

**AGH**

AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA IM. STANISŁAWA STASZICA W KRAKOWIE

Wydział Fizyki i Informatyki Stosowanej

---

## **Praca magisterska**

**Paweł Mleczek**

kierunek studiów: **fizyka techniczna**

# **Projekt i budowa przetwornicy DC/DC o wysokiej sprawności**

Opiekun: **dr inż. Mirosław Firlej**

**Kraków, wrzesień 2020**

## Oświadczenie studenta

Upředzony o odpowiedzialności karnej na podstawie art. 115 ust. 1 i 2 ustawy z dnia 4 lutego 1994 r. o prawie autorskim i prawach pokrewnych (t.j. Dz. U. z 2018 r. poz. 1191 z późn. zm.): „Kto przywłaszcza sobie autorstwo albo wprowadza w błąd co do autorstwa całości lub części cudzego utworu albo artystycznego wykonania, podlega grzywnie, karze ograniczenia wolności albo pozbawienia wolności do lat 3. Tej samej karze podlega, kto rozpowszechnia bez podania nazwiska lub pseudonimu twórcy cudzy utwór w wersji oryginalnej albo w postaci opracowania, artystyczne wykonanie albo publicznie zniekształca taki utwór, artystyczne wykonanie, fonogram, wideogram lub nadanie.”, a także upředzony o odpowiedzialności dyscyplinarnej na podstawie art. 307 ust. 1 ustawy z dnia 20 lipca 2018 r. Prawo o szkolnictwie wyższym i nauce (Dz. U. z 2018 r. poz. 1668 z późn. zm.) „Student podlega odpowiedzialności dyscyplinarnej za naruszenie przepisów obowiązujących w uczelni oraz za czyn uchybiający godności studenta.”, oświadczam, że niniejszą pracę dyplomową wykonałem osobiście i samodzielnie i nie korzystałem ze źródeł innych niż wymienione w pracy.

Jednocześnie Uczelnia informuje, że zgodnie z art. 15a ww. ustawy o prawie autorskim i prawach pokrewnych Uczelni przysługuje pierwszeństwo w opublikowaniu pracy dyplomowej studenta. Jeżeli Uczelnia nie opublikowała pracy dyplomowej w terminie 6 miesięcy od dnia jej obrony, autor może ją opublikować, chyba że praca jest częścią utworu zbiorowego. Ponadto Uczelnia jako podmiot, o którym mowa w art. 7 ust. 1 pkt 1 ustawy z dnia 20 lipca 2018 r. — Prawo o szkolnictwie wyższym i nauce (Dz. U. z 2018 r. poz. 1668 z późn. zm.), może korzystać bez wynagrodzenia i bez konieczności uzyskania zgody autora z utworu stworzonego przez studenta w wyniku wykonywania obowiązków związanych z odbywaniem studiów, udostępniać utwór ministrowi właściwemu do spraw szkolnictwa wyższego i nauki oraz korzystać z utworów znajdujących się w prowadzonych przez niego bazach danych, w celu sprawdzania z wykorzystaniem systemu antyplagiatowego. Minister właściwy do spraw szkolnictwa wyższego i nauki może korzystać z prac dyplomowych znajdujących się w prowadzonych przez niego bazach danych w zakresie niezbędnym do zapewnienia prawidłowego utrzymania i rozwoju tych baz oraz współpracujących z nimi systemów informatycznych.

.....  
(czytelny podpis)

**Tematyka pracy magisterskiej i praktyki dyplomowej Pawła Mleczek, studenta drugiego roku studiów drugiego stopnia na kierunku fizyka techniczna**

Temat pracy magisterskiej: **Projekt i budowa przetwornicy DC/DC o wysokiej sprawności**

Opiekun pracy: dr inż. Mirosław Firlej

Recenzenci pracy: prof. dr hab. inż. Marek Idzik

Miejsce praktyki dyplomowej: WFiIS AGH, Kraków

**Program pracy magisterskiej i praktyki dyplomowej**

1. Omówienie realizacji pracy magisterskiej z opiekunem.
2. Zebranie i opracowanie literatury dotyczącej tematu pracy.
3. Praktyka dyplomowa:
  - zapoznanie się z ideą pracy przetwornicy impulsowej,
  - uczestnictwo w eksperymentach/przygotowanie oprogramowania kontrolującego działanie systemu pomiarowego,
  - dyskusja i analiza wyników przeprowadzonych eksperymentów,
  - sporządzenie sprawozdania z praktyki.
4. Kontynuacja pomiarów i obliczeń związanych z tematem pracy magisterskiej.
5. Zebranie i opracowanie wyników wykonanych pomiarów.
6. Analiza wyników, ich omówienie i zatwierdzenie przez opiekuna.
7. Opracowanie redakcyjne pracy.

Termin oddania w dziekanacie: wrzesień 2020

.....  
(podpis kierownika katedry)

.....  
(podpis opiekuna)

Na kolejnych dwóch stronach proszę dołączyć kolejno recenzje pracy popelnione przez Opiekuna oraz Recenzenta (wydrukowane z systemu MISIO i podpisane przez odpowiednio Opiekuna i Recenzenta pracy). Papierową wersję pracy (zawierającą podpisane recenzje) proszę złożyć w dziekanacie celem rejestracji co najmniej na tydzień przed planowaną obroną.

## Druga recenzja

*Serdecznie podziękowania,  
dla mojego promotora, za przekazaną wiedzę i  
ogrom czasu poświęcony redakcji pracy,  
rodzicom za wsparcie przez cały okres studiów,  
przyjaciołom za obecność i zawsze dobre słowo.*

*Pozdrawiam,  
Paweł Mleczek*

# Spis treści

<b>Wprowadzenie</b> .....	9
<b>1. Teoretyczne podstawy konwersji napięcia</b> .....	11
1.1. Zasilanie i praca urządzenia .....	11
1.2. Rodzaje urządzeń służących do konwersji napięcia .....	12
<b>2. Podstawy przetwarzania DC/DC</b> .....	15
2.1. Podstawowe elementy obwodów elektronicznych .....	15
2.1.1. Rezystor.....	15
2.1.2. Cewka indukcyjna.....	16
2.1.3. Kondensator .....	19
2.1.4. Zastosowanie elementów magazynujących energię .....	22
2.2. Przetwornica podwyższająca (Boost).....	23
2.2.1. Ciągły tryb pracy (CCM).....	24
2.2.2. Nieciągły tryb pracy (DCM).....	28
2.2.3. Przejście między trybami pracy .....	31
<b>3. Projekt i budowa modeli przetwornic DC/DC i ich systemu pomiarowego</b> .....	33
3.1. Projektowanie przetwornicy Boost.....	33
3.2. Budowa przetwornic Boost.....	34
3.2.1. Przetwornica Boost sterowana sygnałem z generatora.....	34
3.2.2. Przetwornica Boost z pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego .....	36
3.3. Aparatura i system pomiarowy .....	40
3.3.1. System pomiarowy .....	40
3.3.2. Opis urządzeń.....	42
3.3.3. Sztuczne obciążenie ( tranzystor bipolarny w konfiguracji zdegenerowanego emitera) .....	44
3.3.4. Oprogramowanie i algorytm działania systemu pomiarowego .....	47
<b>4. Wyniki</b> .....	52
4.1. Badanie zachowania oraz sprawności przetwornicy Boost dla różnych trybów pracy .....	52
4.1.1. Tryb pracy a sprawność przetwornicy .....	52
4.1.2. Wpływ obciążenia na tryb pracy i sprawność przetwornicy.....	54
4.1.3. Wpływ indukcyjności, rezystancji wewnętrznej oraz prądu nasycenia cewki na zachowanie i sprawność przetwornicy .....	56
4.1.4. Wpływ napięcia przewodzenia i szybkości diody na zachowanie i sprawność przetwornicy.....	57

---

4.1.5. Wpływ opóźnień i rezystancji otwartego kanału tranzystora kluczującego na zachowanie i sprawność przetwornicy .....	59
4.1.6. Obserwacja zmian natężenia prądu cewki i napięcia na drenie tranzystora dla różnych trybów pracy .....	61
4.2. Przetwornica Boost z pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego.....	63
4.2.1. Charakterystyka sztucznego obciążenia .....	64
4.2.2. Badanie układu przy zmiennym obciążeniu .....	65
<b>Podsumowanie</b> .....	69
<b>Bibliografia</b> .....	71

# Wprowadzenie

W dobie ciągle rozwijającej się techniki powstaje wiele nowych urządzeń elektrycznych i elektronicznych. Każde z tych urządzeń wymaga źródła zasilania, którym w przypadku urządzeń przenośnych mogą być akumulatory lub baterie o napięciach znamionowych od 1.5 do 24V. Większe urządzenia zasilane są zwykle ogólnodostępnym napięciem sieciowym 230V, jednak większość z nich i tak korzysta z wbudowanych układów zasilających, dostarczających niskie napięcie stałe. Kolejnym ważnym aspektem jest również stabilizacja napięcia przy zasilaniu układu baterią czy akumulatorem, w których przy normalnych warunkach, na skutek rozładowywania się, występuje znaczący spadek napięcia. Te niedogodności wymusiły rozwój układów do konwersji napięcia, jakimi są przetwornice. Układy te, będące tematem niniejszej pracy, pozwalają nie tylko na uzyskanie pożądanego napięcia, ale zapewniają również jego stabilizację poprzez odpowiednie zarządzanie prądem, a więc doładowując źródło przy większym obciążeniu oraz chroniąc je przed przeładowaniem przy niskim poborze prądu. Cechy te czynią przetwornice napięcia nie tylko ciekawymi, ale również niezwykle przydatnymi urządzeniami.

Celem pracy było zaprojektowanie i fizyczna implementacja przetwornicy podwyższającej napięcie (Boost), zbadanie parametrów ją opisujących oraz czynników mających wpływ na te parametry. Szczególną uwagę poświęcono trybom pracy owej przetwornicy oraz sprawności w odmiennych warunkach pracy układu. Analizę układu przeprowadzono przy zastosowaniu różnych elementów elektronicznych. Badano szybkość diod i ich wpływ na sprawność. Wiele uwagi poświęcono także właściwościom elementów zdolnych do magazynowania energii - cewki indukcyjne. Uzupełnieniem było przygotowanie kompletnego systemu pomiarowego oraz jego oprogramowanie, które pozwoliło na daleko idącą automatyzację i zwiększenie wydajności pomiarów.

W rozdziale pierwszym zamieszczono podstawowe informacje pozwalające na zrozumienie idei konwersji napięcia oraz zaprezentowano generalną klasyfikację urządzeń do tego służących. Nacisk położono na układy DC/DC, będące tematem niniejszej pracy.

Treść rozdziału drugiego ma na celu przybliżenie czytelnikowi aspektów teoretycznych kryjących się za przygotowanymi układami. Starano się zwrócić uwagę nie tylko na podstawy wiedzy elektronicznej, ale także kluczowe w przypadku cewek i kondensatorów

zjawiska fizyczne, których zachodzenie pozwala na osiągnięcie poszukiwanych funkcjonalności. W rozdziale tym zaprezentowano także rodzaje trybów pracy przetwornic oraz odpowiadające im przebiegi napięcia oraz natężenia prądu w ujęciu teoretycznym.

Rozdział trzeci przedstawia przygotowane schematy zaprojektowanych przetwornic oraz ich fizyczną implementację. Postarano się o dokładny opis funkcjonalności i działania poszczególnych części przygotowanych układów oraz o zaprezentowanie zastosowanych komponentów. W rozdziale tym znaleźć można także informacje na temat użytych urządzeń laboratoryjnych, opis realizacji sztucznego obciążenia oraz wyjaśnienie działania całego systemu pomiarowego. W dużym skrócie przedstawiono także sposób oprogramowania tego systemu.

Zwieńczeniem pracy jest rozdział czwarty, zawierający wyniki pomiarów przeprowadzonych na przygotowanych układach oraz ich dyskusje i wyciągnięte wnioski. Szczególną uwagę poświęcono sprawności oraz trybom pracy przetwornicy. Zbadano również wpływ parametrów użytych elementów elektronicznych (cewka, dioda, tranzystor) na ogólną sprawność przetwornicy oraz przedstawiono zaobserwowane przy pomocy oscyloskopu przebiegi napięcia oraz natężenia prądu.

# 1. Teoretyczne podstawy konwersji napięcia

Każde rzeczywiste źródło energii elektrycznej charakteryzuje się mocą maksymalną i o ile można zmieniać jej postać, o tyle zachowane muszą zostać podstawowe prawa fizyki. Najbardziej fundamentalnym i kluczowym prawem jest zasada zachowania energii oraz wynikające z niej zachowanie mocy przedstawione równaniem 1.1.

$$\eta \cdot P_{in} = \eta \cdot U_{in}I_{in} = U_{out}I_{out} = P_{out} \quad (1.1)$$

Jeśli w układzie nie ma strat energii (sprawność  $\eta = 1$ ) napięcie oraz natężenie prądu elektrycznego mogą ulegać dowolnym zmianom, jednak ich iloczyn (moc) pozostaje niezmienny [1].

## 1.1. Zasilanie i praca urządzenia

Dane urządzenie do wykonania swojej pracy potrzebuje dostarczenia odpowiedniej ilości energii w określonym czasie, czyli mocy znamionowej. Jeśli moc będzie mniejsza od mocy znamionowej, może spowodować to nieprawidłowości w działaniu urządzenia lub po prostu jego nie uruchomienie się. Jeśli natomiast dostarczona moc będzie większa od mocy znamionowej, najprawdopodobniej spowoduje to większe straty energii lub w przypadkach krytycznych nawet uszkodzenie urządzenia.

Dowolne urządzenie można opisać również poprzez impedancję (nazywaną obciążeniem), która to określa stosunek napięcia do prądu, jaki popłynie przez urządzenie po przyłożeniu tego napięcia. Najprostszym elementem elektronicznym jest rezystor, który zaprojektowany jest tak, aby jego impedancja była stała bez względu na zmieniający się stan obwodu elektrycznego. Nie jest to prawdą w przypadku ogólnym, gdzie obciążenie urządzenia może zmieniać się w zależności od częstotliwości oraz samej wartości napięcia lub prądu. Co jednak ważne, sposób w jaki zmienia się obciążenie jest ściśle określony przez architekturę danego urządzenia.

Zarówno moc opisana równaniem 1.3, jak i obciążenie przedstawione jako 1.2, są określone poprzez funkcje napięcia i natężenia prądu, zatem są ze sobą bezpośrednio powiązane. Zachowanie obciążenia jest niezwykle ważne, jednak po zakończeniu fazy projektowej nie ma się już na nie wpływu i jedynym czynnikiem pozwalającym na

korzystanie z charakterystycznego obciążenia jest moc 1.3, którą można sterować dowolnie poprzez zmianę dostarczanego zewnętrznie napięcia i odpowiadającego mu prądu.

$$R_L = \frac{U_L}{I_L} \quad (1.2)$$

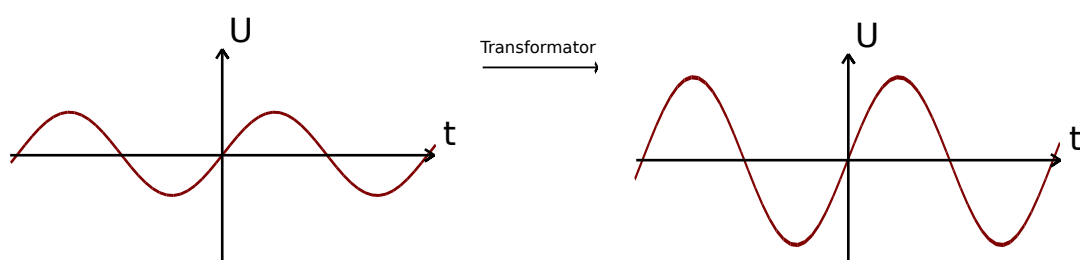
$$P = U \cdot I \quad (1.3)$$

## 1.2. Rodzaje urządzeń służących do konwersji napięcia

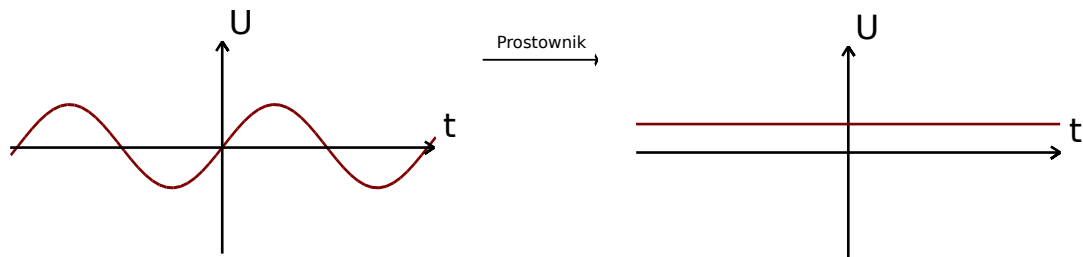
Podstawowym kryterium określającym postać dostarczanej energii elektrycznej są wartości napięcia oraz prądu, a idąc dalej to, czy ulegają one zmianie w funkcji czasu [2]. Jeśli napięcie oraz prąd zmieniają się okresowo i ich zmiany opisać można przy pomocy sinusoidy, mówimy wtedy o prądzie przemiennym (AC - *ang. Alternating Current*). Jeśli natomiast napięcie i prąd są niezmiennie w czasie, do czynienia mamy z prądem stałym (DC - *ang. Direct Current*). Ze względu na rodzaj przemiany postaci energii elektrycznej między prądem przemiennym a stałym wyróżnić można cztery główne kategorie urządzeń. Ponadto, dla wprowadzenia systematyczności, przemiany rozpatrywane będą głównie w kontekście zmian napięcia, nadając mniejszy priorytet odpowiadającym im zmianom prądu.

Pierwszym rodzajem omawianych urządzeń do konwersji napięcia będą transformatory. Służą one do zamiany napięcia przemiennego o jednej wartości na napięcie przemiennie o innej wartości wtórnej, jak ideologicznie przedstawiono to na rysunku 1.1. Transformatory najpowszechniej stosowane są przy transmisji energii elektrycznej w liniach energetycznych, gdzie dla zmniejszenia strat cieplnych natężenie prądu jest minimalizowane przy odpowiednim wzroście napięcia. Transformatory, kiedyś powszechnie stosowane w każdym zasilaczu, zostały prawie całkowicie wyparte na rzecz przetwornicy impulsowych.

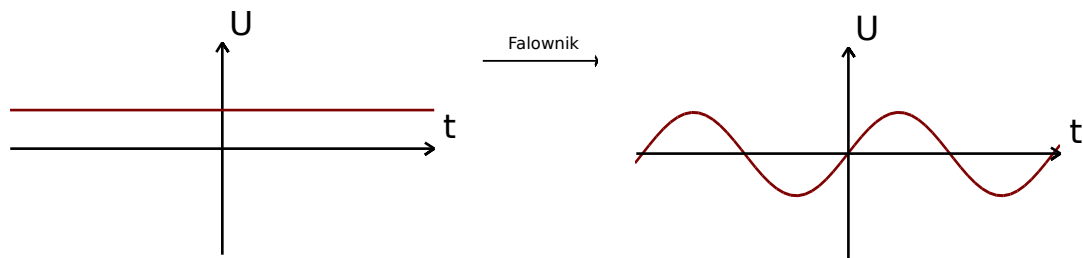
Kolejnym rodzajem przemiany jest tzw. prostowanie, czyli zamiana prądu przemiennego na stały (rysunek 1.2). Prostowniki są niezwykle przydatne w sytuacji, kiedy zasilić chcemy dowolne urządzenie elektryczne prądem stałym, jednak korzystając z dostępnego



Rys. 1.1. Działanie transformatora AC/AC



Rys. 1.2. Działanie prostownika AC/DC

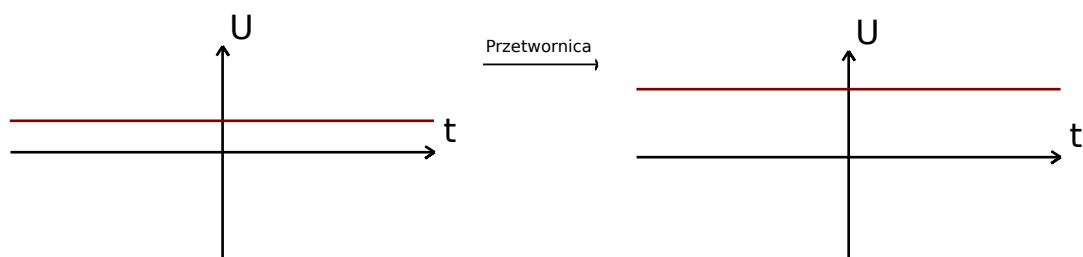


Rys. 1.3. Działanie falownika DC/AC

gniazda sieciowego. Przy zastosowaniu dodatkowej pojemności filtrującej i przy niskim, ustalonym poborze prądu możliwe jest otrzymanie stosunkowo stabilnego napięcia.

Możliwy jest także proces odwrotny, czyli zamiana prądu stałego na prąd przemienny - urządzenie umożliwiające tą przemianę określa się mianem falownika - rysunek 1.3. Falowniki, pozwalające na wygenerowanie przebiegu sinusoidalnego o regulowanej częstotliwości, używane są na przykład do kontroli prędkości obrotowej silników.

Ostatnią z możliwości jest zamiana napięcia stałego o pierwotnej wartości na napięcie stałe o wartości innej. Ideowo przedstawiono to na rysunku 1.4. Konwersja DC/DC jest niezwykle ważna ze względu na jej powszechną użyteczność oraz wszechstronne zastosowania w prawie każdym obecnie pracującym urządzeniu elektrycznym. Projektując jakiegokolwiek urządzenie zasilane napięciem stałym może się zdarzyć iż do poprawnej pracy układu wymagane będą napięcia zasilania o różnych wartościach. Oczywiście istnieje możliwość dostarczenia osobnego źródła zasilania dla każdego modułu z osobną, jednak w praktyce generować to będzie znaczne zwiększenie kosztów, a co więcej wiąże się to z istotnym zwiększeniem rozmiarów urządzenia, co jest efektem niepożądanym. W praktyce do zasilania urządzenia wykorzystuje się jedno źródło zasilania a wytworzenie



Rys. 1.4. Działanie przetwornicy DC/DC

potrzebnych napięć zasilających jest częścią projektu danego urządzenia, w którym poprzez wbudowane przetwornice lub jedną bardziej zaawansowaną przetwornicę napięcie źródła przetwarzane jest i dostarczane do każdego z modułów z osobna. Przetwornice DC/DC oraz rozważanie ich sprawności są przedmiotem niniejszej pracy.

## 2. Podstawy przetwarzania DC/DC

Przetwornice DC/DC to układy, których ideę działania zrozumieć można poprzez analizę zachowania prostych elementów elektronicznych magazynujących energię, takich jak cewki indukcyjne oraz kondensatory. W odpowiedniej konfiguracji i przy uzupełnieniu układu elementem kluczującym, pozwalają na osiągnięcie napięć większych, mniejszych lub o odwróconej polarności w stosunku do napięcia wejściowego. W rozdziale tym postarano się o przybliżenie opisu teoretycznego, który to pozwala na zrozumienie działania przetwornicy.

### 2.1. Podstawowe elementy obwodów elektronicznych

Zarówno w elektronice, jak i w fizyce bardzo często używa się idealnych modeli matematycznych podstawowych komponentów budowanego systemu. Za takie elementy w elektronice można uznać idealne rezystory, charakteryzujące się jedynie rezystancją, cewki indukcyjne wprowadzające tylko dodatkową indukcyjność oraz kondensatory cechujące się jedynie pojemnością. W sekcji tej postarano się o przybliżenie aspektów fizycznych, kryjących się za tymi podstawowymi elementami elektronicznymi. Wiedza ta jest niezbędna w celu zrozumienia idei kryjących się za działaniem przetwornic napięcia stałego.

#### 2.1.1. Rezystor

Bardzo często korzysta się z elementów dwukońcówkowych o danej rezystancji (rezystorów), traktując je jako elementy ograniczające prąd. Zakłada się przy tym, iż czym większa ta rezystancja, tym mniejszy popłynie prąd przy panującym napięciu stałym. Jest to podejście praktyczne, jednak nie jest to definicja rezystancji.

Dowolnemu obiektowi fizycznemu przypisać można wielkość nazywaną rezystancją, która to opisuje stosunek napięcia, jakie odłoży się na danym obiekcie fizycznym do prądu, jaki wtedy przez ten obiekt płynie, co przedstawiono równaniem 2.1. Sugeruje to, iż jeśli przyłoży się do obiektu jakieś napięcie stałe  $U$ , wtedy popłynie przez niego prąd stały o natężeniu  $I$ , ale jednocześnie rozumieć to można w sposób odwrotny - jeśli w danym



Rys. 2.1. Rezystor

obiekcie wywołany zostanie przepływ prądu stałego  $I$ , wtedy wytworzy się na nim napięcie stałe  $U$ .

$$R = \frac{U_R}{I_R} [\Omega] \quad (2.1)$$

Każdemu obiektowi fizycznemu przypisać można jakąś rezystancję, jednak niekoniecznie jest ona stała. Rezystorem nazywamy element elektroniczny, który to wyróżnia się tym, iż jego rezystancja jest stała i nie zależy od parametrów przepływającego przez niego prądu ( $R = \text{const.}$ ). Symbol rezystora przedstawiono na rysunku 2.1.

