układzie regulacji napięcia. Zastosowanie układu użytego w celu regulacji prądu wyjściowego umożliwiłoby poprawne sterowanie napięciem wyjściowym. W pracy nie przeprowadzono pomiaru dla zakładanej maksymalnej wartości prądu wyjściowego równego 10 A, z uwagi na nieprawidłowość pracy układu dla prądów powyżej 6 A. Problem wynika z rozbieżności w pracy przetwornic, co może być spowodowane faktem, iż jeden układ załączał się wcześniej w porównaniu drugiego układu przetwornicy. Rozwiązaniem może okazać się zwiększenie czasu uruchomienia przetwornic oraz odseparowanie układów sprzężenia zwrotnego dla każdej z przetwornic. Przeprowadzone pomiary prądu wyjściowego o wartości około 4 A dla pojedynczego układu przetwornicy wykazały, że zastosowane układy w odpowiedniej konfiguracji umożliwiają osiągnięcie założonej wartości 10 A.

Jako możliwości rozwoju projektu, oprócz wprowadzenia poprawek związanych ze sterowaniem napięciem oraz osiągnięciem założonej wartości maksymalnego prądu wyjściowego, można rozważyć także inne ulepszenia. W dalszych etapach projektu należałoby rozważyć zamontowanie układu w kompaktowej obudowie, umożliwiającej transport i zabezpieczającą układ przed uszkodzeniem. Ponadto dużym usprawnieniem jest dodanie sterowania parametrami bez konieczności używania urządzenia zewnętrznego.

## 8. Bibliografia

- [1] Pressman A. I., Billings K., Morey T., Switching Power Supply Design, New York: McGraw-Hill, 2009.
- [2] Brown M., Power Supply Cookbook, Second Edition, Boston: Newnes, 2001.
- [3] Rashid M.H., Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications, Third Edition, Upper Saddle River, NJ: Pearson/Prentice Hall, 2003.
- [4] Mohan N., Undeland T.M., William. P., Power Electronics: Converters, Applications, and Design, Second Edition, New York: John Wiley & Sons, 1995.
- [5] Horowitz P., Hill W., Sztuka elektroniki. Tom 1-2, Warszawa: Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, 2018.
- [6] Texas Instruments, „Understanding Buck Power Stages in Switchmode Power Supplies, Application Report,” 3 1999. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/an/slva057/slva057.pdf?ts=1730902475537>. [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].
- [7] Chwaleba A., Moeschke B., Płoszajski G., Madak P., Świstak P., Podstawy elektroniki, Warszawa: Wydawnictwo Naukowe PWN, 2021.
- [8] Texas Instruments, „Input Filter Design for Switching Power Supplies,” [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/an/snva538/snva538.pdf>. [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].
- [9] Elliott R., „Elliott Sound Products,” 2011. [Online]. Available: <https://www.sound-au.com/articles/cmpd-vs-darl.htm>. [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].
- [10] Microchip Technology Inc., Yang Zhen, „Current Sensing Circuit Concepts and Fundamentals, AN1332, Application Note,” [Online]. Available: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01332B.pdf>. [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].
- [11] ROHM Semiconductor, „Shunt Resistors, High-Performance Op-Amps, Zener Diodes - Low-Side Current Sensing Circuit Design Rev.005, Application Note,” 2023. [Online]. Available: [https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/common/low\\_side\\_current\\_sense\\_circuit\\_design\\_an-e.pdf](https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/common/low_side_current_sense_circuit_design_an-e.pdf). [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].