Obiektowi o danej rezystancji można przypisać także moc, która to określa szybkość, z jaką zużywa on energię elektryczną. Wielkość ta określona jest jako iloczyn napięcia i natężenia płynącego przez ten obiekt prądu, natomiast energia, jaką zużyje on w danym czasie określona jest poprzez wyrażenie 2.2.

$$E_R = \int_0^t P_R dt' = \int_0^t U_R \cdot I_R dt' = \int_0^t \frac{U_R^2}{R} dt' = \int_0^t I_R^2 \cdot R dt' \quad (2.2)$$

### 2.1.2. Cewka indukcyjna

Kolejnym pojęciem, któremu poświęcimy szczególną uwagę jest indukcyjność - zdefiniujemy ją jako wielkość, która to opisywać będzie stosunek napięcia, jakie odłoży się na danym obiekcie fizycznym nie do samego natężenia prądu (jak w przypadku rezystancji), ale do zmiany natężenia prądu, jaka musi mieć wtedy miejsce w tym obiekcie w jednostce czasu. Definicja taka sugeruje, iż jeśli przyłożymy do obiektu o danej indukcyjności napięcie  $U$ , to wywoła to w nim zmianę natężenie prądu  $\frac{dI}{dt}$ . Równoważnie, jeśli wywołamy w obiekcie o danej indukcyjności zmianę natężenia prądu  $\frac{dI}{dt}$ , spowoduje to wytworzenie się na nim napięcia  $U$ . Relację tą opisuje równanie 2.3, gdzie zapis  $\dot{I}_L$  jest skróconą formą wyrażenia 2.4.

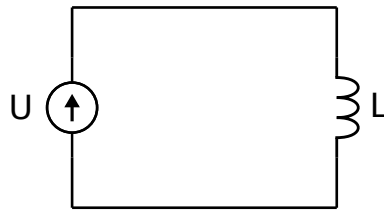
$$L = \frac{U_L}{\dot{I}_L} [H] \quad (2.3)$$

$$\dot{I}_L = \frac{dI_L}{dt} \quad (2.4)$$

Podstawowym elementem elektronicznym charakteryzującym się w idealnym przypadku jedynie indukcyjnością jest cewka (rysunek 2.2), w której to indukcyjność jest stała i zależy tylko od fizycznej budowy tego elementu ( $L = \text{const.}$ ).



Rys. 2.2. Cewka indukcyjna



Rys. 2.3. Cewka indukcyjna zasilania idealnym źródłem napięcia

Rozważmy teraz obwód elektryczny, składający się wyłącznie z cewki indukcyjnej oraz idealnego źródła napięcia (rysunek 2.3) - zanedbujemy rezystancję wewnętrzną źródła oraz rezystancję przewodów.

Idealne źródło napięcia w chwili włączenia sprawia, iż na cewce wytwarza się napięcie  $U$ . Zgodnie z definicją 2.3 w cewce występować musi odpowiednia zmiana prądu  $\frac{dI}{dt} = \frac{U}{L}$ .

Ponieważ źródło napięcia cały czas dostarcza napięcie  $U$ , dlatego prąd w cewce rosnąć może liniowo, aż do nieskończoności, zgodnie z równaniem 2.5.

$$I_L = \frac{1}{L} \int_0^t U_L dt' = \frac{U}{L} \cdot t \quad (2.5)$$

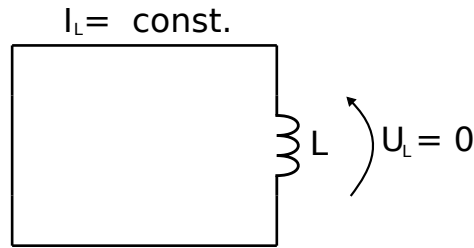
Dla pokazania skali szybkości z jaką rosnąć będzie ten prąd (w idealnych warunkach) przeanalizować można przykład dla cewki o indukcyjności  $L = 400 \mu H$  przy źródle zasilania o napięciu  $U = 1.5 V$ . Zgodnie z definicją indukcyjności 2.3 obliczyć można 2.6.

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{U}{L} = \frac{1.5 V}{400 \mu H} = \frac{15 \cdot 10^{-1} V}{4 \cdot 10^2 \cdot 10^{-6} \mu H} = 3.75 \cdot 10^3 \frac{A}{s} \quad (2.6)$$

Widać zatem, iż przy napięciu zasilania zaledwie  $1.5 V$  otrzymać można wzrost natężenia prądu o wartości rzędu kilku  $kA$  w ciągu jednej sekundy. W praktyce dane źródło zasilania musi mieć odpowiednią wydajność prądową (rezystancja wyjściowa równa zero) - w przeciwnym razie napięcie źródła będzie malało aż do 0 wraz ze wzrostem prądu płynącego przez cewkę, dając w efekcie stały prąd zależny od rezystancji wewnętrznej źródła.

Jeśli po wyłączeniu źródła napięcia pozostawimy cewkę w obwodzie zamkniętym (rysunek 2.4), wtedy napięcie na jej zaciskach będzie równe  $U_L = 0$ . Na skutek definicji indukcyjności 2.3 prąd nie będzie ulegał żadnej zmianie w funkcji czasu, zatem jego wartość pozostanie bez zmian w stosunku do momentu odłączenia od źródła napięcia ( $I_L = const$ ) i będzie płynąć mimo braku źródła zasilania.

Jeśli połączymy w obwodzie szeregowo cewkę indukcyjną z idealnym źródłem prądowym (rysunek 2.5), wtedy jakakolwiek zmiana prądu generowanego przez to źródło



**Rys. 2.4.** Cewka indukcyjna w obwodzie zamkniętym

prądowe spowoduje nieskończony skok napięcia 2.7 zgodnie z relacją  $U_L = L \frac{dI_L}{dt}$ . Po skoku napięcia wartość natężenia prądu ustabilizuje się, pozwalając na swobodny przepływ prądu bez wykonywania żadnej pracy i przy zerowym napięciu na cewce 2.8.

$$U_L(0) = \infty \quad (2.7)$$

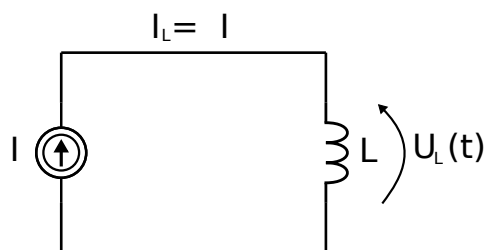
$$U_L(t \neq 0) = 0 \text{ V} \quad (2.8)$$

W przypadku indukcyjności także możemy mówić o swego rodzaju mocy, jednak w tym przypadku energia nie jest zużywana, natomiast gromadzi się ona w postaci pola magnetycznego [3]. Zmiana energii zgromadzonej w polu magnetycznym równa jest zatem pracy wykonanej przez indukcyjność danego obiektu - pokazuje to wyrażenie 2.9.

$$\Delta E_L = W_L = \int_{t_0}^{t_k} P_L dt' = \int_{t_0}^{t_k} U_L \cdot I_L dt' = \int_{t_0}^{t_k} L \dot{I}_L \cdot I_L dt' = L \int_{t_0}^{t_k} \dot{I}_L \cdot I_L dt' \quad (2.9)$$

Z końcowej postaci równania 2.9 widać, iż zmiana energii zgromadzonej w postaci pola magnetycznego zależy nie tylko od zmiany prądu, ale także od tego, jak duży był ten prąd już wcześniej. Wyrażenie to można zatem przekształcić dalej, opisując zmianę energii zgromadzonej w polu magnetycznym poprzez zmianę natężenia prądu 2.10.

$$\Delta E_L = L \int_{t_0}^{t_k} \dot{I}_L \cdot I_L dt' = \int_{t_0}^{t_k} \frac{dI_L}{dt} I_L dt' = \int_{I_0}^{I_k} I_L dI_L = \frac{L(I_k^2 - I_0^2)}{2} \quad (2.10)$$



**Rys. 2.5.** Cewka indukcyjna zasilania idealnym źródłem prądowym

Oczywiście jeżeli cewka miała już jakąś wartość początkową prądu  $I_0$ , to znaczy że musiała ją już wcześniej wypracować od wartości  $I = 0$ , zatem ma już energię początkową 2.11.

$$E_{L_0} = \frac{L(I_0^2 - 0^2)}{2} = \frac{LI_0^2}{2} \quad (2.11)$$

Całkowita energia zgromadzona w polu magnetycznym cewki zależy zatem jedynie od aktualnego natężenia prądu i rośnie kwadratowo z jego wartością, co przedstawia równanie 2.12.

$$E_L = E_{L_0} + \Delta E_L = \frac{LI^2}{2} \quad (2.12)$$

Jeśli z jakiegoś powodu dojdzie do nieskończonej szybkiej zmiany natężenia prądu z wartości  $I_L = I_0$  do  $I_L = 0$  (np. poprzez zerwanie połączenia), to zgodnie z relacją  $L = \frac{U_L}{I_L}$  w tej nieskończonej krótkiej chwili otrzymamy odpowiednie wysokie napięcie i moc, jednak energia przekazana w tym czasie ma wartość skończoną i równą wartości energii zmagazynowanej uprzednio w polu magnetycznym cewki  $E_{L_0}$  2.13.

$$\Delta E = \int_0^\infty P_L(t) \cdot \delta(t - t_0) dt = E_{L_0} \quad (2.13)$$

### 2.1.3. Kondensator

Dużą uwagę należy poświęcić także pojęciu pojemności. Zdefiniować ją można jako wielkość, która opisuje stosunek natężenia prądu w danym obiekcie, do zmiany napięcia jaka będzie wtedy miała miejsce na danym obiekcie fizycznym - relację tą opisuje równanie 2.14, gdzie zapis  $\dot{U}_C$  jest skróconą formą wyrażenia 2.15. Definicja taka sugeruje, iż jeśli w obiekcie o danej pojemności wywoła się przepływ prądu o wartości  $I$ , wtedy będzie to skutkowało ciągłą zmianą panującego na nim napięcia  $\frac{dU}{dt}$ . Równoważnie, jeśli wywoła się w obiekcie o danej pojemności zmianę napięcia  $\frac{dU}{dt}$ , spowoduje to przepływ prądu  $I$ . Każdy obiekt fizyczny ma swoją pojemność, jednak nie zawsze jest ona znacząca.

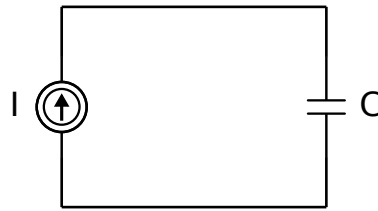
$$C = \frac{I_C}{\dot{U}_C} [F] \quad (2.14) \qquad \dot{U}_C = \frac{dU_C}{dt} \quad (2.15)$$

Podstawowym elementem elektronicznym, który w idealnych warunkach charakteryzuje się tylko pojemnością zależną od budowy wewnętrznej jest kondensator (rysunek 2.6).

Rozważyć można teraz obwód elektryczny, składający się wyłącznie z kondensatora oraz idealnego źródła prądowego (rysunek 2.7) - zaniedbuje się rezystancję wewnętrzną źródła oraz tę wynikającą z nieidealności przewodów.



Rys. 2.6. Kondensator



Rys. 2.7. Kondensator zasilany idealnym źródłem prądowym

Idealne źródło prądowe charakteryzuje się stałym prądem o wartości  $I$ . Zgodnie z definicją 2.14 na kondensatorze występować musi zatem odpowiednia zmiana napięcia  $\dot{U}_C = \frac{I}{C}$ . Ponieważ źródło prądowe cały czas dostarcza prąd o natężeniu  $I$ , dlatego napięcie na kondensatorze rosnąć może liniowo aż do nieskończoności zgodnie z równaniem 2.16.

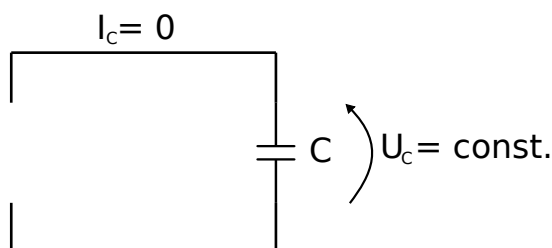
$$U_C = \frac{1}{C} \int_0^t I_C dt' = \frac{I}{C} \cdot t \quad (2.16)$$

Dla pokazania skali szybkości z jaką rosnąć będzie to napięcie (w idealnych warunkach) przeanalizować można przykład dla pojemności  $C = 220 \mu F$  i prądu  $I = 0.1 A$ . Zgodnie z definicją pojemności 2.14 obliczyć można 2.17.

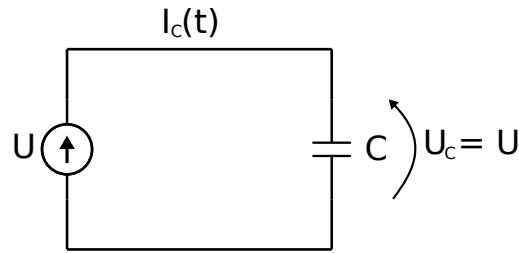
$$\frac{dU_C}{dt} = \frac{I}{C} = \frac{0.1 A}{220 \mu F} = \frac{1 \cdot 10^{-1} A}{2.2 \cdot 10^2 \cdot 10^{-6} \mu F} = 450 \frac{V}{s} \quad (2.17)$$

Widać zatem, iż przy natężeniu prądu zasilania zaledwie  $0.1 A$  otrzymać można wzrost napięcia o wartościach rzędu kilkuset  $V$  w ciągu jednej sekundy. W praktyce dane źródło zasilania musi być zdolne do pracy w dostatecznie szerokim zakresie napięć wyjściowych - w przeciwnym razie natężenie nieidealnego źródła będzie malało aż do 0 wraz ze wzrostem napięcia na kondensatorze, dając w efekcie stałe napięcie.

Jeśli po wyłączeniu źródła prądowego pozostawi się kondensator w obwodzie rozwartym (rysunek 2.8), wtedy prąd przepływający przez niego będzie równy  $I_C = 0$ . Z



Rys. 2.8. Kondensator w obwodzie rozwartym



Rys. 2.9. Kondensator zasilany idealnym źródłem napięcia

relacji  $C = \frac{I_C}{\dot{U}_C}$  wynika, iż napięcie nie będzie ulegało żadnej zmianie w funkcji czasu, a jego wartość pozostanie bez zmian mimo braku źródła zasilania.

Gdy do idealnego kondensatora dołączy się idealne źródło napięcia między jego zaciskami pojawi się napięcie o wartości  $U$ , wyznaczonej przez to źródło napięcia (rysunek 2.9). Jakakolwiek zmiana wartości napięcia generowanego przez źródło powoduje nieskończony skok natężenia prądu 2.18 zgodnie z relacją  $C = \frac{I_C}{\dot{U}_C}$ . Napięcie stabilizuje się następnie na nowej wartości, zatrzymując przepływ prądu 2.19 i utrzymując stałe napięcie bez wykonywania żadnej pracy.

$$I_C(0) = \infty \quad (2.18)$$

$$I_C(t \neq 0) = 0 \text{ A} \quad (2.19)$$

W przypadku pojemności także można mówić o mocy z jaką gromadzi się energia, jednak w tym przypadku jest ona magazynowana w postaci wytwarzanego pola elektrycznego. Zmiana energii zgromadzonej w polu elektrycznym równa jest pracy wykonanej przez pojemność danego obiektu - pokazuje to wyrażenie 2.20.

$$\Delta E_C = \int_{t_0}^{t_k} P_C dt' = \int_{t_0}^{t_k} U_C \cdot I_C dt' = \int_{t_0}^{t_k} U_C \cdot C \dot{U}_C dt' = C \int_{t_0}^{t_k} U_C \cdot \dot{U}_C dt' \quad (2.20)$$

Z końcowej postaci równania 2.20 widać, iż zmiana energii zgromadzonej w postaci pola elektrycznego zależy nie tylko od zmiany napięcia, ale także od wartości tego napięcia. Wyrażenie to można zatem przekształcić dalej, opisując zmianę energii zgromadzonej w polu elektrycznym poprzez zmianę napięcia 2.21.

$$\Delta E_C = C \int_{t_0}^{t_k} U_C \cdot \dot{U}_C dt' = \int_{t_0}^{t_k} U_C \frac{dU_C}{dt} dt' = \int_{U_0}^{U_k} U_C dU_C = \frac{C(U_k^2 - U_0^2)}{2} \quad (2.21)$$

Jeżeli kondensator miał już wartość początkową napięcia  $U_0$ , to znaczy że musiał ją już wcześniej wypracować od wartości  $U = 0$ , zatem ma już energię początkową 2.22.

$$E_{C_0} = \frac{C(U_0^2 - 0^2)}{2} = \frac{CU_0^2}{2} \quad (2.22)$$

Całkowita energia zgromadzona w polu elektrycznym kondensatora zależy zatem jedynie od aktualnego napięcia na kondensatorze i rośnie kwadratowo z jego wartością 2.23.

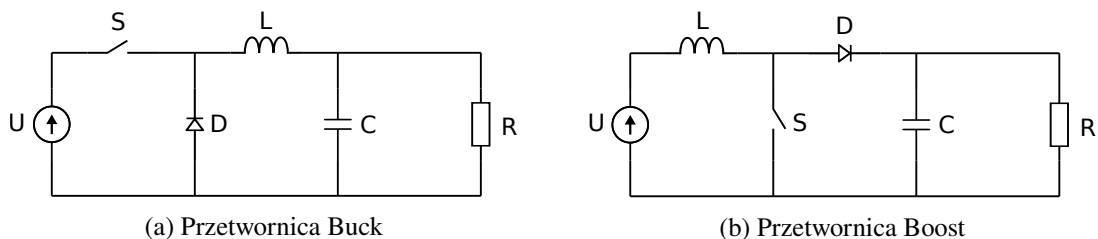
$$E_C = E_{C_0} + \Delta E_C = \frac{CU^2}{2} \quad (2.23)$$

Jeśli z jakiegoś powodu dojdzie do nieskończenie szybkiej zmiany napięcia z wartości  $U_C = U_0$  do wartości  $U_C = 0$  (np. poprzez zwarcie połączenia do masy), to zgodnie z relacją  $C = \frac{I_C}{\dot{U}_C}$  w tej nieskończenie krótkiej chwili otrzymamy odpowiednio duże natężenie prądu i moc, jednak energia przekazana w tym czasie ma wartość skończoną i równą wartości energii zmagazynowanej uprzednio w polu elektrycznym kondensatora  $E_{C_0}$ , co pokazuje 2.24.

$$\Delta E = \int_0^\infty P_C(t) \cdot \delta(t - t_0) = E_{C_0} \quad (2.24)$$

#### 2.1.4. Zastosowanie elementów magazynujących energię

W poprzednich podsekcjach przedstawione zostały podstawowe elementy pasywne oraz ich zachowanie w prostych obwodach elektronicznych. Szczególnie ważne są elementy magazynujące energię L i C. Poprzez kombinację takich podstawowych elementów oraz uzupełniając układ o diodę i tranzystor pracujący w funkcji klucza otrzymać można układ zdolny do przetwarzania energii - przetwornicę. Na rysunku 2.10 przedstawiono schematy dwóch układów zdolnych do przetwarzania energii. Przetwornica Buck (rysunek 2.10a) służy do obniżania napięcia, natomiast przetwornica Boost (rysunek 2.10b), której dokładne omówienie przedstawiono w sekcji 2.2, pozwala na podwyższenie napięcia. Poprzez porównanie obu schematów zauważyć można, jak bardzo zmienia się funkcja układu jedynie poprzez zmianę położenia kilku elementów.



**Rys. 2.10.** Wykorzystanie elementów L i C do konstrukcji przetwornicy napięcia

## 2.2. Przetwornica podwyższająca (Boost)

Uzyskanie napięcia niższego możliwe jest przy pomocy regulatorów liniowych lub w prostych przypadkach nawet poprzez użycie rezystorów, natomiast napięcie wyższe od wejściowego można otrzymać jedynie przy użyciu przetwornic impulsowych, do których zalicza się przetwornica podwyższająca Boost [4], przedstawiona na rysunku 2.11.

Zgodnie z zasadą zachowania energii istnieje zależność między wysokością napięcia wyjściowego a maksymalnym natężeniem prądu jakie można pobrać na wyjściu. Moc musi być zachowana ( $P_{in} = const.$ ), a zatem przy wysokich napięciach ograniczone zostaje maksymalne natężenie prądu, natomiast przy niższych napięciach wydajność prądowa rośnie. Iloczyn napięcia i natężenia prądu wyjściowego, przy pominięciu strat, powinien być równy mocy wejściowej 2.25. Dzięki temu, zakładając sprawność  $\eta = 100\%$ , można wyprowadzić własność 2.26.

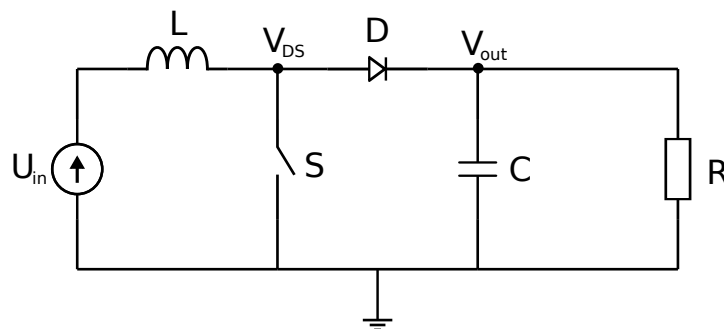
$$P_{in} = U_{out} \cdot I_{out} \quad (2.25)$$

$$I_{in} = \frac{U_{out}}{U_{in}} \cdot I_{out} \quad (2.26)$$

Własność ta jest niezwykle ważna w przypadku przetwornicy Boost, w której źródło zasilania połączone jest szeregowo z cewką indukcyjną. Oznacza to, iż pomimo chwilowych zmian natężenia prądu, ostatecznie wartość średnia przepływającego przez cewkę prądu będzie równa prądowi wejściowemu [5], określonego przez napięcie i pobór prądu na wyjściu. Całość przedstawia relacja 2.27.

$$I_{L_{avg}} = I_{in} = \frac{U_{out}}{U_{in}} \cdot I_{out} \quad (2.27)$$

Działanie przetwornicy polega na cyklicznym przełączaniu klucza  $S$  z określoną częstotliwością i wypełnieniem, wpływającym na średnią wartość prądu płynącego przez cewkę. W przypadku przetwornicy Boost możliwe są dwa tryby pracy, zależne od średniej wartości prądu płynącego przez cewkę 2.27 oraz od wielkości zmian tego prądu w ciągu



Rys. 2.11. Schemat ideowy przetwornicy Boost

jednego okresu pracy przetwornicy. Jeśli w dowolnym momencie okresu natężenie prądu w cewce indukcyjnej spadnie do zera, wtedy do czynienia mamy z nieciągłym trybem pracy (DCM - *ang. Discontinuous Conduction Mode*). Jeżeli natomiast natężenie prądu płynącego w cewce indukcyjnej nigdy nie spada do 0, wtedy przetwornica jest w trybie pracy ciągłej (CCM - *ang. Continuous Conduction Mode*) [6].

### 2.2.1. Ciągły tryb pracy (CCM)

Jeśli natężenie prądu płynącego przez cewkę indukcyjną w ciągu całego okresu pracy przetwornicy nie spada do zera, mówimy wtedy o ciągłym trybie pracy (rysunek 2.12a).

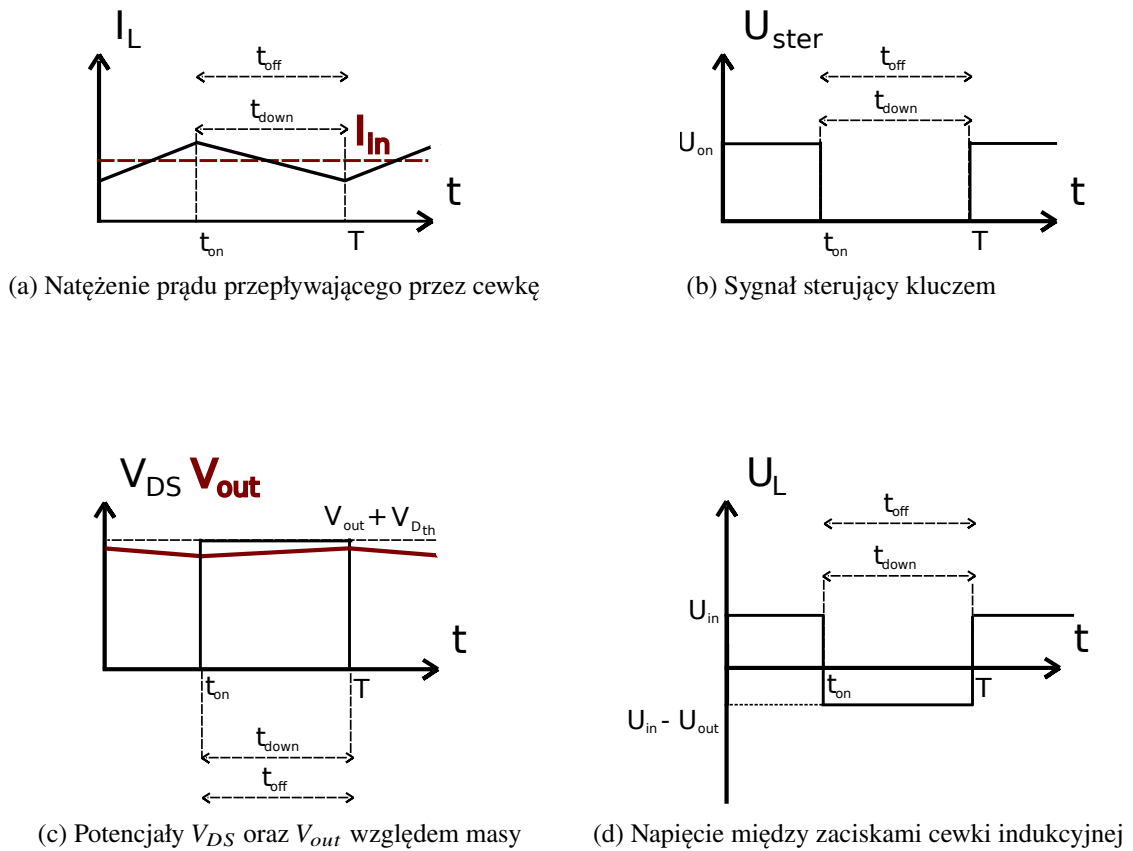
W celu zrozumienia działania układu należy się skupić na schemacie 2.11. W momencie włączenia klucza ( tranzystora) stanem wysokim sygnału sterującego (rysunek 2.12b) zaczyna on przewodzić (staje się zwarciem). Między punktem  $V_{DS}$  a masą nie ma żadnego dodatkowego elementu, dlatego jest to zwarcie do masy i potencjał w punkcie  $V_{DS}$  spada do wartości 0 (rysunek 2.12c). Dioda spolaryzowana jest w kierunku przewodzenia jedynie przy napięciu  $V_{DS} > V_{out} + V_{D_{th}}$  (gdzie  $V_{D_{th}}$  oznacza napięcie progowe przewodzenia diody), dlatego w przypadku zwarcia tranzystora traktować ją należy jako rozwarcie .

Korzystając z przedstawionych informacji układ 2.11, w sytuacji przewodzenia tranzystora (wysoki stan sygnału sterującego), podzielić można na dwa układy przedstawione na rysunku 2.13.

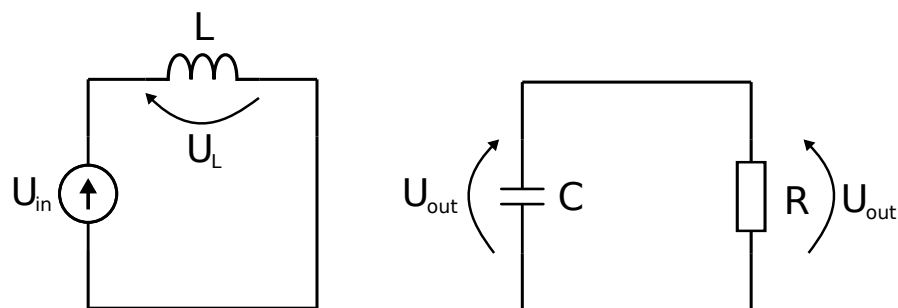
Układ po lewej stronie zachowuje się zgodnie z zagadnieniami opisanymi w sekcji 2.1.2. Jeśli do cewki indukcyjnej, za sprawą idealnego źródła napięcia, przyłożone jest napięcie  $U_L = U_{in}$  (rysunek 2.12d), wtedy zgodnie z definicją indukcyjności 2.3 następuje liniowy wzrost natężenia prądu. Zmiana natężenia prądu w cewce indukcyjnej, jaka nastąpi w czasie  $t_{on}$  - włączenia tranzystora - wyrażać się będzie poprzez wyrażenie 2.28.

$$\Delta I_{L_{on}} = \frac{U_{in}}{L} \cdot t_{on} \quad (2.28)$$

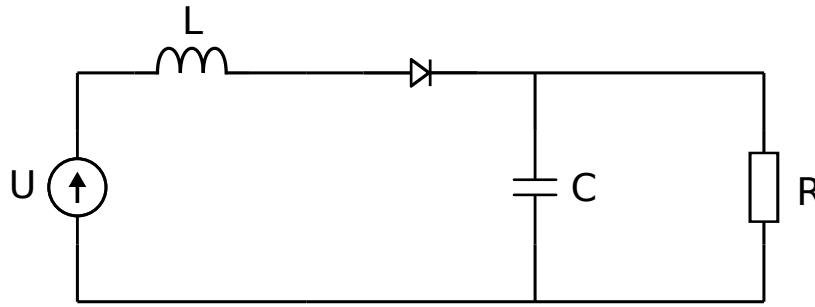
W układzie po prawej stronie pozostaje kondensator  $C$  połączony równolegle z rezystancją obciążenia  $R_{out}$ . Kondensator doładowany uprzednio do wartości  $U_{out}$  rozładowuje się eksponencjalnie. W praktyce przy stosunkowo szybkiej pracy przetwornicy oraz poprzez odpowiednie dobranie pojemności kondensatora zmiany w napięciu  $U_{out}$ , dzięki ładunkowi zgromadzonemu na kondensatorze, są małe i zwykle rzędu pojedynczych procentów (rysunek 2.12c). Na podstawie tych informacji w celu znaczącego uproszczenia obliczeń założyć można, iż napięcie wyjściowe jest stałe, równe wartości średniej  $U_{out}$ . Prąd pobierany przez obciążenie będzie w takim wypadku również stały i określony przez wyrażenie 2.29.



**Rys. 2.12.** Zachowanie przetwornicy Boost w ciągłym trybie pracy (na podstawie [6])



**Rys. 2.13.** Przetwornica Boost - klucz zwarty



Rys. 2.14. Przetwornica Boost - klucz rozwarty

$$I_{out} = \frac{U_{out}}{R} \quad (2.29)$$

Można przy tym zauważyć, iż ładunek pobrany z kondensatora w czasie  $t_{on}$  będzie wprost proporcjonalny do natężenia prądu wyjściowego zgodnie z zależnością 2.30.

$$Q_{out_{on}} = I_{out} t_{on} = \frac{U_{out}}{R} t_{on} \quad (2.30)$$

Po zakończeniu stanu wysokiego sygnału sterującego  $t_{on}$  następuje stan niski trwający czas  $t_{off}$  (rysunek 2.12b) - powoduje to wyłączenie tranzystora (klucza), który w czasie sygnału niskiego traktowany będzie jako rozwarcie. Nagła zmiana prądu płynącego przez cewkę indukcyjną (wymuszona wyłączeniem tranzystora) wywołałaby nieskończony skok napięcia zgodnie z 2.1.2, jednak w praktyce przy wartości  $V_{out} + V_{D_{th}}$  (rysunek 2.12c) dioda otwiera się, umożliwiając dalszy przepływ prądu. Uproszczony schemat układu przy wyłączonym tranzystorze przedstawiono na rysunku 2.14. Pomijając napięcie przewodzenia diody  $V_{D_{th}}$  układ taki powoduje wytworzenia różnicy potencjału  $V_{in} - V_{out}$  na zaciskach cewki indukcyjnej (rysunek 2.12d) co skutkuje liniowym zmniejszeniem natężenia prądu zgodnie z wzorem 2.31.

$$\Delta I_{L_{down}} = \frac{U_{in} - U_{out}}{L} \cdot t_{down} \quad (2.31)$$

W przypadku ciągłego trybu pracy natężenie prądu płynącego przez cewkę nie spada do zera, zatem czas liniowego spadku  $t_{down}$  równy jest czasowi  $t_{off}$  niskiego sygnału kontrolnego (rysunek 2.12b). Można zatem zapisać 2.32.

$$\Delta I_{L_{down}} = \frac{U_{in} - U_{out}}{L} \cdot t_{off} \quad (2.32)$$

Przy założeniu małych fluktuacji napięcia na kondensatorze prąd wyjściowy nadal będzie stały, czyli nie ulegnie zmianie względem prądu pobieranego w chwili gdy klucz S jest zwarty. Ładunek oddany w czasie  $t_{off}$  wyrażony zostanie zatem analogicznie jak w przypadku ładunku pobranego w chwili gdy klucz S jest zwarty, zgodnie z równaniem 2.33.

$$Q_{out_{off}} = I_{out}t_{off} = \frac{U_{out}}{R}t_{off} \quad (2.33)$$

Czas  $t_{off}$  jest to jednocześnie moment, kiedy dioda przewodzi i kondensator może zostać naładowany. Prąd płynący przez cewkę rozdzielony zostaje między obciążenie a kondensator, przy czym ładunek przekazany w tym czasie do kondensatora wyrażono poprzez równanie 2.34.

$$Q_{in} = I_{L_{avg}}t_{off} \quad (2.34)$$

W stanie równowagi układu ładunek zużyty w ciągu całego okresu, a więc 2.30 i 2.33, powinien być równy ładunkowi dostarczonemu w trakcie doładowania 2.34 - przedstawiono to przy pomocy równania 2.35.

$$I_{out}t_{on} + I_{out}t_{off} = I_{L_{avg}}t_{off} \quad (2.35)$$

Ponieważ  $t_{on} + t_{off} = T$  oraz  $\frac{t_{off}}{T} = 1 - D$ , dlatego można zapisać wyrażenie 2.36, opisujące wartość średnią prądu płynącego w cewce indukcyjnej.

$$I_{L_{avg}} = \frac{I_{out}}{(1 - D)} \quad (2.36)$$

Jeśli układ ma być w stanie równowagi spełniony musi być jeszcze jeden warunek - wzrost natężenia prądu w czasie  $t_{on}$  musi być równy jego spadkowi w czasie  $t_{down} = t_{off}$ . Korzystając z zależności 2.28 oraz 2.32 można zatem zapisać równanie opisujące zmiany w natężeniu prądu  $\Delta I$ , co pokazuje wzór 2.37.

$$\Delta I_L = \frac{U_{in}}{L} \cdot t_{on} = \frac{U_{out} - U_{in}}{L} \cdot t_{off} \quad (2.37)$$

Zależność 2.37 w całości potrzebna będzie przy wyprowadzaniu wyrażenia na wartość napięcia wyjściowego w trybie ciągłym, jednak dla celów opisu zmian w natężeniu prądu w cewce wystarczająca jest tylko pierwsza część tego wyrażenia. Korzystając z pojęć wypełnienia  $D$  oraz częstotliwości sygnału sterującego  $f$  uzyskuje się zależność 2.38.

$$\Delta I_L = \frac{U_{in}}{L} \cdot t_{on} = \frac{U_{in}}{L} DT = \frac{DU_{in}}{fL} \quad (2.38)$$

Korzystając z wzorów 2.36 oraz 2.38 obliczyć można minimalne oraz maksymalne natężenie prądu płynącego przez cewkę, co pokazują wyrażenia 2.39 i 2.40. O ile wartość średnia natężenia prądu w cewce zależy jedynie od obciążenia oraz wypełnienia, o tyle  $\Delta I$  zmienia się wraz z wypełnieniem, częstotliwością, wartością napięcia wejściowego oraz indukcyjnością.

$$I_{L_{min}} = I_{L_{avg}} - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{I_{out}}{(1 - D)} - \frac{DU_{in}}{2fL} \quad (2.39)$$

$$I_{L_{max}} = I_{L_{avg}} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{I_{out}}{(1-D)} + \frac{DU_{in}}{2fL} \quad (2.40)$$

Korzystając z zależności 2.37 otrzymać można wyrażenie określające napięcie wyjściowe 2.41. Jest ono prawidłowe tylko w przypadku ciągłego trybu pracy przetwornicy.

$$U_{out} = U_{in} \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} = U_{in} \frac{T}{T - t_{on}} = U_{in} \frac{1}{1-D} \quad (2.41)$$

We wcześniejszych rozważaniach założono, iż wahania napięcia na kondensatorze są na tyle małe, iż napięcie wyjściowe można uznać za stałe. Dokładną amplitudę zmian napięcia na wyjściu można obliczyć jako spadek  $U_{out}$  w czasie  $t_{on}$ , kiedy to obciążenie zasilane jest tylko energią z kondensatora - zmianę napięcia wynikającą z przepływu prądu zgodnie z podrozdziałem 2.1.3 przedstawia wyrażenie 2.42. Całkując otrzymuje się ostatecznie 2.43.

$$\Delta U_C = \int_{V_{max}}^{V_{min}} dV_c = \int_0^{t_{on}} -\frac{I_{out}}{C} dt \quad (2.42)$$

$$V_{min} - V_{max} = -\frac{I_{out}}{C} t_{on}$$

$$\Delta U_C = \frac{DI_{out}}{fC} \quad (2.43)$$

Podobnie jak w przypadku natężenia prądu korzystając z wzorów 2.41 oraz 2.43 otrzymuje się wyrażenia na minimalne oraz maksymalne napięcie wyjściowe, zgodnie z wzorami 2.44 i 2.45. Zmniejszenie amplitudy drgań na wyjściu osiągnąć można poprzez odpowiedni dobór pojemności kondensatora [7].

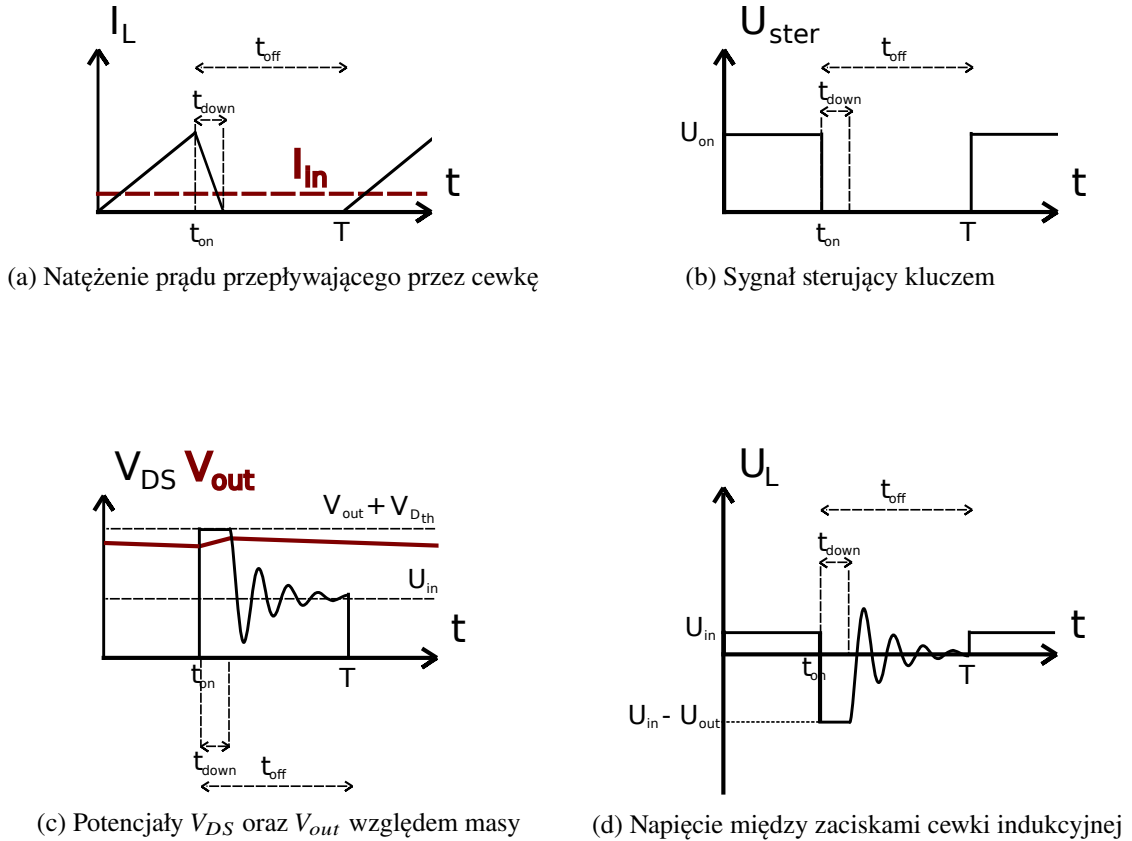
$$U_{out_{min}} = U_{out} - \frac{\Delta U_C}{2} = U_{in} \frac{1}{1-D} - \frac{DI_{out}}{2fC} \quad (2.44)$$

$$U_{out_{max}} = U_{out} + \frac{\Delta U_C}{2} = U_{in} \frac{1}{1-D} + \frac{DI_{out}}{2fC} \quad (2.45)$$

### 2.2.2. Nieciągły tryb pracy (DCM)

Jeśli natężenie prądu płynącego przez cewkę indukcyjną w ciągu całego okresu pracy przetwornicy spada do zera, wtedy mówimy o nieciągłym trybie pracy (rysunek 2.15a).

W przypadku trybu nieciągłego zasady i zachowanie układu w trakcie trwania wysokiego stanu sygnału sterującego  $t_{on}$  są dokładnie takie same, jak w przypadku pracy w trybie ciągłym. Analiza dla stanu wysokiego nie będzie powtarzana, jednak na potrzeby przyszłych obliczeń powtórzone zostaną najważniejsze wzory - określające wzrost



**Rys. 2.15.** Zachowanie przetwornicy Boost w nieciągłym trybie pracy.

natężenia prądu w cewce w czasie  $t_{on}$  (2.46), opisujące spadek tego natężenia w czasie  $t_{down}$  (2.47), ładunek pobrany z kondensatora wyjściowego w czasie trwania stanu wysokiego sygnału sterującego (2.48) oraz relację wiążącą napięcie z prądem wyjściowym (2.49).

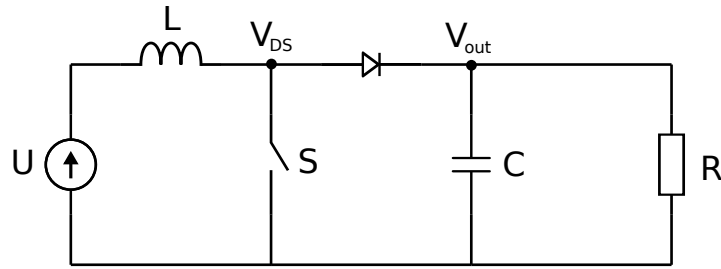
$$\Delta I_{L_{on}} = \frac{U_{in}}{L} \cdot t_{on} \quad (2.46)$$

$$\Delta I_{L_{down}} = \frac{U_{in} - U_{out}}{L} \cdot t_{down} \quad (2.47)$$

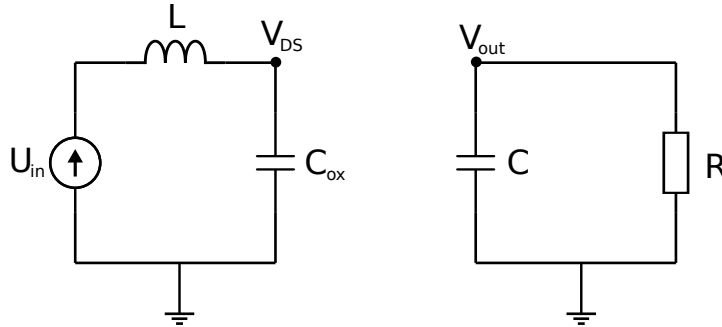
$$Q_{out_{on}} = I_{out} t_{on} \quad (2.48)$$

$$I_{out} = \frac{U_{out}}{R} \quad (2.49)$$

W przypadku trybu nieciągłego układ w czasie  $t_{off}$  (gdy klucz jest rozwarty) początkowo zachowuje się tak samo jak w trybie ciągłym i traktować go można jako układ przedstawiony na rysunku 2.16. Różnica między trybami pracy polega na tym, iż w trybie nieciągłym stan taki nie trwa całego czasu  $t_{off}$ . Zmiana następuje po upływie czasu  $t_{down}$  (rysunek 2.15b), kiedy to natężenie prądu płynącego przez cewkę spada do



**Rys. 2.16.** Przetwornica Boost w czasie trwania sygnału niskiego - faza zaniku prądu w cewce



**Rys. 2.17.** Przetwornica Boost w czasie trwania sygnału niskiego po zaniku prądu w cewce

zera. Ponieważ prąd w cewce spada do zera dioda także przestaje przewodzić i staje się rozwarciem, natomiast napięcie konieczne wcześniej do poprawnego spolaryzowania diody, a zgromadzone na pojemności pasożytniczej tranzystora, zaczyna się rozładowywać. Tranzystor zachowujący się uprzednio jak rozwarciem, pełni od tego momentu funkcję kondensatora o pojemności  $C_{ox}$  z napięciem początkowym  $V_{out} + V_{D_{th}}$ . Układ zaczyna się zachowywać jak obwód LC zasilany zewnętrznym źródłem napięcia, który przedstawiono ideowo na rysunku 2.17. Przebieg napięciowy  $V_{DS}$  zaprezentowano na wykresie 2.15c, natomiast wynikające z niego napięcie na zaciskach cewki przedstawia rysunek 2.15d.

W stanie równowagi dla trybu nieciągniętego wzrost natężenia prądu w czasie  $t_{on}$  równy jest spadkowi natężenia prądu w czasie  $t_{down}$ . Korzystając z zależności 2.46 oraz 2.47 można zatem zapisać równanie 2.50, opisujące zmianę natężenia prądu  $\Delta I$ , dzięki któremu obliczyć można czas zaniku  $t_{down}$  prądu w cewce jako 2.51.

$$\Delta I_L = \frac{U_{in}}{L} \cdot t_{on} = \frac{U_{out} - U_{in}}{L} \cdot t_{down} \quad (2.50)$$

$$t_{down} = \frac{U_{in}}{U_{out} - U_{in}} \cdot t_{on} \quad (2.51)$$

Wartość średnią prądu płynącego przez cewkę w ciągu całego okresu obliczamy jako całkę z natężenia prądu cewki po czasie (pole powierzchni trójkąta pod wykresem na rysunku 2.15a) podzieloną przez czas trwania całego okresu - nawet jeśli przez jakiś

czas natężenie równe było zero - co zapisano równaniem 2.52 [8]. Po przekształceniach wyrażenie przyjmuje postać zgodnie z wzorem 2.53.

$$I_{L_{avg}} = \frac{\frac{1}{2}(t_{on} + t_{down})\Delta I_L}{T} \quad (2.52)$$

$$I_{L_{avg}} = \frac{\frac{1}{2}(t_{on} + \frac{U_{in}}{U_{out}-U_{in}} \cdot t_{on})\Delta I_L}{T} = \frac{(1 + \frac{U_{in}}{U_{out}-U_{in}}) \cdot DT\Delta I_L}{2T}$$

$$I_{L_{avg}} = \frac{\frac{U_{out}}{U_{out}-U_{in}} \cdot D\Delta I_L}{2} = \frac{1}{2} \frac{U_{out}}{U_{out}-U_{in}} D \frac{U_{in}}{L} \cdot t_{on} \quad (2.53)$$

Jednocześnie z zasady zachowania energii zapisać można wzór 2.54, a następnie porównując zależności 2.53 oraz 2.54 otrzymuje się ostatecznie 2.55

$$I_{L_{avg}} = \frac{U_{out}}{U_{in}} I_{out} = \frac{U_{out}^2}{U_{in}R} \quad (2.54)$$

$$\frac{U_{out}^2}{U_{in}R} = \frac{1}{2} \frac{U_{out}}{U_{out}-U_{in}} D \frac{U_{in}}{L} DT$$

$$U_{out}^2 (U_{out} - U_{in}) = \frac{1}{2} U_{out} D^2 \frac{U_{in}^2 R}{fL}$$

$$U_{out}^2 - U_{out}U_{in} - \frac{D^2 U_{in}^2 R}{f} = 0 \quad (2.55)$$

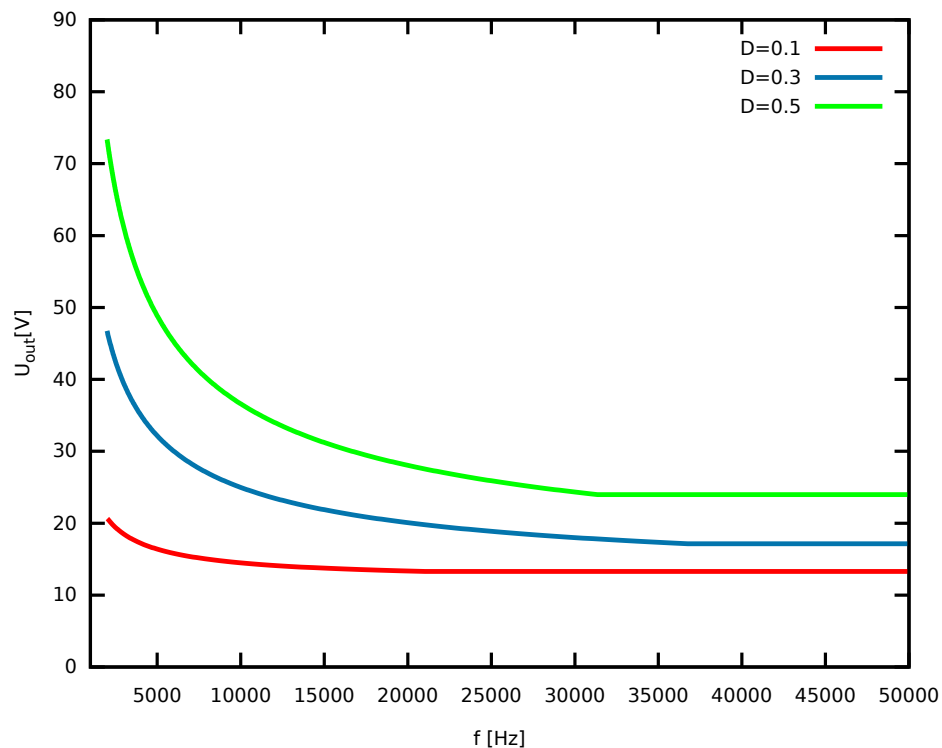
Równanie 2.55 opisuje zależność napięcia wyjściowego od pozostałych parametrów. Zawiera ona w sobie rezystancję obciążenia  $R$ , zatem napięcie wyjściowe zależy od poboru prądu na wyjściu, co nie jest efektem pożądanym. Przydatne okazuje się wyprowadzenie wyrażenia na częstotliwość, przedstawionego przy pomocy równania 2.56, dzięki której możliwe jest sterowanie napięciem wyjściowym przy zmieniających się pozostałych parametrach.

$$f = D^2 \frac{U_{in}^2}{U_{out}^2 - U_{out}U_{in}} \frac{R}{2L} \quad (2.56)$$

### 2.2.3. Przejście między trybami pracy

Powyżej opisane zostały dwa różne tryby pracy tej samej architektury. Relacje między nimi pokazuje rysunek 2.18, na którym przedstawiona jest przykładowa zależność napięcia wyjściowego w funkcji częstotliwości dla trzech różnych wypełnień sygnału  $D$ . Dla każdego przebiegu wyróżnić można granicę częstotliwości, kiedy to przetwornica wchodzi w tryb pracy ciągłej i staje się niewrażliwa na dalsze zmiany częstotliwościowe -

napięcie wyjściowe określone jest jedynie przez wypełnienie sygnału sterującego, zgodnie z relacją 2.41. Wraz ze zmniejszaniem tej częstotliwości poniżej granicy trybu ciągłego przetwornica wchodzi w tryb pracy nieciągłej i napięcie wyjściowe rośnie wraz ze zmniejszaniem się częstotliwością zgodnie z relacją 2.56. Wzrost napięcia wraz ze spadkiem częstotliwości wynika z odpowiadającemu jej długości trwania jednego okresu, który przy niezmiennym wypełnieniu dostarcza do układu coraz więcej energii.