- [12] Texas Instruments, „Introduction to Current Sense Amplifiers, Product Overview,” 2 2022. [Online]. Available: [https://www.ti.com/lit/ab/sboa534/sboa534.pdf?ts=1734211965636&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.bing.com%252F](https://www.ti.com/lit/ab/sboa534/sboa534.pdf?ts=1734211965636&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.bing.com%252F). [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].
- [13] Texas Instruments, „Switching Power Supply Current Measurements, Application Brief,” 3 2022. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ab/sboa176e/sboa176e.pdf?ts=1734208109503>. [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].
- [14] Texas Instruments, „Integrating the Current Sensing Signal Path, Application Brief,” 9 2021. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ab/sboa167b/sboa167b.pdf?ts=1734125175767>. [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].
- [15] Texas Instruments, „LM5145 75-V Synchronous Buck DC/DC Controller With Wide Duty Cycle Range,” 11 2020. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5145.pdf?ts=1734201255072>. [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].
- [16] Samsung, „CL31B475KBHNNN,” [Online]. Available: <https://weblib.samsungsem.com/mlcc/mlcc-ec-data-sheet.do?partNumber=CL31B475KBHNNN>. [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].
- [17] ALPHA & OMEGA, „AON6234 40V N-Channel MOSFET,” 8 2011. [Online]. Available: <https://www.aosmd.com/sites/default/files/res/datasheets/AON6234.pdf>. [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].
- [18] International IOR Rectifier, Amir M. Rahimi, Parviz Parto, Peyman Asadi, „Compensator Design Procedure for Buck Converter with Voltage-Mode Error-Amplifier, Application Note,” [Online]. Available: <https://www.infineon.com/dgdl/an-1162.pdf?fileId=5546d462533600a40153559a8e17111a>. [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].
- [19] Texas Instruments, „Loop Stability Analysis of Voltage Mode Buck Regulator With Different Output Capacitor Types – Continuous and Discontinuous Modes, Application Report,” 4 2008. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/an/slva301/slva301.pdf>. [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].
- [20] Microchip Technology Inc., Viktor Aase, „Buck Converter Design and Feedback Controller Using Core Independent Peripherals, Application Note,” 2020. [Online].

Available: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/Appnotes/Buck-ConvDesign-Feedback-Ctrl-Using-CIP-DS00003725A.pdf>. [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].

- [21] Linear Technology, Henry J. Zhang, „Modeling and Loop Compensation Design of Switching Mode Power Supplies, Application Note,” 1 2015. [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/app-notes/an-149.pdf>. [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].
- [22] Texas Instruments, „OPAx991 40-V Rail-to-Rail Input/Output, Low Offset Voltage, Low Noise Op Amp,” 1 2022. [Online]. Available: [www.ti.com/lit/ds/symlink/opa991.pdf](http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa991.pdf). [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].
- [23] ST, „Arm®Cortex®-M4 32b MCU+FPU, up to 64KB Flash, 16KB SRAM, 2 ADCs, 3 DACs, 3 comp., op-amp, 217ps 10-ch (HRTIM1),” 7 2018. [Online]. Available: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f334k4.pdf>. [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].
- [24] ST, „STM32F334xx advanced Arm®-based 32-bit MCUs, Reference manual,” 6 2020. [Online]. Available: [https://www.st.com/resource/en/reference\\_manual/rm0364-stm32f334xx-advanced-armbased-32bit-mcus-stmicroelectronics.pdf](https://www.st.com/resource/en/reference_manual/rm0364-stm32f334xx-advanced-armbased-32bit-mcus-stmicroelectronics.pdf). [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].
- [25] Texas Instruments, „Using PWM Output as a Digital-to-Analog Converter on a TMS320F280x Digital Signal Controller,” 9 2008. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/an/spraa88a/spraa88a.pdf?ts=1734205948833>. [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].
- [26] Texas Instruments, „INA296x –5V to 110V, Bidirectional, 1.1MHz, 8V/μs, Ultra-Precise Current Sense,” 12 2024. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina296a.pdf>. [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].
- [27] Texas Instruments, „CS-AMPLIFIER-ERROR-TOOL,” [Online]. Available: <https://www.ti.com/tool/CS-AMPLIFIER-ERROR-TOOL>. [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].
- [28] Texas Instruments, „OPA375, OPA2375, OPA4375 500-μV (Maximum), 10-MHz, Low Broadband Noise, RRO, Operational Amplifier, Datasheet,” 8 2021. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa2375.pdf>. [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].
- [29] Duba P., „Kurs STM32 #16 Wyświetlacz LCD,” [Online]. Available: <https://github.com/ptrre/kurs-stm32-e16-lcd>. [Data uzyskania dostępu: 14 12 2024].