**Rys. 2.18.** Przejście między trybami pracy

## 3. Projekt i budowa modeli przetwornic DC/DC i ich systemu pomiarowego

W rozdziale tym przedstawione i opisane zostaną dwa modele przetwornic w architekturze podwyższającej boost, mające pokazać zasadę działania tej architektury oraz umożliwić wykonanie pomiarów zarówno dla trybu ciągłego jak i nieciągłego (sekcja 3.2). Dla zwiększenia szybkości i dokładności pomiarów przygotowano rozbudowany i zautomatyzowany system pomiarowy, który przedstawiony zostanie w podrozdziale 3.3.

### 3.1. Projektowanie przetwornicy Boost

Przetwornice stosuje się, aby otrzymać zadaną wartość napięcia, jednak jak pokazano uprzednio nawet jedna architektura może mieć dwa różne tryby pracy (CCM, DCM), które w efekcie skutkują różnym zachowaniem układu. Już na etapie projektowania należy wybrać w jakim trybie będzie działała przetwornica.

Najbardziej pożądanym trybem pracy układu jest tryb ciągły, ponieważ jego napięcie wyjściowe nie zależy od obciążenia, a samą wartość wyjścia sterować można w sposób relatywnie prosty - poprzez zmianę wypełnienia zgodnie z relacją 2.41. Należy przy tym mieć na uwadze maksymalny prąd, jaki przy takim wypełnieniu będzie płynąć przez cewkę indukcyjną (równanie 2.40), bowiem każda cewka ma zdefiniowany maksymalny prąd pracy, który przekroczony spowoduje niepoprawne działanie układu, a w skrajnych przypadkach nawet jego uszkodzenie.

Chcąc otrzymać ciągły tryb pracy przetwornicy należy upewnić się, iż natężenie prądu w cewce nie spada do zera - warunek graniczny przedstawia wyrażenie 3.1. Korzystając z relacji 2.39 warunek ten przekształcić można do postaci 3.2, a następnie podstawiając za  $I_{out} = \frac{U_{out}}{R}$  i przywołując wyrażenie 2.41 na napięcie wyjściowe  $U_{out}$  w trybie ciągłym otrzymuje się równanie 3.3.

$$I_{L_{min}} = 0 \quad (3.1)$$

$$\frac{I_{out}}{(1-D)} = \frac{DU_{in}}{2fL} \quad (3.2)$$

$$\frac{U_{in}}{R(1-D)(1-D)} = \frac{DU_{in}}{2fL} \quad (3.3)$$

Dzięki równaniu 3.3 po przekształceniu otrzymać można wyrażenie (3.4) na minimalną indukcyjność potrzebną do poprawnej pracy przetwornicy w trybie ciągłym - tak, aby wszystkie poprzednio wyprowadzone (dla trybu ciągłego) własności były prawdziwe. Z drugiej strony, jeśli wartość indukcyjności jest już ustalona ze względu na ograniczenia fizyczne, ciągły tryb pracy uzyskać można poprzez zagwarantowanie odpowiedniej częstotliwości. Wyrażenie na minimalną częstotliwość przy danej indukcyjności przedstawia wzór 3.5.

$$L_{min} = \frac{RD(1-D)^2}{2f} \quad (3.4)$$

$$f_{min} = \frac{RD(1-D)^2}{2L} \quad (3.5)$$

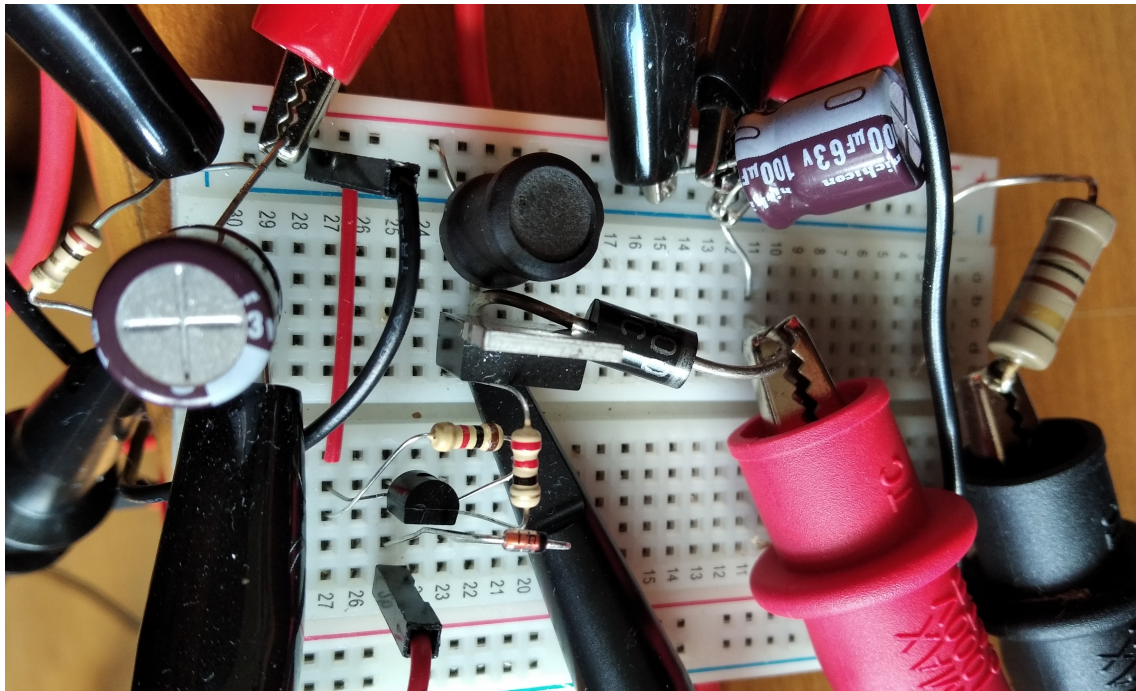
Jeśli po zapewnieniu odpowiedniej częstotliwości i wypełnienia okaże się, iż osiągnięcie danego napięcia w trybie ciągłym wymaga zbyt dużego natężenia prądu, wtedy skorzystać można z nieciągłego trybu pracy. Zaletą takiego rozwiązania jest możliwość stosowania małych wypełnień, które zrekompensowane odpowiednio dobraną częstotliwością pozwalają na uzyskanie takiego samego napięcia jak w ciągłym trybie pracy przy jednocześnie niższym natężeniu pobieranego na wejściu prądu. Główną wadą nieciągłego trybu pracy jest natomiast zależność napięcia wyjściowego od poboru prądu na wyjściu, co w ogólności jest własnością bardzo niepożądaną w przypadku przetwornic napięcia. Problem ten da się ograniczyć poprzez zastosowanie pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego w układzie, co pokazane zostanie w sekcji 3.2.

## 3.2. Budowa przetwornic Boost

Uwzględniając informacje zawarte w 3.1 zdecydowano się na przygotowanie dwóch układów przetwornicy Boost, z których pierwszy miał prezentować ideę przetwarzania napięcia i wyróżniać się swoją uniwersalnością poprzez możliwość sterowania sygnałem z zewnętrznego generatora funkcyjnego. Atutem drugiego układu, dzięki umieszczeniu dodatkowego kontrolera, miała być jego niezależność od urządzeń zewnętrznych (generatora), co czyni go układem użytecznym w praktyce.

### 3.2.1. Przetwornica Boost sterowana sygnałem z generatora

W celu pokazania zasady działania przetwornicy podwyższającej przygotowano układ w architekturze Boost, bez dedykowanego kontrolera oraz pracujący bez ujemnego sprzężenia zwrotnego. Napięcie wyjściowe takiego układu nie jest z góry ustalone lecz

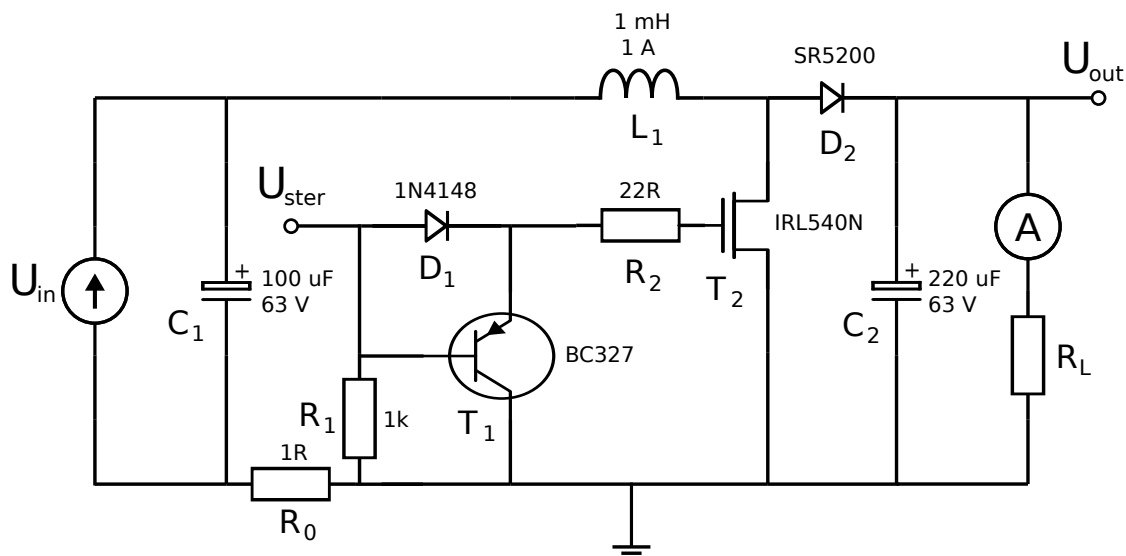


**Rys. 3.1.** Model praktyczny przetwornicy Boost sterowanej sygnałem z generatora

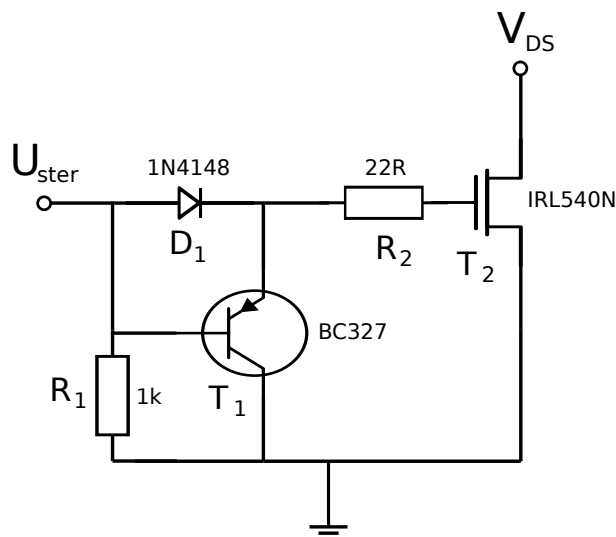
zależy od parametrów sygnału sterującego, dostarczanego przez zewnętrzny generator. Podejście takie pozwoliło na zbadanie zachowania i wielu parametrów trybu zarówno ciągłego, jak i nieciągłego.

Sporządzony model zaprezentowany został na rysunku 3.1 - jego schemat ideowy przedstawia rysunek 3.2. Jako cewkę indukcyjną wybrano komponent o indukcyjności  $L = 1mH$  oraz maksymalnym dopuszczalnym natężeniu prądu  $I_{L_{max}} = 1A$ , który zapewniał najbardziej optymalny zakres pracy dla przewidywanych obciążeń. Na wyjściu użyto kondensatora filtrującego o pojemności  $C_2 = 220\mu F$  z przewidywanym napięciem pracy do  $U_C = 63V$ , natomiast jako diodę zastosowano SR5200. Między wejściem zasilania a masą układu umieszczono rezystor pomiarowy  $R_0 = 1\Omega$ , dający możliwość obserwacji prądu pobieranego ze źródła, a więc jednocześnie przepływającego przez cewkę.

Model przedstawiony na schemacie 3.2 jest praktyczną realizacją układu ogólnego przetwornicy Boost, gdzie funkcję klucza pełni podukład przedstawiony na rysunku 3.3. W momencie wysokiego sygnału sterującego dioda 1N4148 przewodzi, skutkując naładowaniem się bramki tranzystora IRL540N, a przez to jego włączeniem. W przypadku niskiego sygnału kontrolnego dioda 1N4148 nie przewodzi, natomiast tranzystor BC327 otwiera się, powodując szybkie rozładowanie bramki tranzystora kluczującego IRL540N, a przez to jego wyłączenie. Rezystor 1k pozwala na prawidłową pracę tranzystora pomocniczego BC327, natomiast rezystor 22Ω ogranicza prąd przy rozładowywaniu bramki tranzystora IRL540N. Cała kombinacja pozwala na znacznie szybsze działanie tranzystora głównego IRL540N, a przez to umożliwia działanie układu przy wyższej częstotliwości sygnału



Rys. 3.2. Schemat modelu praktycznego przetwornicy Boost sterowanej sygnałem z generatora



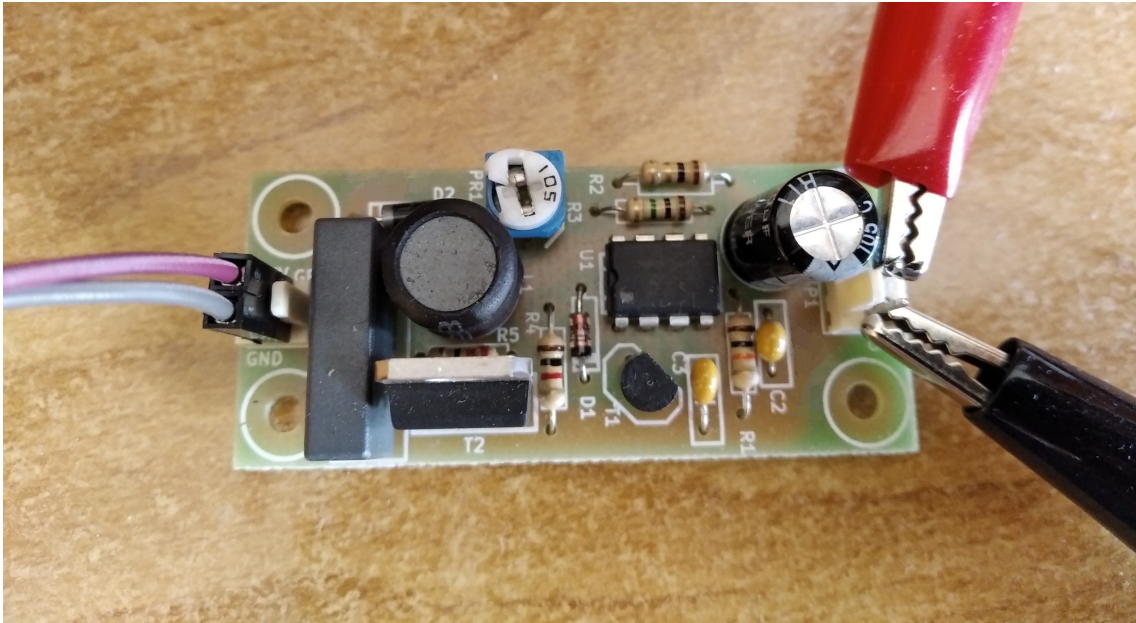
Rys. 3.3. Realizacja klucza

sterującego. Taka realizacja klucza jest stosowana szczególnie tam, gdzie sygnał sterujący ma małą wydajność prądową przy rozładowaniu.

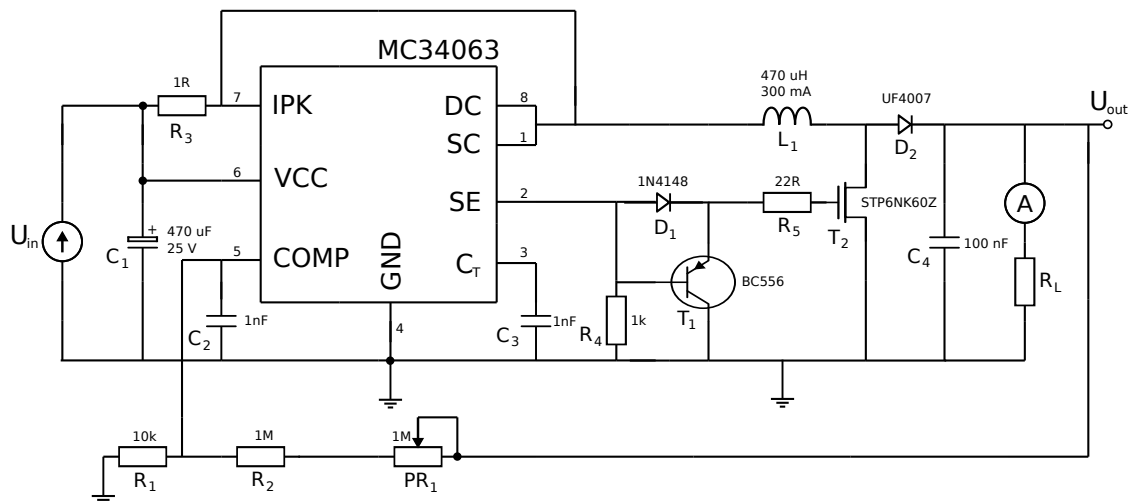
### 3.2.2. Przetwornica Boost z pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego

Chcąc zapewnić pożądane napięcie wyjściowe niewrażliwe na zmianę obciążenia przy nieciągniętym trybie pracy przetwornicy, skorzystać należy z pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. Praktyczną implementację takiego rozwiązania przedstawiono na rysunku 3.4, a schemat ideowy przedstawia rysunek 3.5.

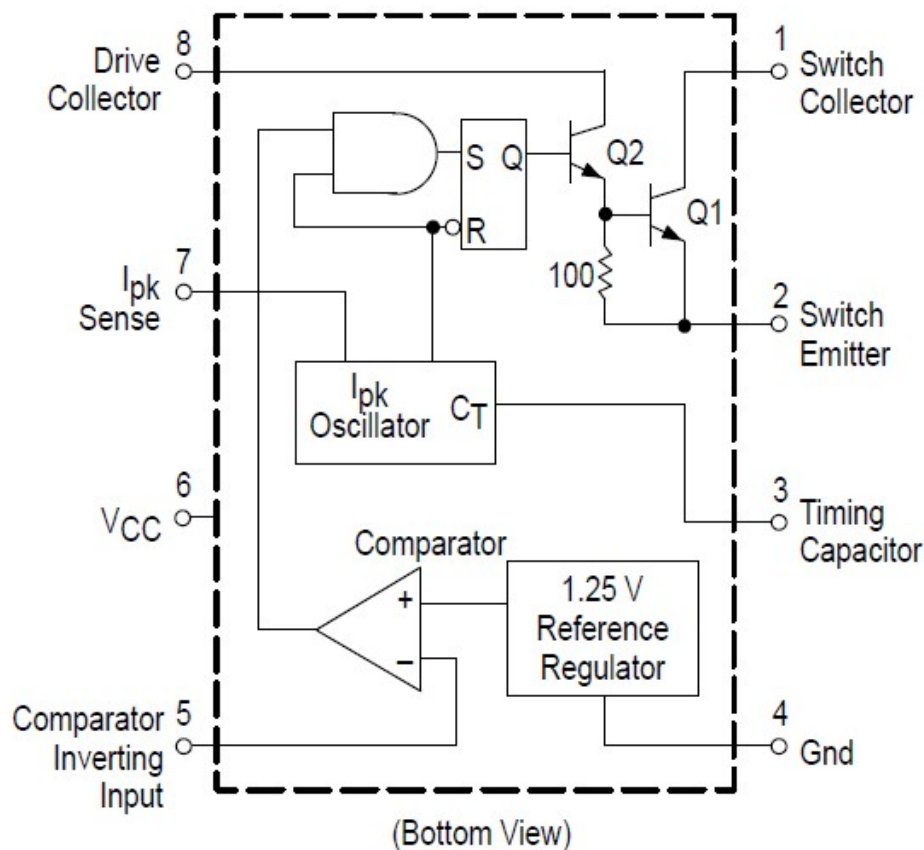
Jako cewkę indukcyjną wybrano komponent o indukcyjności  $L = 470\mu H$  i dopuszczalnym prądzie pracy  $I_{L_{max}} = 700mA$ . Na wyjściu zamontowano kondensator o



**Rys. 3.4.** Model praktyczny przetwornicy Boost z pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego



**Rys. 3.5.** Schemat modelu praktycznego przetwornicy Boost z pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego

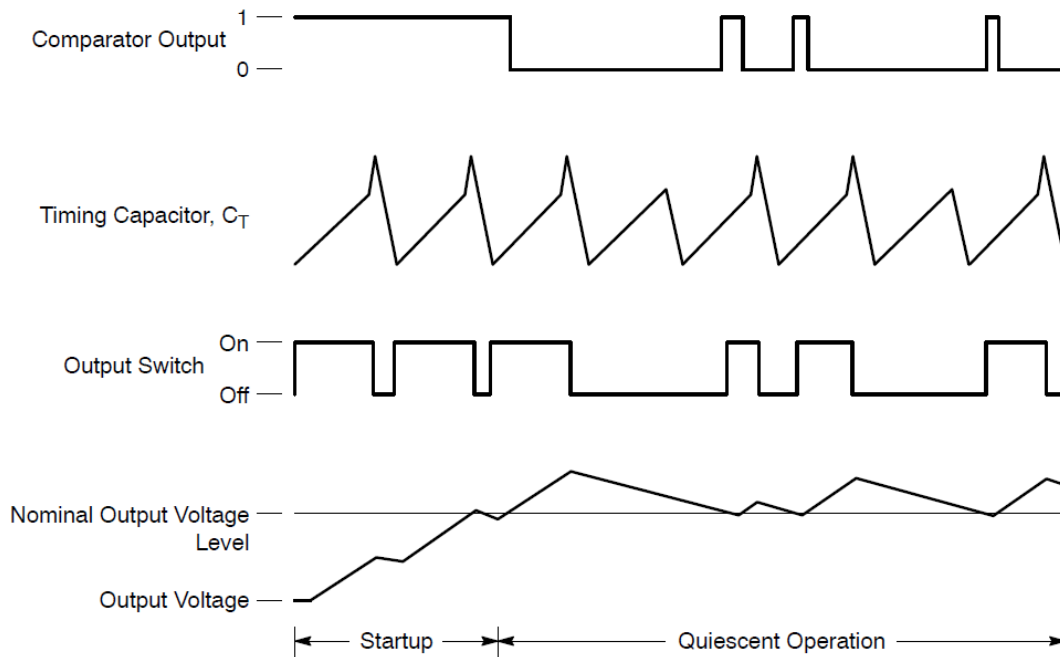


**Rys. 3.6.** Schemat blokowy kontrolera MC34063 pochodzący z dokumentacji [9]

pojemności  $C = 100nF$ . W roli diody zastosowano *UF4007*. Funkcję klucza ponownie pełnił układ przedstawiony na rysunku 3.3, jednak w tym przypadku zastosowano tranzystor PNP *BC556* oraz NMOS *STP6NK60Z*, gdyż przetwornica ma pracować z dużymi napięciami wyjściowymi. Sygnał sterujący pochodzi nie z zewnętrznego generatora, lecz z dedykowanego kontrolera *MC34063*, którego schemat blokowy zaprezentowano na rysunku 3.6.

Kluczowym dla ujemnego sprzężenia zwrotnego jest wejście komparatora (*pin 5*), który porównuje napięcie wyjściowe (odpowiednio podzielone za pomocą  $R_1$ ,  $R_2$  i  $PR1$ ) z napięciem referencyjnym  $U_{ref} = 1.25V$  mierzonym względem masy (*pin 4*). Jeśli napięcie dostarczane do odwracającego wejścia komparatora (*pin 5*) jest większe od napięcia referencyjnego, wtedy na wyjściu komparatora generowany jest stan logiczny 0, w przeciwnej sytuacji generowane jest 1.

Drugim bardzo ważnym blokiem kontrolera jest oscylator, którego idea działania opiera się na dwóch źródłach prądowych w architekturze *source* oraz *sink*, odpowiednio ładujących i rozładowujących kondensator. Źródła dobrane są tak, aby prąd ładowania wynosił  $35 \mu A$ , natomiast prąd rozładowania  $200 \mu A$ , skutkując czasem ładowania do



**Rys. 3.7.** Przebiegi napięciowe i generacja sygnału sterującego w MC34063 [10]

rozładowania w stosunku około 6:1. Górne i dolne napięcia progowe kondensatora, po których przekroczeniu zmienia się kierunek przepływu prądu, wynoszą odpowiednio  $V_{th_{up}} = 1.25 V$  oraz  $V_{th_{down}} = 0.75 V$ . W momencie ładowania kondensatora wyjście oscylatora przyjmuje stan logiczny 1, natomiast przy rozładowywaniu występuje logiczne 0. W efekcie oscylator generuje sygnał o wypełnieniu 6:1 (około 85%), którego częstotliwość zależy od podłączonego do *pinu* 3 kondensatora czasowego. Pojemność tego kondensatora określa jednocześnie maksymalną częstotliwość pracy oscylatora.

Sygnał o danej częstotliwości i wypełnieniu, generowany z oscylatora, podawany jest na wejście bramki *AND*, gdzie trafia też sygnał z komparatora. Kiedy napięcie wyjściowe jest niższe od napięcia nominalnego (logiczne 1 z komparatora), wtedy sygnał z oscylatora przekazany może zostać dalej na wejście *S* (*Set*) przerzutnika. Dodatkowo wyjście oscylatora trafia na zanegowane wejście *R* (*Reset*) tego samego przerzutnika. W efekcie klucz wyjściowy zostaje włączony w dowolnym momencie wystąpienia 1 na komparatorze, natomiast wyłączenie klucza następuje dopiero gdy oscylator wystawi stan 0 (w momencie rozładowywania kondensatora), bez względu na to, że napięcie wyjściowe mogło już przekroczyć wartość nominalną. Całość procesu generacji sygnału sterującego przedstawia rysunek 3.7. W roli układu wykonawczego zastosowano dwa tranzystory, które mogą pełnić funkcję klucza przetwornicy, jednak w bardzo ograniczonym zakresie ze względu na problemy z rozładowywaniem wbudowanego klucza - zmniejszenie czasu  $t_{off}$  już przy częstotliwości  $f = 30 kHz$ . Poprzez odpowiednie podłączenie wbudowanych

tranzystorów można sterować zewnętrzne tranzystory kluczujące, co zostało wykonane w przypadku układu modelowego.

Układ MC34063 ma jeszcze jedną funkcjonalność, pozwalającą na ograniczenie maksymalnego natężenia prądu płynącego przez dławik przetwornicy. Zamontowanie na wejściu szeregowo rezystora o znanej rezystancji pozwala na zmierzenie spadku napięcia na nim (*pin 7* kontrolera). Wartość rezystancji szeregowej dobierana jest w taki sposób, aby przy maksymalnym założonym natężeniu prądu wejściowego otrzymać napięcie progowe, pozwalające na zadziałanie zabezpieczeń w kontrolerze MC34063. Uruchomienie zabezpieczenia nadprądowego powoduje szybsze naładowanie się pojemności w oscylatorze, a przez to zmniejszenie wypełnienia sygnału sterującego. W efekcie powoduje to spadek napięcia wyjściowego oraz obniżenie poboru prądu.

Ostatecznie chcąc otrzymać napięcie wyjściowe  $U_{out}$  należy tak dobrać wartość rezystorów w sprzężeniu zwrotnym, aby dla danego napięcia spadek na rezystorze  $R1$  równy był  $U_{ref} = 1.25 V$ . Dzięki tej własności dołożyć można potencjometr  $PR1$ , który pozwoli na sterowanie napięciem wyjściowym. Relację między rezystancjami  $R1$ ,  $R2$  oraz  $PR1$  a napięciem wyjściowym, przedstawia wyrażenie 3.6. Dla przykładu, gdy  $R1 = 10k$ ,  $R2 = 1M$  oraz  $PR1 = 1M$  zakres napięcia wyjściowego wynosi  $U_{out} = 126.25 - 251.25 V$ .

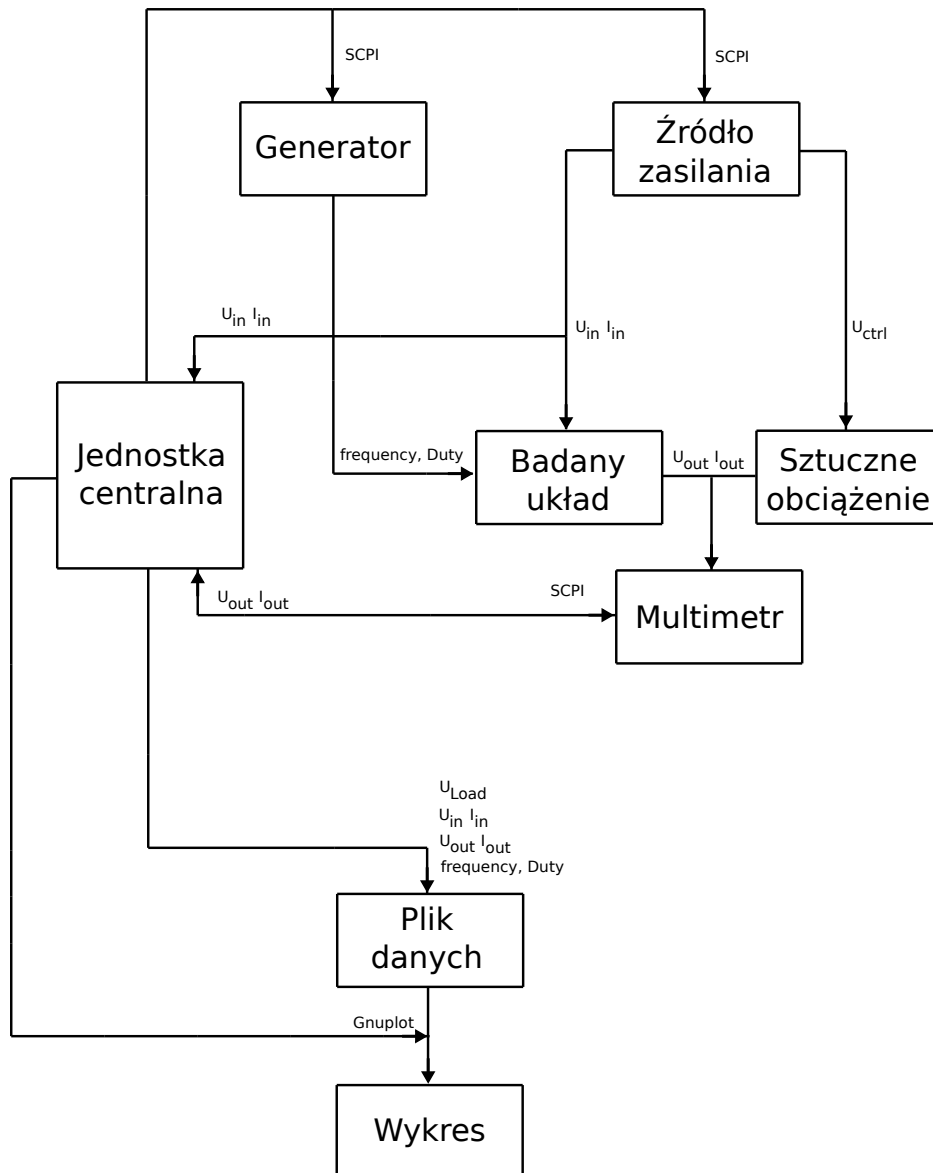
$$U_{out} = U_{ref} \frac{R1 + R2 + PR1}{R1} = U_{ref} \left(1 + \frac{R2 + PR1}{R1}\right) \quad (3.6)$$

### 3.3. Aparatura i system pomiarowy

W ramach pracy wykorzystywano wiele wyspecjalizowanych urządzeń pomiarowych, których obsługa następowała w sposób manualny lub automatyczny za pomocą komputera. Przygotowano zautomatyzowany system pomiarowy, przedstawiony w podrozdziale 3.3.1, który usprawnił proces zbierania danych.

#### 3.3.1. System pomiarowy

Sercem systemu pomiarowego był komputer stacjonarny (jednostka centralna), który kontroluje parametry i zbiera dane z szeregu przyrządów laboratoryjnych. Schemat blokowy systemu przedstawiono na rysunku 3.8. Każde z urządzeń (generator, źródło zasilania, multimetr) podłączone zostało za pomocą przewodów do jednostki centralnej, która poprzez odpowiednie polecenia wysyła do danego urządzenia ma możliwość kontroli nad wykonywanymi przez te przyrządy działaniami. Poprzez wysłanie odpowiednich poleceń do generatora funkcyjnego ustawia się sygnał o zadanej częstotliwości i wypełnieniu, co przy określonym napięciu zasilania ustawionym również poprzez komendę na wybranym kanale źródła zasilania steruje działaniem badanego układu przetwornicy. Polecenie wykonania pomiaru wysłane do multimetru powoduje zmierzenie wartości napięcia



Rys. 3.8. Schemat blokowy systemu pomiarowego

i natężenia, które to przekazane są do komputera. Wartość prądu obciążenia układu badanego kontrolowana jest za pomocą specjalnego podukładu, sztucznego obciążenia opisanego w podrozdziale 3.3.3. Sterowanie to odbywa się poprzez zmianę napięcia pochodzącego z odpowiedniego kanału źródła zasilania. Wszystkie ustawiane i mierzone w ramach systemu dane są zapisywane, a następnie przedstawiane za pomocą wykresu. Logiką kontrolującą cały system pomiarowy jest skrypt napisany w języku Python. Do przesyłu informacji między urządzeniami skorzystano z protokołu SCPI (System Command Protocol Interface), a program Gnuplot wykorzystano do graficznego przedstawienia wyników pomiarów.

R&amp;S®HMP4040 four-channel instrument.



(a) Źródło zasilania R&amp;S HMP4040



(b) Źródło zasilania Owon P4305

Rys. 3.9. Zasilacze napięcia stałego

### 3.3.2. Opis urządzeń

W celu wykonania pomiarów skorzystano z dwóch zestawów urządzeń pomiarowych. Pierwszy, oprogramowany, znajdujący się w wydziałowym laboratorium oraz drugi, manualny, dostępny na prywatnym wyposażeniu autora. Przedstawione zostaną oba zestawy, przy czym urządzenia prezentowane będą kategoriami, gdzie urządzenie po lewej stronie pochodzić będzie z zestawu laboratoryjnego, natomiast drugie z prywatnego wyposażenia.

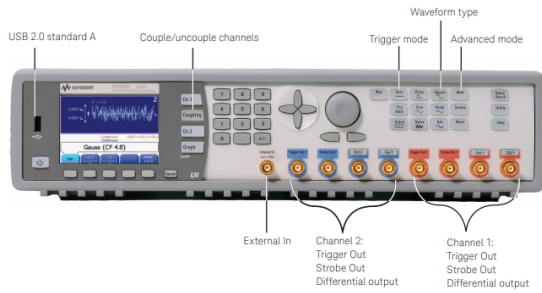
W systemie pomiarowym wykorzystano dwa rodzaje źródeł zasilania (zasilacze napięcia stałego, rysunek 3.9) - R&S HMP40 przedstawione na rysunku 3.9a oraz dwie jednostki P4305 marki Owon (rysunek 3.9b).

R&S HMP4040	2x Owon P4305
– Liczba kanałów: 4	– Liczba kanałów: 1
– Napięcie wyjściowe: 0-32 V	– Napięcie wyjściowe: 0-30 V
– Natężenie prądu wyjściowego: 0-10 A	– Natężenie prądu wyjściowego: 0-5 A

Funkcję generatora (rysunek 3.10) pełniły 81150A marki Keysight, przedstawiony na rysunku 3.10a oraz Owon AG1012F (rysunek 3.10b).

Keysight 81150A	Owon AG1012F
– Liczba kanałów: 2	– Liczba kanałów: 2
– Zakres częstotliwości: 120 MHz	– Zakres częstotliwości: 10 MHz
– Próbkowanie: 2G/s	– Próbkowanie: 125MS/s
– Funkcje: pulse, sine, square, ramp, noise and arbitrary waveforms	– Funkcje: pulse, sine, square, ramp, noise and arbitrary waveforms

Skorzystano także z multimetrów cyfrowych laboratoryjnych (rysunek 3.11), wśród których wymienić można Keysight 34401A, zaprezentowany na rysunku 3.11a oraz Owon XDM3041 (rysunek 3.11b).



(a) Generator funkcyjny Keysight 81150A



(b) Generator funkcyjny Owon AG1012F

**Rys. 3.10.** Generatory funkcyjne

(a) Multimetr Keysight 34401A



(b) Multimetr Owon XDM3041

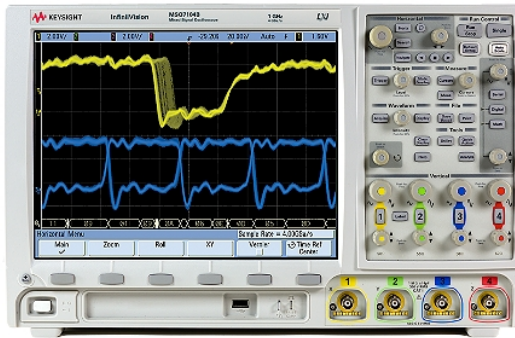
**Rys. 3.11.** Multimetry**Keysight HP34401A**

- Rozdzielczość:  $6\frac{1}{2}$  cyfry
- Szybkości odczytu: 1000 S/s
- Rzeczywiste RMS
- Pomiar: VDC, VAC, ADC, AAC, R, f, C, temp, dioda, ciągłość obwodu

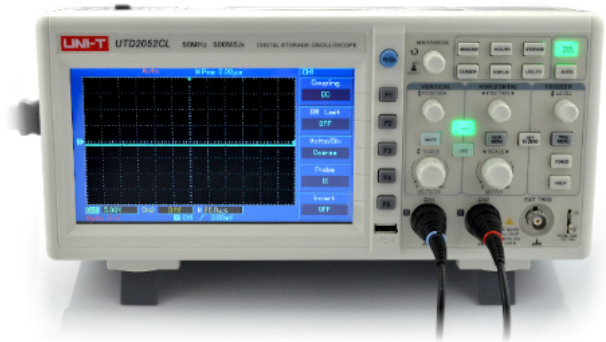
**Owon XDM3041**

- Rozdzielczość:  $4\frac{1}{2}$  cyfry
- Szybkości odczytu: 150 S/s
- Rzeczywiste RMS
- Pomiar: VDC, VAC, ADC, AAC, R, f, C, temp, dioda, ciągłość obwodu

W celu obserwacji przebiegów czasowych skorzystano z dwóch oscyloskopów przedstawionych na rysunku 3.12, pozwalających na bezpośrednią analizę i obserwację działania badanych układów. Posłużono się Keysight MSO7104B oraz UNI-T UTD2052CL (rysunki odpowiednio 3.12a i 3.12b).



(a) Oscyloskop Keysight MSO7104B



(b) Oscyloskop UNI-T UTD2052CL

**Rys. 3.12.** Oscyloskopy cyfrowe**Keysight MSO7104B**

- Liczba kanałów: 4
- Pasma: 1 GHz
- Próbkowanie: 2 GS/s

**UNI-T UTD2052CL**

- Liczba kanałów: 2
- Pasma: 50 MHz
- Próbkowanie: 500 MS/s

### 3.3.3. Sztuczne obciążenie ( tranzystor bipolarny w konfiguracji zdegenerowanego emitera)

W celu większej automatyzacji pomiarów postanowiono przygotować układ sztucznego obciążenia, sterowanego napięciem zewnętrznym. W celu uzyskania takiej funkcjonalności posłużono się tranzystorem bipolarnym w konfiguracji wspólnego emitera z wprowadzoną dodatkową degeneracją (rysunek 3.13a).

W celu opisu układu skorzystano z analizy małosygnałowej. Model małosygnałowy, po zastosowaniu twierdzenia Thevenina dla sterowanego źródła prądowego, przedstawiono na rysunku 3.13b. Podkreślić należy, iż rezystancje opisane równaniami 3.7 oraz 3.8 są rezystancjami dynamicznymi.

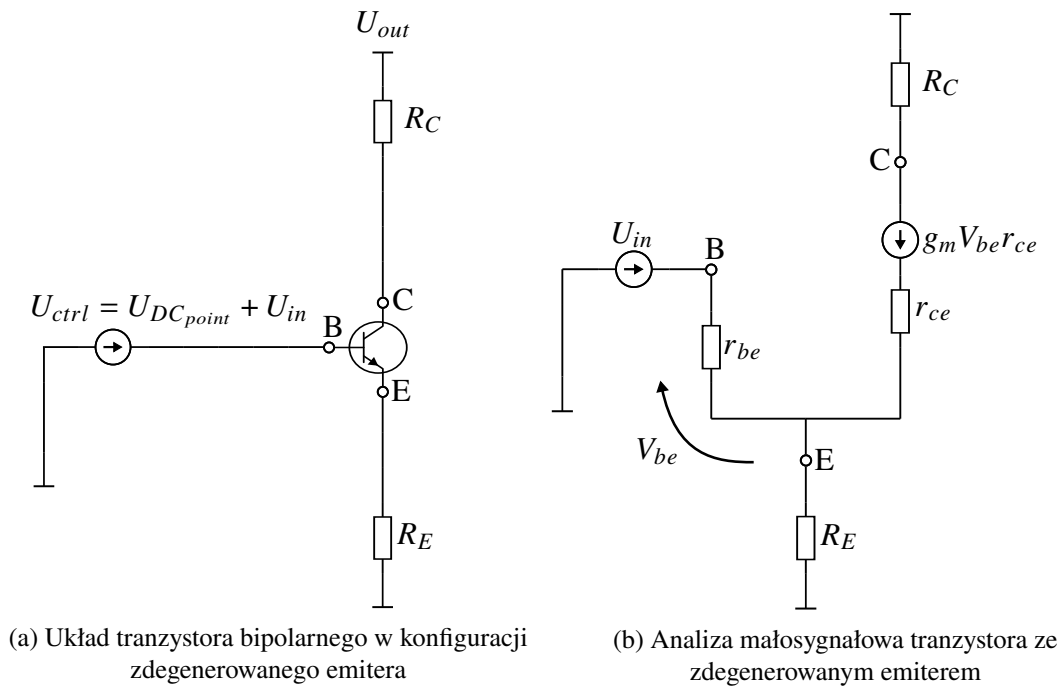
$$r_{be} \equiv \frac{dV_{BE}}{dI_B} \quad (3.7)$$

$$r_{ce} \equiv \frac{dV_{CE}}{dI_C} \quad (3.8)$$

Wartość napięcia sterującego źródłem prądowym otrzymać można poprzez skorzystanie z dzielnika napięcia przedstawionego w równaniu 3.9.

$$V_{be} = U_{in} \frac{r_{be}}{r_{be} + R_E} = U_{in} \frac{1}{1 + r_{be}^{-1} R_E} \approx U_{in} \frac{1}{1 + \beta_0^{-1} g_m R_E} \quad (3.9)$$

Korzystając z równania 3.9 uzyskać można wyrażenie określającego wzmocnienie prądowe 3.10.



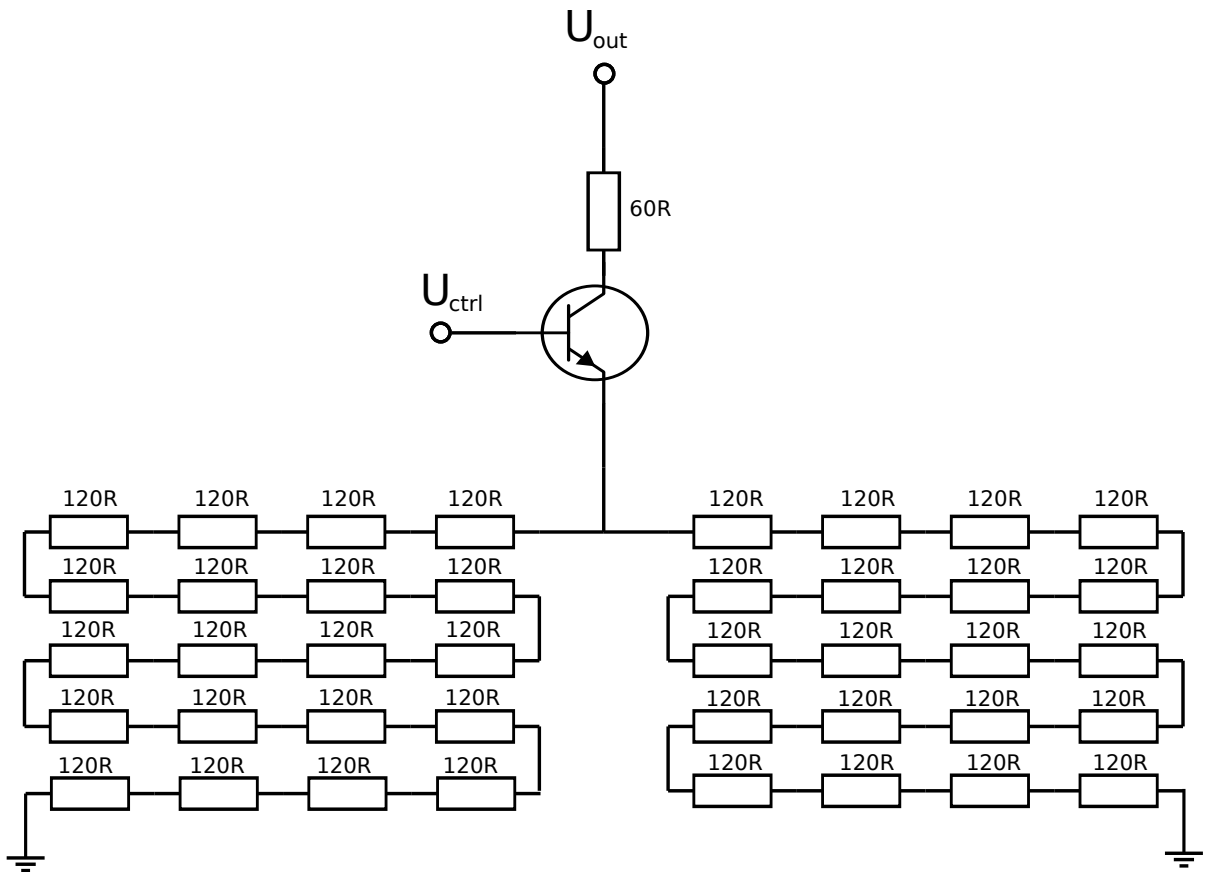
**Rys. 3.13.** Sztuczne obciążenie - schemat ideowy i analiza małosygnałowa

$$G_m \equiv \frac{I_C}{U_{in}} = \frac{g_m V_{be}}{U_{in}} = \frac{g_m U_{in}}{U_{in}} \frac{1}{1 + \beta_0^{-1} g_m R_E} = \frac{g_m}{1 + \beta_0^{-1} g_m R_E} \stackrel{\beta_0^{-1} g_m R_E \gg 1}{\approx} \beta_0 \frac{1}{R_E} \quad (3.10)$$

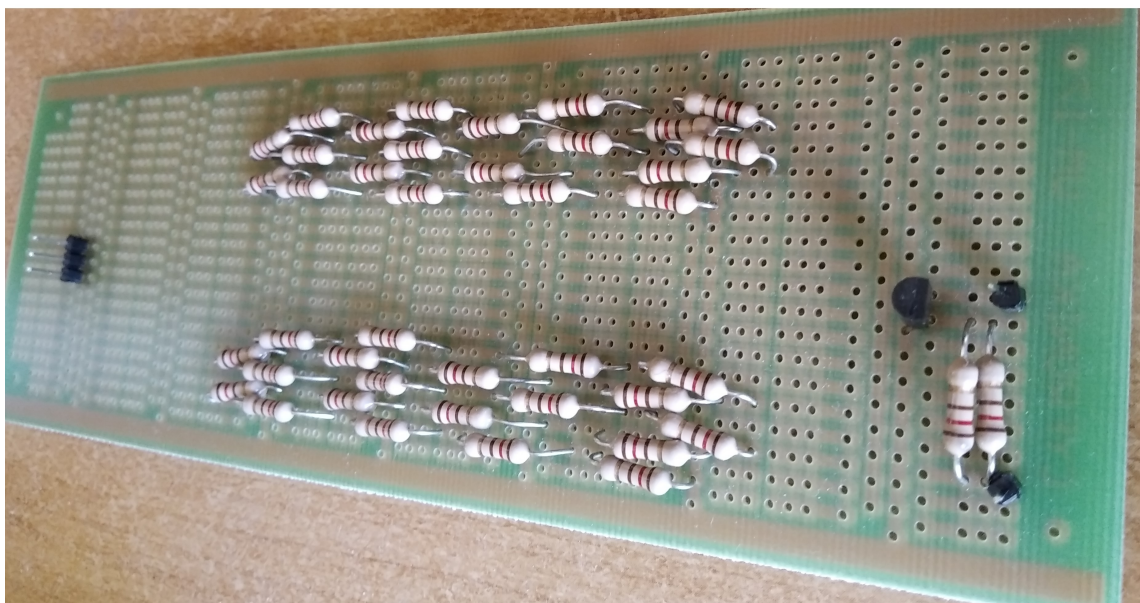
Chcąc uzyskać sztuczne obciążenie szczególnie ważne jest, aby wzmożenie prądowe było liniowe, jak w przypadku 3.10. Dzięki liniowości takiego układu uzyskać można dokładnie określoną i proporcjonalną do zmiany napięcia sterującego wartość prądu przepływającego przez tranzystor (zgodnie z równaniem 3.11) oraz efektywnie pobieranego ze źródła zasilania/przetwornicy.

$$I_C \approx U_{in} \beta_0 \frac{1}{R_E} \quad (3.11)$$

Model praktyczny opisanego układu przedstawia schemat 3.14, natomiast jego implementację zobaczyć można na fotografii 3.15. W celu zwiększenia maksymalnej mocy układu oraz zdolności do rozpraszania ciepła w roli  $R_E = 1.2k\Omega$  wykorzystano 40 rezystorów o rezystancji  $R = 120\Omega$  połączonych w odpowiedniej konfiguracji.



Rys. 3.14. Schemat modelu praktycznego sztucznego obciążenia



Rys. 3.15. Model praktyczny sztucznego obciążenia

### 3.3.4. Oprogramowanie i algorytm działania systemu pomiarowego

Po opisanu wszystkich składowych systemu przybliżyć można samo oprogramowanie, kryjące się za automatyzacją pomiarów. Skrypt pomiarowy został napisany w języku Python.

Ze względu na różne interfejsy komunikacyjne urządzeń do transmisji danych konieczne były osobne metody nawiązywania połączenia. Do celów komunikacji wykorzystano standardowy interfejs sieciowy oparty o protokół TCP/IP, gdzie urządzenie podłączone do sieci lokalnej systemu pomiarowego identyfikowane jest po adresie IP i numerze portu. Inicjalizację takiego urządzenia (fragment klasy) przedstawiono jako kod źródłowy 1. Klasa urządzenia dziedziczy po klasie *device*, która zapewnia poprawną komunikację LAN. Innym sposobem komunikacji był port szeregowy (wirtualny), który dostępny był przez zastosowanie odpowiedniego konwertera USB/RS232. Fragment klasy obsługi urządzeń tego typu przedstawiono jako kod źródłowy 2.

**Kod źr. 1.** Łączenie z urządzeniem przy pomocy LAN

```
1 class a81150a(device): #address = "ip:192.168.0.201:5025"
2     def __init__(self, address, chn=None):
3         device.__init__(self, address=address, chn=chn)
4         print "-> Connected"
5
6     def set_fg_frequency(self, chn, freq):
7         self.wr(":FREquency%d %.10e"%(chn, freq) )
8         sleep(0.1)
```

**Kod źr. 2.** Łączenie z urządzeniem przy pomocy USB

```
1 class hmp4040():
2
3     def __init__(self, address="/dev/ttyUSB0", chn=None):
4         self.ser = serial.Serial(address, 9600, timeout=0,
5             bytesize=serial.EIGHTBITS,
6             parity=serial.PARITY_NONE,
7             stopbits=serial.STOPBITS_TWO)
8         if self.is_connected():
9             print "-> Connected"
10            self.wr("SYSTem:REMOte")
11            self.wr("*CLS")
12
13     def get_IDN(self):
14         return self.qr("*IDN?")
```

Dla każdego urządzenia z osobna konieczne było napisanie klasy, w której to zdefiniowane zostały poszczególne funkcje sterujące ustawieniami danego urządzenia. Przykład funkcji ustawiającej napięcie na wybranym kanale zasilacza oraz drugiej, pobierającej wartość natężenia prądu w danym kanale przedstawia kod źródłowy 3. W komentarzach zamieszczono wzór komend SCPI oczekiwanych przez dane urządzenie oraz wytłumaczenie ich funkcjonalności.

**Kod źr. 3.** Przykładowe funkcje zdefiniowane w ramach klasy danego urządzenia

```

1 class hmp4040():
2
3     def __init__(self, address="/dev/ttyUSB0", chn=None):
4         self.ser = serial.Serial(address, 9600, timeout=0,
5             bytesize=serial.EIGHTBITS, parity=serial.PARITY_NONE,
6             stopbits=serial.STOPBITS_TWO)
7         if self.is_connected():
8             print "-> Connected"
9             self.wr("SYSTem:REMOte")
10            self.wr("*CLS")
11
12 #-----
13 #Ustawienie wartości napięcia (w [V]) na wybranym kanale
14 def setVoltageDC(self, channel, value):
15     self.wr("INSTRument:NSElect %s" %channel)
16     time.sleep(0.1)
17     self.wr("VOLTage %s" %value)
18
19 #INSTRument:NSElect {1|2|3|4} - wybór kanału
20 #VOLTage[:LEVel] {<voltage>| MIN | MAX}} - wartość napięcia
21
22 #-----
23 #Pomiar natężenia prądu (w [A]) na wybranym kanale
24 def getCurrentDC(self, channel):
25     self.wr("INSTRument:NSElect %s" %channel)
26     time.sleep(0.1)
27     return float( self.qr("MEASure:CURRent:DC?") )
28
29 #INSTRument:NSElect {1|2|3|4} - wybór kanału
30 #MEASure[:SCALar]:CURRent [:DC]? - pomiar natężenia prądu

```

Po zapewnieniu poprawnej komunikacji z każdym z przyrządów laboratoryjnych zajęto się zapisem mierzonych danych do plików, co przedstawia kod źródłowy 4. Uznano za kluczowe, aby nazwy generowanych plików mówiły jak najwięcej o wykonanym pomiarze, co zrealizowano poprzez umieszczenie w nazwie daty, rodzaju oraz parametrów wykonywanego pomiaru (wiersze 1-7 kodu źródłowego 4). Postarano się także o usunięcie możliwości nadpisania wcześniejszego pliku, co przedstawiają wiersze 9-11.

Do tak przygotowanego pliku możliwe jest zapisanie danych z wykonywanego pomiaru, co przedstawia kod źródłowy 5. W przykładowym pomiarze znajdują się dwie pętle

**Kod źr. 4.** Przygotowanie plików

```
1 date = datetime.datetime.now() #dzięki temu zawsze inne nazwy plików i
   #możliwość sprawdzenia daty pomiaru
2 data_pomiaru = str(date.year) + '_' + str(date.month) + '_' +
   str(date.day) + '_' + str(date.hour) + '_' + str(date.minute)
   #rozdzielenie daty na poszczególne składniki
3 rdzen = 'load_measurements' #pozwala sklasyfikować rodzaj pomiaru
4 parametry = 'Vsupp_var_Vster_var' #informacja na temat pobieranych
   danych
5 rozszerzenie = 'dat'
6 nazwa_pliku = data_pomiaru + '_' + rdzen + '_' + parametry #człon
   wspólny plików związanych z danym pomiarem
7 nazwa_pliku_danych = nazwa_pliku + '.dat' #nazwa pliku z danymi
8
9 if os.path.isfile(nazwa_pliku_danych): #sprawdzenie, czy utworzenie
   nowego pliku nie nadpisze już istniejącego
10     print ("File already exist")
11     exit() #całkowicie kończy działanie programu
12 data_file = open(nazwa_pliku_danych, "w") #Przygotowanie pliku do
   zapisu danych
13 data_file.write("#Load measurements " + data_pomiaru + ' ' + parametry
   + '\n\n\n') #zapisuje w pierwszej linii pliku rodzaj pomiaru, jego
   date, oraz parametry
14 data_file.close()
```

*for*, druga zagnieżdżona wewnątrz pierwszej, co pozwala na wykonanie kilku serii pomiarowych ze zmiennym parametrem dla zakresu ustalonego poprzez pętlę wewnętrzną. W celu określenia zakresu w dziedzinie liczb wymiernych napisano przeznaczoną do tego właśnie celu funkcję *frange()*. Poszczególne fizyczne pomiary parametrów wywoływane są w wierszu 13 kodu źródłowego 5, po czym natychmiastowo zapisywane są do wcześniej przygotowanego pliku danych. Poszczególne serie pomiarowe oddzielane są dwoma pustymi liniami, co pozwala na stosunkowo łatwe zaprezentowanie wielu serii pomiarowych przy pomocy oprogramowania Gnuplot.

Otrzymane dane po zakończeniu pomiaru pobierane są poprzez oprogramowanie Gnuplot, gdzie kod odpowiedzialny za przygotowanie wykresu generowany jest automatycznie poprzez skrypt w języku Python (kod źródłowy 6). Na wstępie określone są takie czynniki jak rozszerzenie pliku wyjściowego, rozmiar i grubość ramki wykresu oraz oznaczenia osi. Następnie, po zliczeniu liczby serii pomiarowych w danym pliku przygotowana jest odpowiednia ilość stylów linii danych (kod źródłowy 7), o takiej samej grubości, ale o różniącym się kolorze. Tak przygotowane style wykorzystywane są do rysowania kolejnych serii pomiarowych (wiersze 7-8 kodu źródłowego 7). Na koniec nowo utworzonemu plikowi nadawane są uprawnienia do uruchomienia (wiersz 12), co wykonane zostaje w ostatnim wierszu, skutkując wygenerowaniem nowego wykresu.

**Kod źr. 5.** Przykładowy pomiar

```
1 psupply.setOutputState(1) #Uruchomienie napiecia zasilania
2 n_series = 0
3 for supp in frange(9.5,11.5,0.5): #dodatkowo zdefiniowana funkcja
   pozwalajaca na określenie zakresu pomiarow poprzez liczby wymierne
4     psupply.setVoltageDC(3,supp) #wyznaczenie napiecia zasilania
       dla calej serii pomiarowej
5     data_file = open(nazwa_pliku_danych,"a+")
6     data_file.write("#V_supply = %f V_ster = var \n" %supp)
7     data_file.write("#Vout\tIout\tVster\tIster\tVin\tIin \n")
8
9
10
11     for ster in frange(1,1.5,0.1): #pojedyncze pomiary w danej
       serii pomiarowej
12         psupply.setVoltageDC(2,ster) #wyznaczenie napiecia
           sterujacego tranzystorem w konfiguracji
           zdegenerowanego emitera (sztuczne obciazenie)
13         data_file.write("%f\t%f\t%f\t%f\t%f\t%f\n"%(-
           mult.getVoltageDC(),- mult.getCurrentDC(),
           psupply.getVoltageDC(ster_channel),
           psupply.getCurrentDC(ster_channel),
           psupply.getVoltageDC(supply_channel),
           psupply.getCurrentDC(supply_channel) ) )
14         #wiersz wyzej pomiar wszystkich wartosci i rownoczesny
           zapis ich w jednej linii do pliku
15
16     n_series += 1 #Zwiekszenie licznika wykonanych serii
       pomiarowych o 1
17     data_file.write('\n\n') #Oddzielenie serii pomiarowych dwoma
       pustymi liniami (ulatwia rysowanie wykresow przy pomocy
       programu Gnuplot)
18     data_file.close() #chwilowe zamknięcie pliku w celu zapisania
       juz wykonanych pomiarow
19
20
21 psupply.setOutputState(0)
22 psupply.setChannelState(2,0)
23 psupply.setChannelState(3,0)
```

**Kod źr. 6.** Przygotowanie wykresu

```

1 nazwa_pliku_graph = nazwa_pliku + '.pdf'
2
3 graphfile = open("drawer.sh","w")
4 graphfile.write("#!/usr/bin/gnuplot\n")
5 graphfile.close()
6
7 graphfile = open("drawer.sh","a+")
8 graphfile.write("reset\n")
9
10 graphfile.write("set term pdfcairo size 10cm, 6cm font \",12\"\n")
11
12 graphfile.write("set output \"%s\"\n" %nazwa_pliku_graph)
13 graphfile.write("set xlabel \"Voltage [V]\"\n")
14 graphfile.write("set ylabel \"I_L [A]\"\n")
15 graphfile.write("set border linewidth 2\n")

```

**Kod źr. 7.** Rysowanie linii danych

```

1 for i in range(1,n_series+1): #przygotowanie stylow dla poszczegolnych
    serii pomiarowych
2     graphfile.write("set style line %d lc rgb \'#%x\' lt %f1 lw
        %f2\n" %(i,rgb+i*20*0x001700,lt,lw))
3
4 rdzen = 'V_supp_'
5
6 graphfile.write("plot \'%s.dat\' index 0 u %d:(%d*1) title \'%s%f\'
    with lines linestyle 1, \\n" %(nazwa_pliku,
        nx,ny,rdzen,legend[0]) ) #rysowanie poszczegolnych serii
    pomiarowych
7 for i in range(1,n_series):
8     graphfile.write("          \'\'          index
        %d u %d:(%d*1) title \'%s%f\' with lines linestyle %d,
        \\n" %(i,nx,ny,rdzen,legend[i],i+1))
9
10
11 graphfile.close()
12 os.system("chmod +x drawer.sh")
13 os.system("./drawer.sh")

```

## 4. Wyniki

W rozdziale tym przedstawione i omówione zostały wyniki pomiarów przeprowadzonych na przygotowanych układach modelowych. Szczególny nacisk położono na tryb pracy i zachowanie oraz sprawność przetwornicy w zależności od zastosowanych parametrów zewnętrznych oraz użytych elementów elektronicznych.

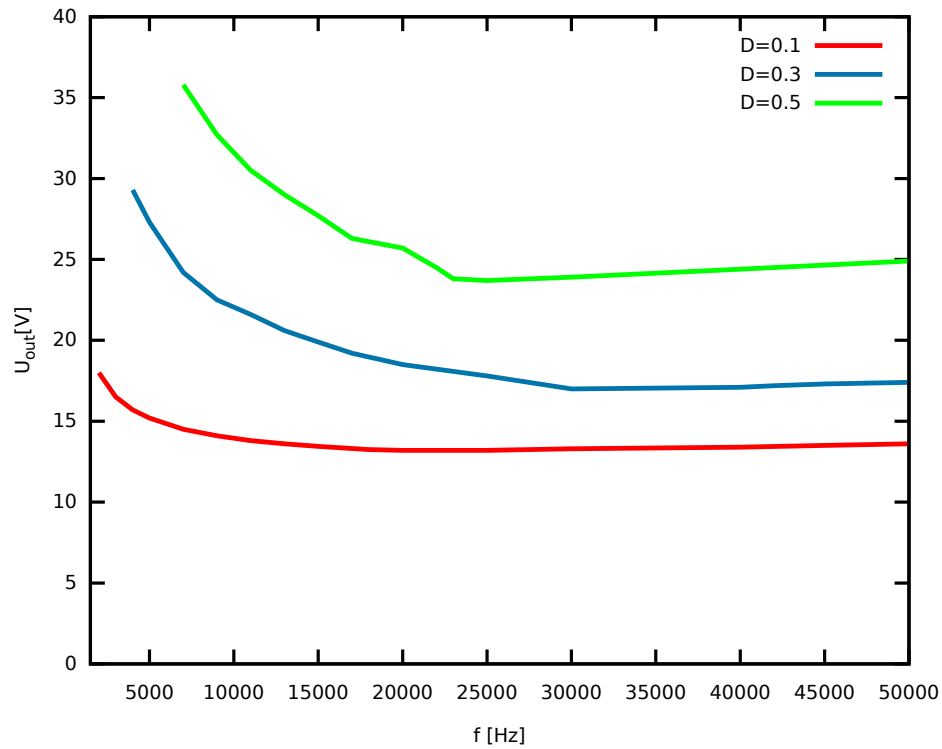
### 4.1. Badanie zachowania oraz sprawności przetwornicy Boost dla różnych trybów pracy

W celu zbadania zachowania oraz sprawności przetwornicy podwyższającej Boost, w zależności od trybu pracy, zdecydowano się na skorzystanie z przetwornicy Boost sterowanej z zewnętrznego generatora funkcyjnego, opisanej w 3.2.1, przy napięciu zasilania  $U_{in} = 12V$ . Ten prosty układ modelowy pozwolił na zbadanie działania układu dla różnych częstotliwości, co w układach bardziej praktycznych z dedykowanymi kontrolerami byłoby niemożliwe do wykonania.

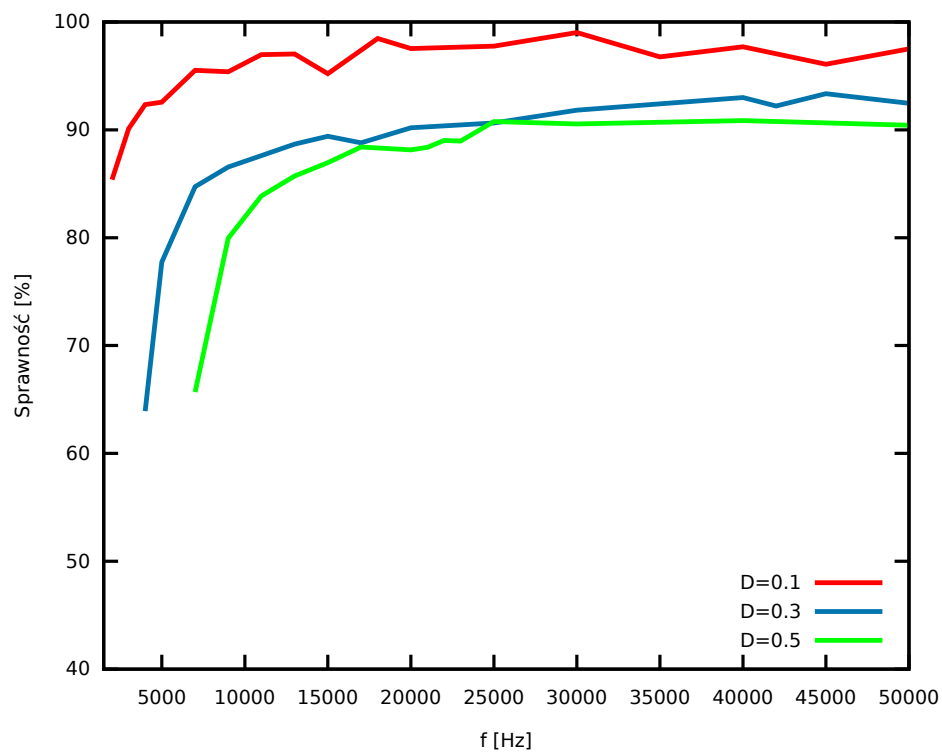
#### 4.1.1. Tryb pracy a sprawność przetwornicy

W pierwszej kolejności postarano się zbadać przejście między trybami pracy poprzez obserwację generowanego napięcia wyjściowego w funkcji częstotliwości przy obciążeniu  $R = 500\Omega$  dla trzech różnych wypełnień sygnału sterującego (10%, 30%, 50%). Wyniki pomiarów przedstawione zostały na rysunku 4.1.

Napięcie wyjściowe w dużym stopniu zgadza się z przewidywaniami teoretycznymi przedstawionymi na rysunku 2.18. Dla wysokich częstotliwości zmiany natężenia prądu w cewce są stosunkowo niewielkie, dlatego sama wartość natężenia nie spada do zera i przetwornica pracuje w trybie ciągłym (CCM), dla którego napięcie wyjściowe zależy jedynie od napięcia zasilania oraz wypełnienia zgodnie z równaniem 2.41. Dla każdego z wypełnień wyróżnić można częstotliwość przejścia między trybami pracy (wzór 3.5), poniżej której przetwornica przechodzi w tryb pracy nieciągłej (DCM), co zaobserwować można na wykresie 4.1 jako początek wzrostu napięcia, które rośnie dalej wraz ze spadkiem częstotliwości.



**Rys. 4.1.** Przejście między trybami pracy dla obciążenia  $500\Omega$  na podstawie napięcia w funkcji częstotliwości dla 3 różnych wypełnień sygnału



**Rys. 4.2.** Sprawność pracy przetwornicy w funkcji częstotliwości przy obciążeniu  $500\Omega$  dla 3 różnych wypełnień

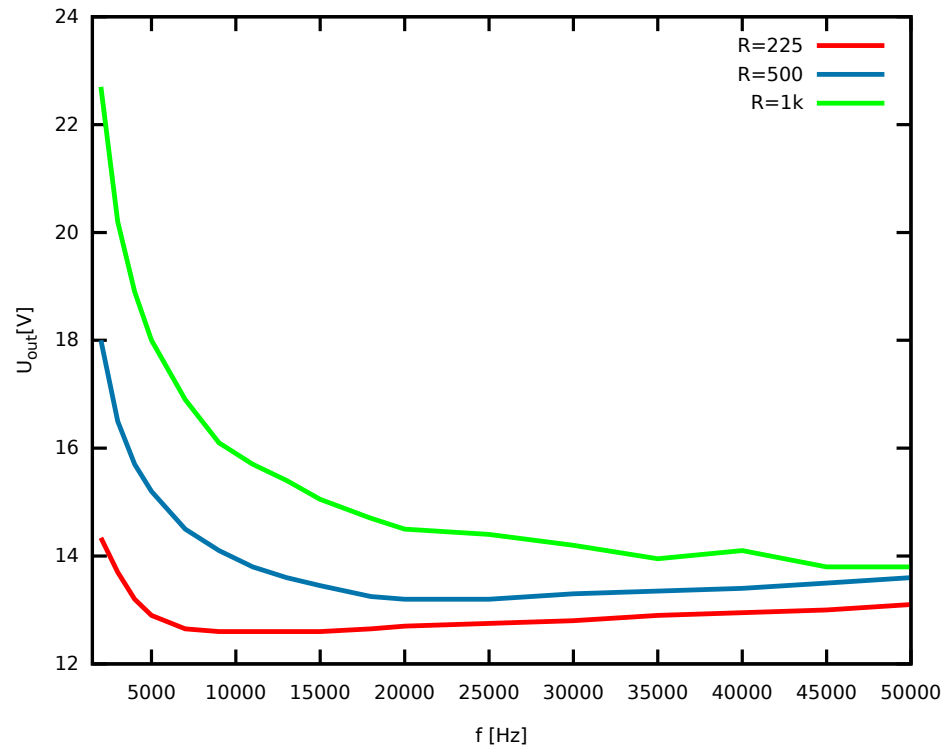
Napięcie na wyjściu oraz tryb pracy (rys. 4.1) przekładają się na sprawność całego układu przetwornicy, co przedstawione zostało na rysunku 4.2. Analizując przebiegi sprawności wysnuć można wniosek, iż najbardziej optymalnym trybem pracy jest tryb ciągły, gdzie sprawność utrzymuje się na stałym, wysokim poziomie. Wraz ze zmniejszeniem częstotliwości i przejściem w tryb nieciągły sprawność spada znacząco. Zauważyć można, iż sprawność zależy także od wypełnienia sygnału sterującego oraz związanego z nim napięcia, pozwalając na uzyskanie sprawności na poziomie 95% przy wypełnieniu 10%, która spada do nadal wysokiej wartości 90% przy wypełnieniach 30% oraz 50%.

#### 4.1.2. Wpływ obciążenia na tryb pracy i sprawność przetwornicy

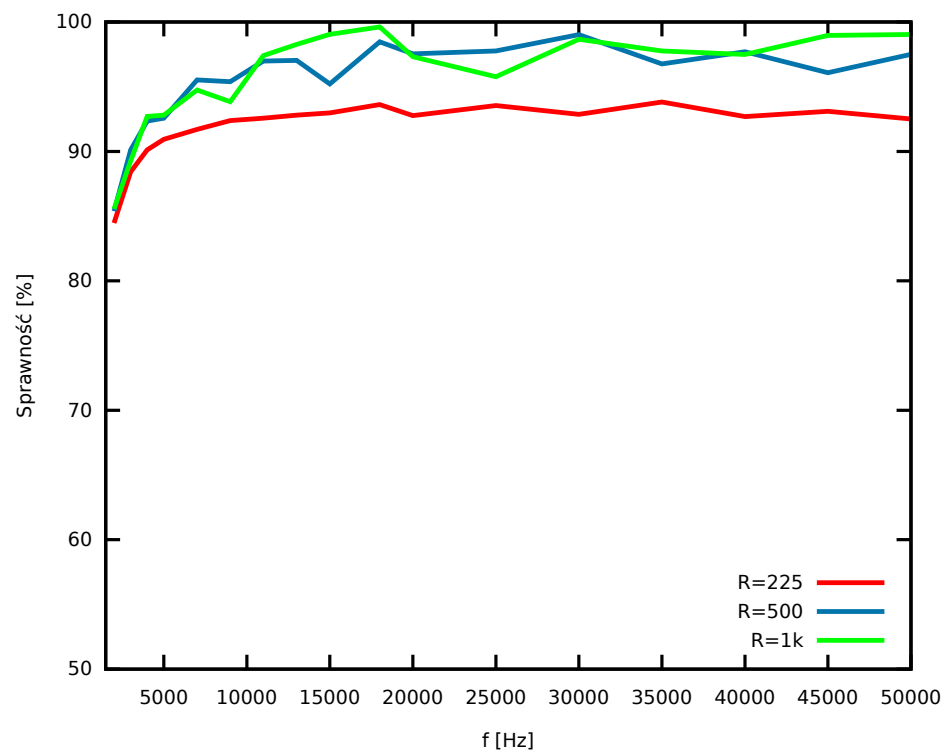
Zgodnie z teorią przedstawioną w 2.2 napięcie wyjściowe w przypadku ciągłego trybu pracy niezależne jest od obciążenia i sterować nim można poprzez wypełnienie, co pokazane zostało na rysunku 4.1. Jeśli jednak wartość rezystancji na wyjściu zwiększy się (zmniejszony zostanie prąd obciążenia), wtedy średni prąd przepływający przez cewkę również ulega zmniejszeniu, natomiast wielkość zmian natężenia prądu  $\Delta I_L$  pozostaje niezmienna, będąc zależną w głównej mierze od częstotliwości (wzór 2.38). Zwiększenie wartości rezystancji na wyjściu spowodować może zatem przejście przetwornicy w nieciągły tryb pracy, a przez to wzrost napięcia wyjściowego, co pokazane zostało na rysunku 4.3, przedstawiającym zależność napięcia w funkcji częstotliwości dla trzech różnych obciążeń przy wypełnieniu sygnału sterującego  $D = 10\%$ . Przebiegi napięcia porównać należy z odpowiadającymi im sprawnościami zaprezentowanymi na rysunku 4.4.

Linia zielona przedstawia zachowanie przetwornicy przy najmniejszym poborze prądu (rezystancja  $1k\Omega$ ). Sprawność przy tak niskim prądzie obciążenia jest bardzo wysoka, co pokazuje rysunek 4.4, jednak przetwornica szybko wchodzi w tryb nieciągły, bo już przy częstotliwości około  $f = 45kHz$ , co skutkuje znaczącym wzrostem napięcia przy niskich częstotliwościach.

Obserwując linie niebieską i czerwoną, odpowiadające rezystancjom odpowiednio  $500\Omega$  i  $225\Omega$  zaobserwować można spadek sprawności względem obciążenia  $1k\Omega$ . Zaletą większego poboru prądu na obciążeniu jest łatwiejsze otrzymanie trybu ciągłego, który dla obciążenia  $R = 225\Omega$  uzyskuje się już przy częstotliwości  $f = 10kHz$ . Napięcie wyjściowe w trybie ciągłym zależeć powinno jedynie od wypełnienia i napięcia zasilania, jednak w praktyce w układzie znajduje się wiele czynników pasożytniczych, na skutek których zaobserwować można niewielkie zmiany napięcia wyjściowego w zależności od częstotliwości sygnału sterującego oraz natężenia prądu pobieranego przez obciążenie. W układach z kontrolerem te niedogodności niwelowane są przez zastosowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego, które wpływa na zmianę współczynnika wypełnienia sygnału sterującego.



**Rys. 4.3.** Napięcie wyjściowe w funkcji częstotliwości dla trzech różnych obciążeń przy wypełnieniu  $D = 0.1$



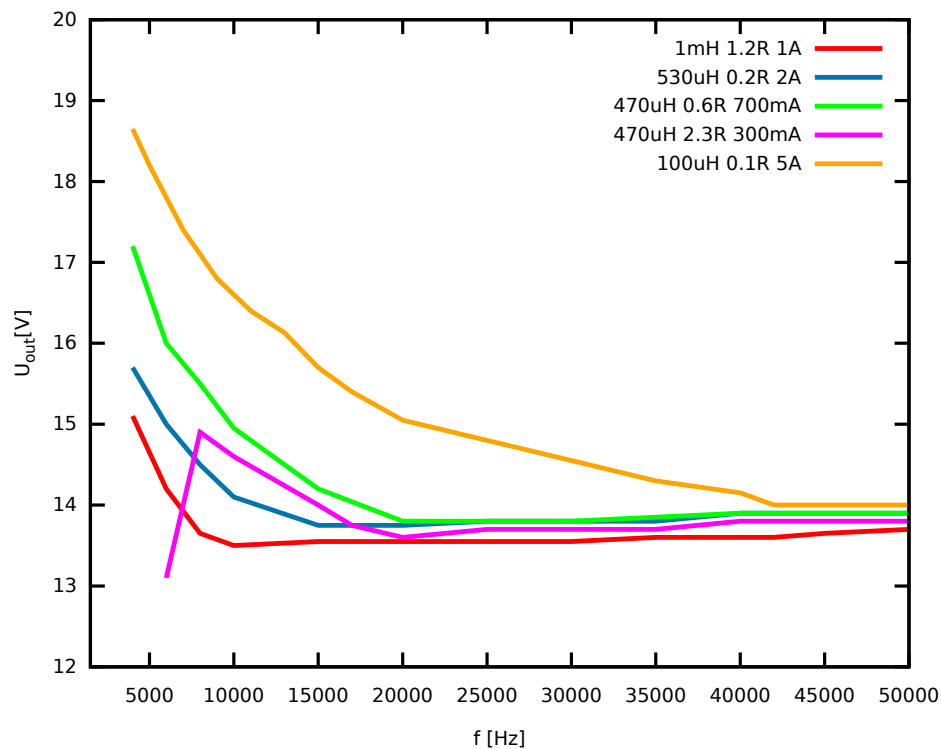
**Rys. 4.4.** Sprawność w funkcji częstotliwości dla trzech różnych obciążeń przy wypełnieniu  $D = 0.1$

### 4.1.3. Wpływ indukcyjności, rezystancji wewnętrznej oraz prądu nasycenia cewki na zachowanie i sprawność przetwornicy

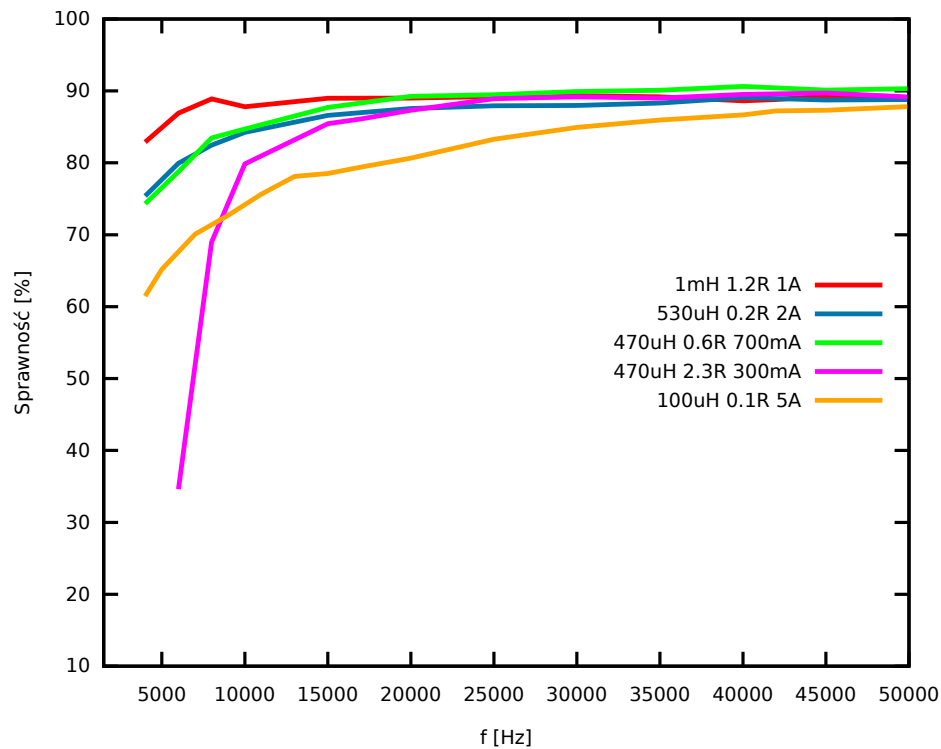
W ramach przeprowadzonych badań postanowiono sprawdzić wpływ poszczególnych elementów na sprawność działania przetwornicy. Analizę rozpoczęto od najważniejszego elementu, jakim jest cewka indukcyjna. Aby możliwe było zaobserwowanie przejść między trybami pracy dla każdej z cewek (przy napięciu zasilania  $U_{in} = 12V$ ) wybrano wypełnienie sygnału sterującego 20% ( $D = 0.2$ ) oraz obciążenie  $R = 150\Omega$ . Do testów wykorzystano 5 różnych cewek, opisanych poprzez ich indukcyjność  $L$ , rezystancję pasozytniczą  $R_L$  oraz prąd nasycenia  $I_{sat}$ .

Analizując przebiegi napięcia na wykresie 4.5 zauważyć można jak dużą rolę w pracy przetwornicy odgrywa indukcyjność cewki. Cewka o najmniejszej indukcyjności ( $L = 100\mu H$  - kolor pomarańczowy) przechodzi w tryb pracy nieciągłej już przy częstotliwości sygnału sterującego około  $f = 42kHz$ , natomiast cewki o indukcyjności w przybliżeniu  $L = 500\mu H$  (kolory niebieski, zielony i różowy) rozpoczynają tryb nieciągły dopiero przy częstotliwości  $f = 18kHz$ . Najdłużej w trybie ciągłym utrzymuje się cewka o częstotliwości  $L = 1mH$  (kolor czerwony), która pozostaje w trybie ciągłym aż do częstotliwości  $f = 10kHz$ .

Wartość rezystancji pasozytniczej cewek  $R_L$  przekłada się na straty mocy  $I^2 R_L$ , a zatem na sprawność. W tym przypadku, ze względu na wartość średniego natężenia prądu



**Rys. 4.5.** Napięcie w funkcji częstotliwości dla pięciu różnych cewek indukcyjnych przy obciążeniu  $R = 150\Omega$  i wypełnieniu  $D = 0.2$



**Rys. 4.6.** Sprawność w funkcji częstotliwości dla pięciu różnych cewek indukcyjnych przy obciążeniu  $R = 150\Omega$  i wypełnieniu  $D = 0.2$

płynącego przez cewkę w trybie ciągłym  $I_{L_{avg}} = 120mA$  straty te są małe i trudne do zaobserwowania na rysunku 4.6 przedstawiającym sprawność w funkcji częstotliwości dla poszczególnych cewek.

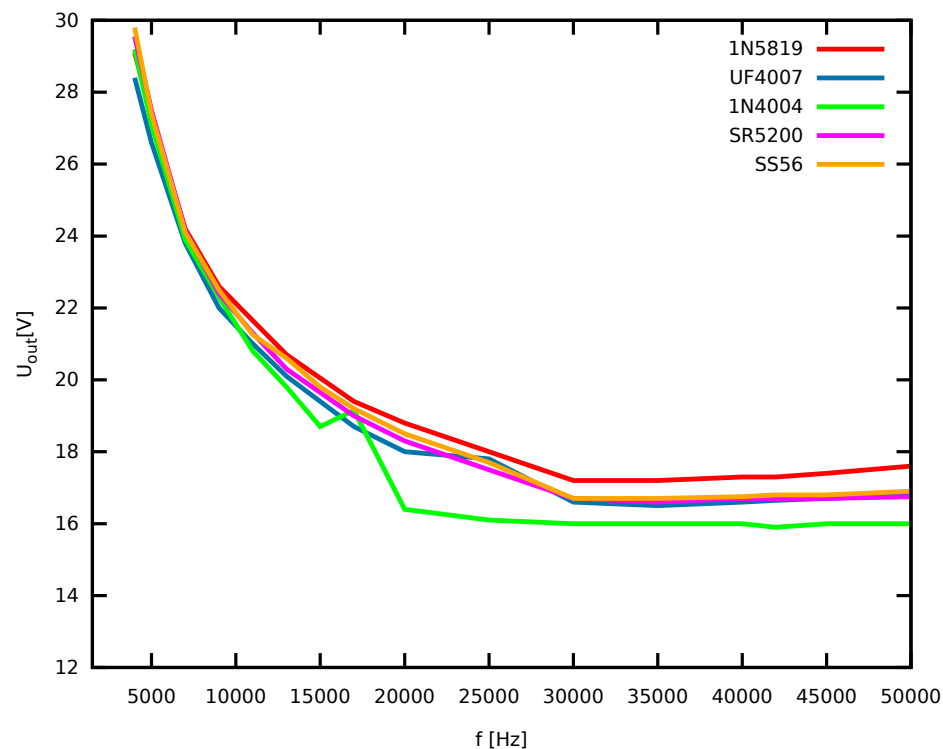
Parametrem krytycznym okazuje się prąd nasycenia, który w przypadku cewki reprezentowanej przez linię różową ( $L = 470\mu H$ ,  $R_L = 2.3\Omega$ ,  $I_{sat} = 300mA$ ) zostaje przekroczony w trybie nieciągłym. W wyniku ograniczenia natężenia prądu płynącego przez cewkę napięcie wyjściowe i sprawność spadają, a przetwornica przestaje pracować poprawnie.

#### 4.1.4. Wpływ napięcia przewodzenia i szybkości diody na zachowanie i sprawność przetwornicy

W celu osiągnięcia jak największej sprawności pracy przetwornicy sprawdzono zachowanie układu w zależności od użytej diody. Tabela 4.1 przedstawia zestawienie testowanych elementów, porównujące ich parametry. Za najważniejsze uznano napięcie przewodzenia diody  $V_f$ , maksymalne dopuszczalne natężenie prądu  $I_{avg_{max}}$ , maksymalne napięcie zaporowe  $V_{DC_{block}}$  oraz szybkość wyrażoną poprzez czas potrzebny na wyłączenie przepływu prądu przy nagłej zmianie polaryzacji  $t_{rr}$ . Czasy opóźnień dla diod 1N5189, SR5200 oraz SS56 wyznaczone zostały eksperymentalnie.

Tab. 4.1. Parametry testowanych diod

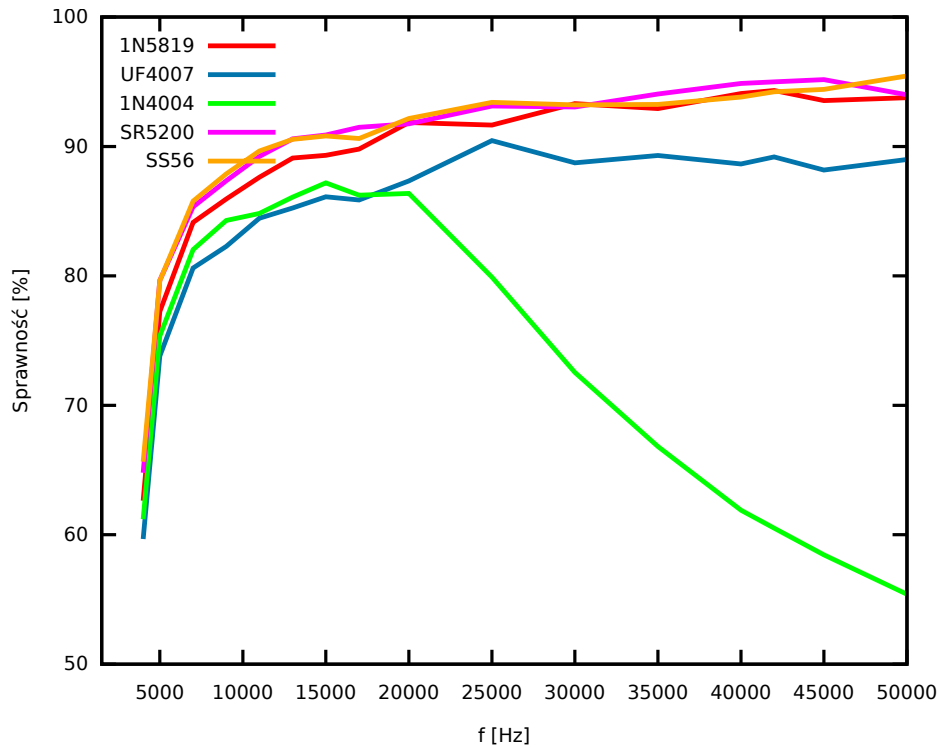
Nazwa	$V_f$	$I_{avgmax}$	$V_{DCblock}$	$t_{rr}$
1N5189	0.6V	1A	40V	100ns
UF4007	1.7V	1A	1000V	75ns
1N4004	1V	1A	400V	2us
SR5200	0.95V	5A	200V	120ns
SS56	0.7V	5A	60V	160ns



Rys. 4.7. Napięcie w funkcji częstotliwości dla pięciu różnych diod przy obciążeniu  $R = 500\Omega$  i wypełnieniu  $D = 0.3$

Przebiegi napięcia (rysunek 4.7) są do siebie zbliżone, z wyłączeniem linii zielonej, odpowiadającej diodzie 1N4004, której szybkość nie jest wystarczająca dla częstotliwości powyżej  $f = 20kHz$ , co skutkuje zdecydowanym spadkiem sprawności przedstawionej na rysunku 4.8. Dla częstotliwości  $f = 20kHz$  ( $T = 50\mu s$ ) czas  $t_{rr}$  diody 1N4004 stanowi już 4% okresu pracy przetwornicy.

Na sprawność ma również wpływ napięcie przewodzenia diody, na której przepływający prąd wydziela ciepło zgodnie z relacją  $P = I \cdot V_f$ . Ze względu na swój duży spadek napięcia najniższą sprawnością z pośród poprawnie działających diod cechuje się UF4007, reprezentowany linią niebieską. Pozostałe diody charakteryzują się podobną sprawnością.



**Rys. 4.8.** Sprawność w funkcji częstotliwości dla pięciu różnych diod przy obciążeniu  $R = 500\Omega$  i wypełnieniu  $D = 0.3$

#### 4.1.5. Wpływ opóźnień i rezystancji otwartego kanału tranzystora kluczującego na zachowanie i sprawność przetwornicy

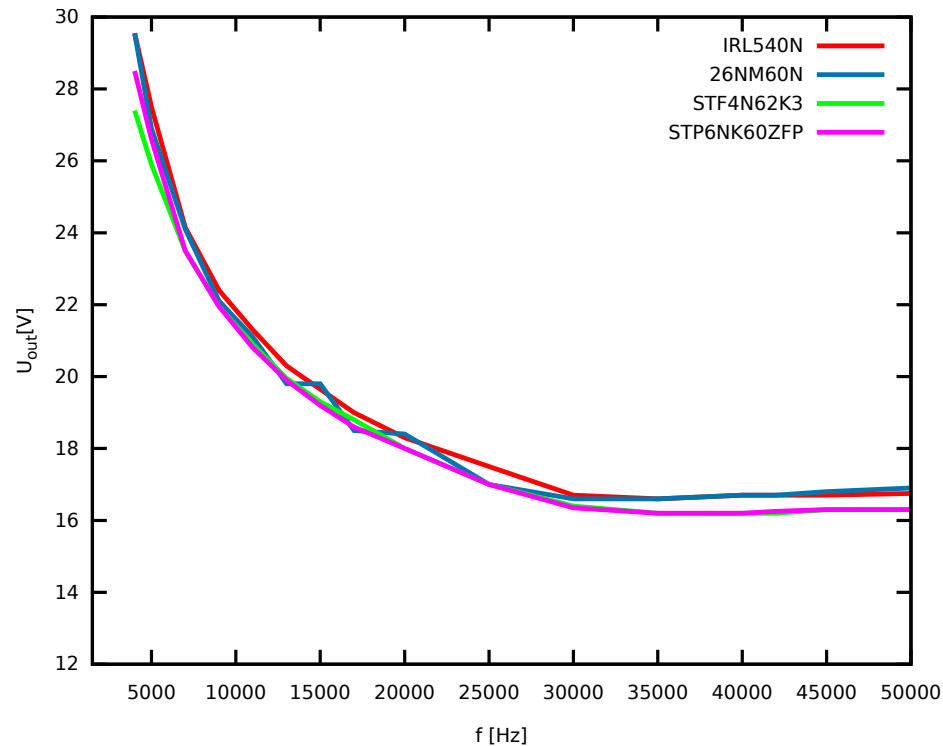
W tabeli 4.2 przedstawiono parametry porównywanych tranzystorów, pochodzące z ich not katalogowych, przy czym dodatkowo opóźnienia dla poszczególnych tranzystorów obliczone zostały na podstawie [11]. Za kluczowe uznano maksymalne napięcie między drenem a źródłem  $V_{DSS}$ , maksymalne natężenie prądu przepływającego przez dren  $I_{Dmax}$ , rezystancję otwartego kanału  $R_{DS(on)}$  oraz opóźnienia czasowe tranzystora przy jego włączaniu  $t_{d(on)}$  i  $t_r$ . Każdy z wybranych tranzystorów spełnia swoje zadanie, umożliwiając osiągnięcie przebiegów napięcia pokazanych na rysunku 4.9, jednak w zależności od użytego elementu zmienia się sprawność całego układu. Wszystkie tranzystory mieszczą się w obszarze bezpiecznym pracy statycznej [12].

W przypadku częstotliwości powyżej  $f = 20kHz$  w celu osiągnięcia jak najwyższej sprawności ważne jest uwzględnienie opóźnień tranzystora związanych z jego włączaniem się. Opóźnienia te przekładają się na straty energii, a przez to na obniżenie sprawności, czego przykładem jest tranzystor 26NM60N o najdłuższym czasie  $t_{d(on)}$ , reprezentowany na rysunku 4.10 poprzez linię niebieską.

Rezystancja  $R_{DS(on)}$  przekłada się na straty cieplne zgodnie z  $I^2R_{DS(on)}$  [13], gdzie wartość średnia prądu przepływającego przez tranzystor zależna jest od wypełnienia  $D$ . W przypadku natężenia prądu rzędu kilku amperów jest to wielkość, której poświęcić

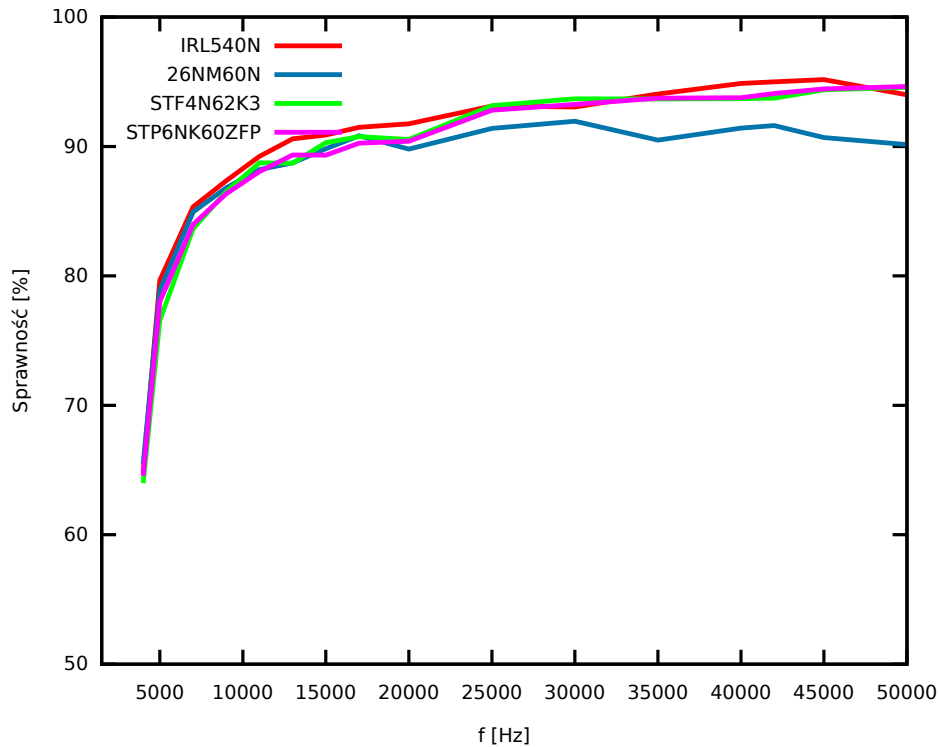
**Tab. 4.2.** Parametry testowanych tranzystorów kluczujących

Nazwa	$V_{DSS}$	$I_{D_{max}}$	$R_{DS_{ON}}$	$t_{d(on)}$	$t_r$
IRL540N	100V	30A	0.044 $\Omega$	14ns	10ns
26NM60N	600V	20A	0.165 $\Omega$	30ns	5ns
STF4N62K3	620V	3.8A	1.7 $\Omega$	14ns	2ns
STP6NK60ZFP	600V	6A	1 $\Omega$	19ns	3ns



**Rys. 4.9.** Napięcie w funkcji częstotliwości dla czterech różnych tranzystorów kluczujących przy obciążeniu  $R = 500\Omega$  i wypełnieniu  $D = 0.3$

należy szczególną uwagę [14]. Przy prądzie o natężeniu około  $100\text{mA}$ , przy którym przeprowadzono testy, straty są niskie i nie przekładają się w dużym stopniu na sprawność układu przedstawioną dla poszczególnych tranzystorów na rysunku 4.10.

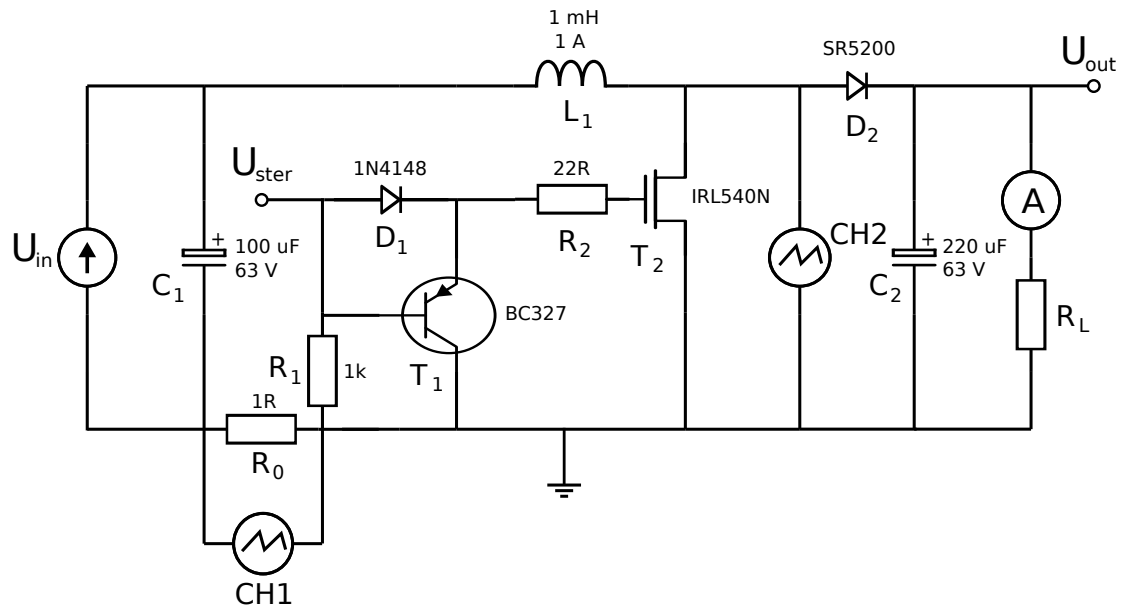


**Rys. 4.10.** Sprawność w funkcji częstotliwości dla czterech różnych tranzystorów kluczujących przy obciążeniu  $R = 500\Omega$  i wypełnieniu  $D = 0.3$

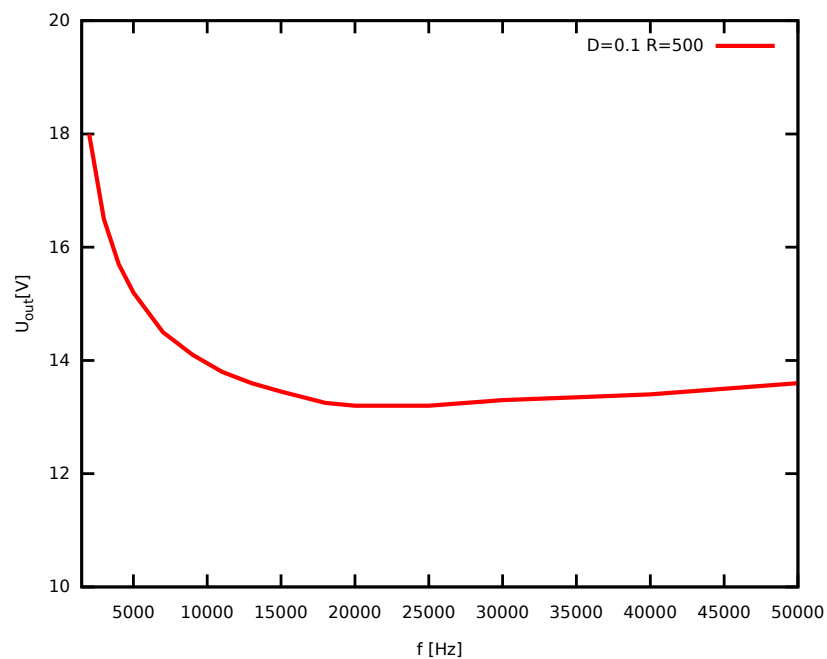
#### 4.1.6. Obserwacja zmian natężenia prądu cewki i napięcia na drenie tranzystora dla różnych trybów pracy

W sekcji 2.2 pokazane zostały teoretyczne przewidywania przebiegów napięcia i natężenia prądu cewki zarówno w trybie ciągłym, jak i nieciągłym. Za szczególnie praktyczne uznać można rysunki 2.12a i 2.12c oraz 2.15a i 2.15c, prezentujące zmiany natężenia prądu płynącego przez cewkę i zachowanie potencjału na drenie tranzystora w ciągu całego okresu odpowiednio dla ciągłego oraz nieciągłego trybu pracy. Obserwując zatem przy pomocy oscyloskopu spadek napięcia na boczniku oraz potencjał drenu (odpowiednio  $CH1$  i  $CH2$  na rysunku 4.11) określić można punkty krytyczne, gdzie zachowanie przetwornicy ulega zmianie. Ze względu na sposób podłączenia bocznika mierzone napięcie będzie miało wartości ujemne, jednak dzięki rezystancji  $R_{sense} = 1\Omega$  przy zaniedbaniu znaku otrzyma się bezpośrednią wartość płynącego natężenia prądu  $I = U/R_{sense}$ . Przebiegi porównane zostaną z napięciem wyjściowym w funkcji częstotliwości dla obciążenia  $R = 500\Omega$  przy wypełnieniu 10% ( $D = 0.1$ ), które przedstawione zostało na rysunku 4.12.

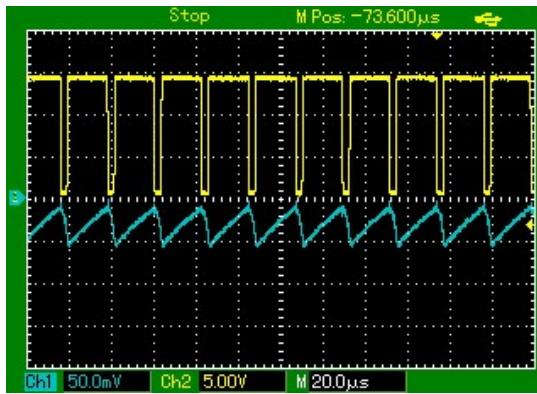
Typowy przebieg napięcia na drenie dla trybu ciągłego przedstawiony został na rysunku 4.13a. Podczas zmniejszania częstotliwości sytuacja taka utrzymuje się aż do osiągnięcia częstotliwości  $f = 20kHz$ , kiedy to natężenie prądu płynącego w cewce spada



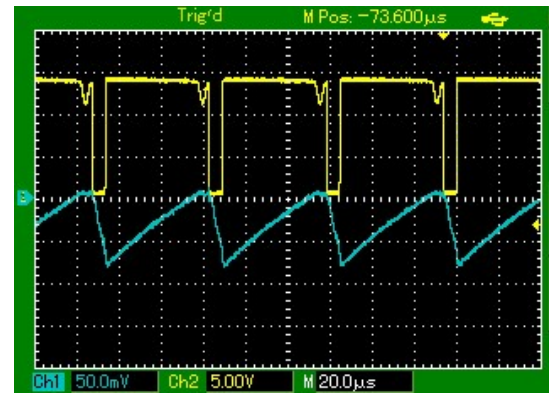
**Rys. 4.11.** Schemat modelu praktycznego przetwornicy Boost sterowanej sygnałem z generatora z zaznaczonym podłączeniem oscyloskopu



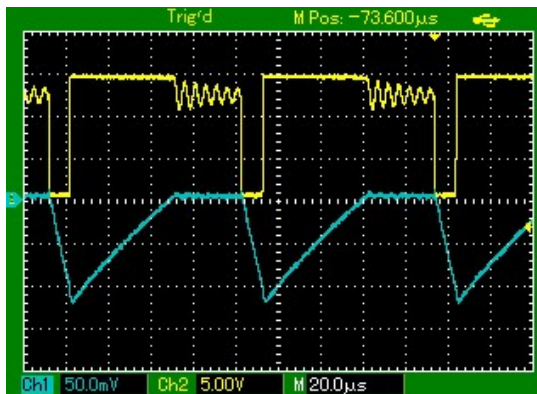
**Rys. 4.12.** Napięcie wyjściowe w funkcji częstotliwości dla obciążenia  $500\Omega$  przy wypełnieniu  $D = 0.1$



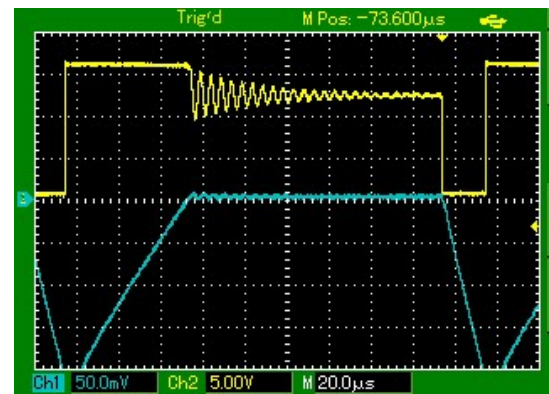
(a) Tryb ciągły



(b) Początek trybu nieciągłego



(c) Kolejne oscylacje



(d) Pełny tryb nieciągły

**Rys. 4.13.** Przebieg napięcia na drenie oraz zmiany natężenia prądu przepływającego przez cewkę w zależności od trybu pracy

do zera, powodując iż obwód zaczyna zachowywać się jak oscylator. Na drenie tranzystora pojawiają się pierwsze oscylacje, możliwe do zaobserwowania na rysunku 4.13b. Dalsze zmniejszanie częstotliwości powoduje wzrost napięcia wyjściowego, na drenie pojawiają się kolejne oscylacje widoczne na rysunku 4.13c. Wraz z dalszym zmniejszaniem częstotliwości następuje coraz szybszy wzrost napięcia wyjściowego. Pełny tryb nieciągły z gasnącymi oscylacjami do wartości średniej w przybliżeniu  $U_{in} = 12V$  przedstawiony został na rysunku 4.13d.

## 4.2. Przetwornica Boost z pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego

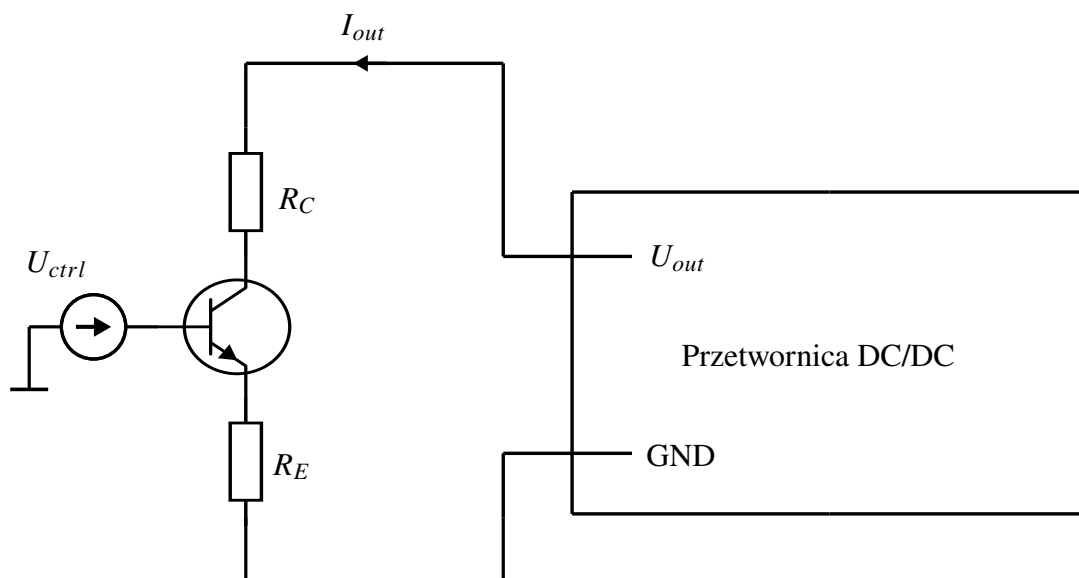
Po zbadaniu trybów pracy przetwornicy na podstawie prostego schematu pokazującego ideę jej działania przystąpiono do analizy układu z ujemnym sprzężeniem zwrotnym (opisanego w podsekcji 3.2.2), dla którego sygnał generowany jest przez dedykowany kontroler. W celu analizy działania zwrócono szczególną uwagę na przebiegi napięcia na drenie tranzystora kluczującego i porównano je z przebiegiem napięcia na

kondensatorze czasowym. Dokładniejszemu badaniu poddano także wydajność prądową układu i stabilność generowanego napięcia wyjściowego. Dla każdego z pomiarów napięcie zasilania wynosiło  $U_{in} = 12V$ . W roli obciążenia układu wykorzystano źródło prądowe (sztuczne obciążenie) opisane w podsekcji 3.3.3, którego charakterystykę prezentuje podsekcja 4.2.1.

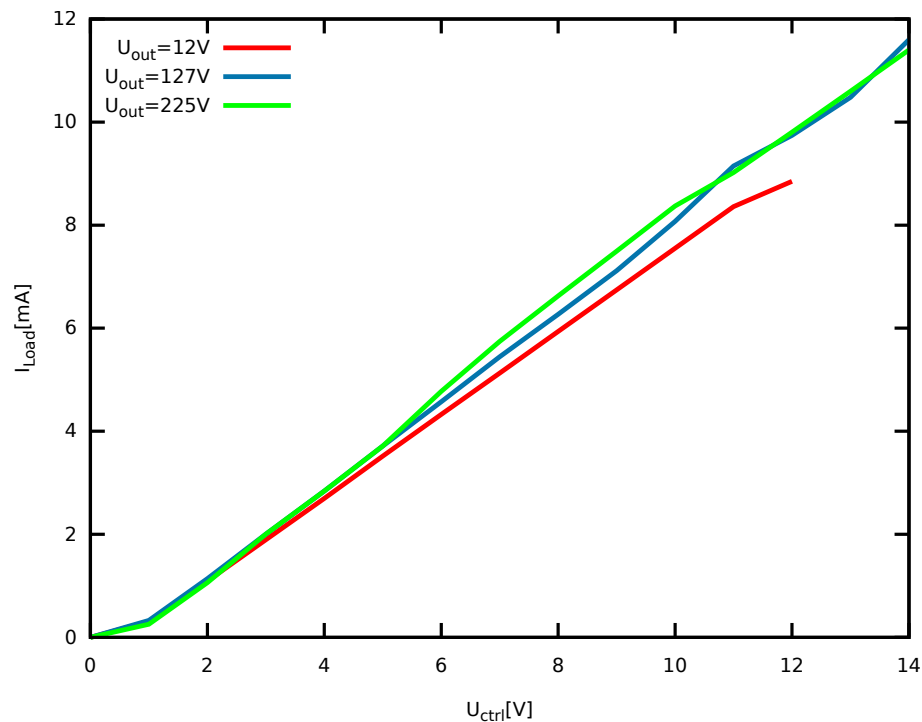
#### 4.2.1. Charakterystyka sztucznego obciążenia

Układ sztucznego obciążenia został użyty w celu uzyskania większej kontroli nad prądem pobieranym z wyjścia przetwornicy (zasadę wykorzystania sztucznego obciążenia przedstawiono na rysunku 4.14).

Zależność natężenia pobieranego prądu w funkcji napięcia sterującego  $U_{ctrl}$  dla trzech różnych napięć wyjściowych  $U_{out}$  przedstawia rysunek 4.15. Jak widać, natężenie pobieranego prądu nie zależy od napięcia wyjściowego, co czyni ten układ idealnym do przeprowadzania testów dla różnych obciążeń. Zależność prądu od napięcia sterowania jest liniowa zgodnie z relacją 3.10, gdzie jedyne ograniczenie narzucone jest przez napięcie wyjściowe  $U_{out}$ , określające maksymalne napięcie sterujące, tak aby tranzystor pracować mógł poprawnie. W przypadku zbliżenia się wartości  $U_{ctrl}$  do  $U_{out}$  układ przestaje pracować, co pokazuje charakterystyka dla napięcia wyjściowego  $U_{out} = 12V$ , reprezentowana linią czerwoną. Dla napięć  $U_{out}$  równych 127V i 225V reprezentowanych odpowiednio przez linie niebieską i zieloną charakterystyki poboru prądu w funkcji napięcia sterującego  $U_{ctrl}$  są do siebie bardzo zbliżone.



**Rys. 4.14.** Rysunek poglądowy zasady pomiarów przy wykorzystaniu układu sztucznego obciążenia



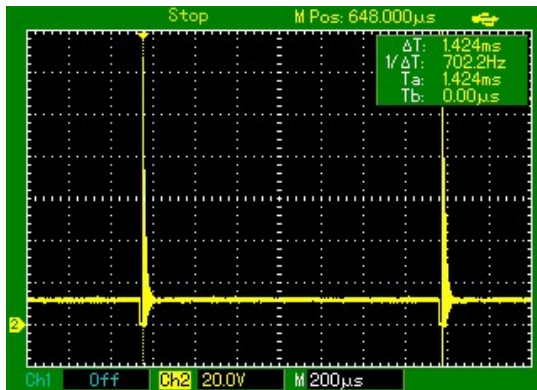
**Rys. 4.15.** Natężenie prądu pobieranego przez sztuczne obciążenie w funkcji napięcia sterowania  $U_{ctrl}$  dla trzech różnych napięć  $U_{out}$

#### 4.2.2. Badanie układu przy zmiennym obciążeniu

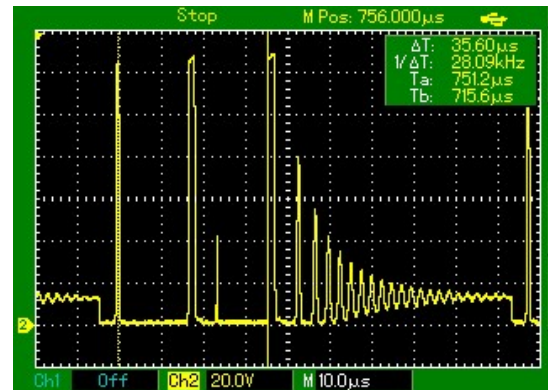
Po przygotowaniu i charakteryzacji układu sztucznego obciążenia przystąpiono do analizy zachowania układu ze sprzężeniem zwrotnym przy zmieniającym się poborze prądu na wyjściu.

Przy minimalnym obciążeniu jakie stanowią rezystory w pętli sprzężenia zwrotnego prąd z kondensatora wyjściowego praktycznie nie jest pobierany, zatem do utrzymania równowagi pracy przetwornica potrzebuje jedynie bardzo krótkich impulsów, po których następuje długi czas sygnału niskiego. Napięcie na kondensatorze spada bardzo powoli aż do momentu spadku napięcia nominalnego poniżej ustalonego progu, co powoduje ponowne włączenie klucza przetwornicy, umożliwiając doładowanie kondensatora wyjściowego zgodnie z zagadnieniami opisanymi w 3.2.2. W efekcie przetwornica pracuje w trybie nieciąglym o bardzo długim czasie wygaszania oscylacji, który zaobserwować można na rysunku 4.16a.

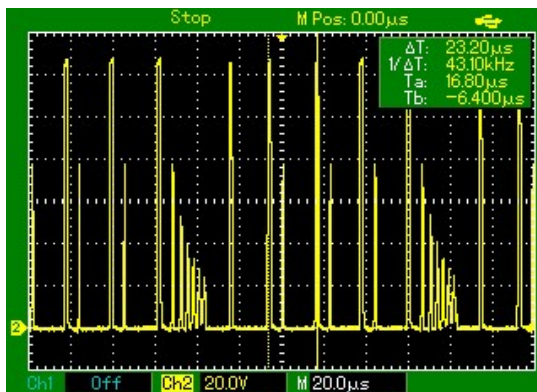
Wraz ze zwiększeniem poboru prądu na wyjściu do utrzymania poprawnego napięcia przetwornica potrzebuje więcej impulsów prądowych, co przedstawione zostało na rysunku 4.16b, pokazującym zachowanie napięcia na drenie tranzystora kluczującego przetwornicy ( $V_{DS}$ ) przy obciążeniu  $I_{Load} = 3.7mA$ . Do utrzymania napięcia  $U_{out} = 127V$  wymagane są dwa dodatkowe impulsy poza impulsem ostatnim, którego oscylacje wygaszać się będą aż do rozpoczęcia kolejnego cyklu pracy przetwornicy.



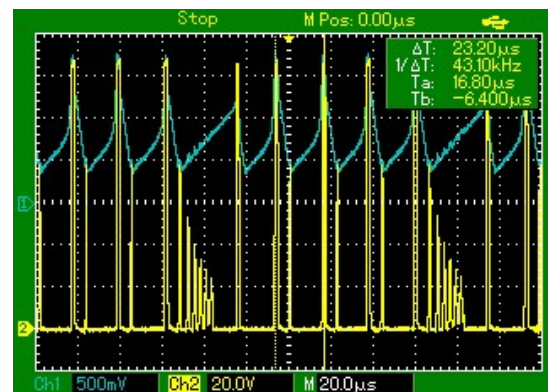
(a) Minimalne obciążenie



(b) Pojawienie się dodatkowych impulsów

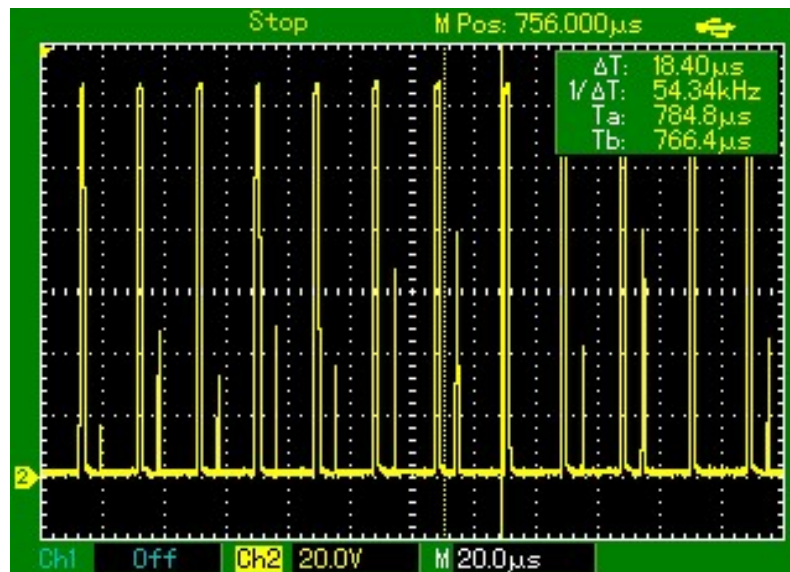


(c) Zwiększenie liczby impulsów przy kolejnym wzroście poboru prądu na obciążeniu



(d) Porównanie działania przetwornicy z zachowaniem kondensatora czasowego

**Rys. 4.16.** Napięcie na drenie tranzystora kluczującego  $V_{DS}$  w przetwornicy Boost z pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego

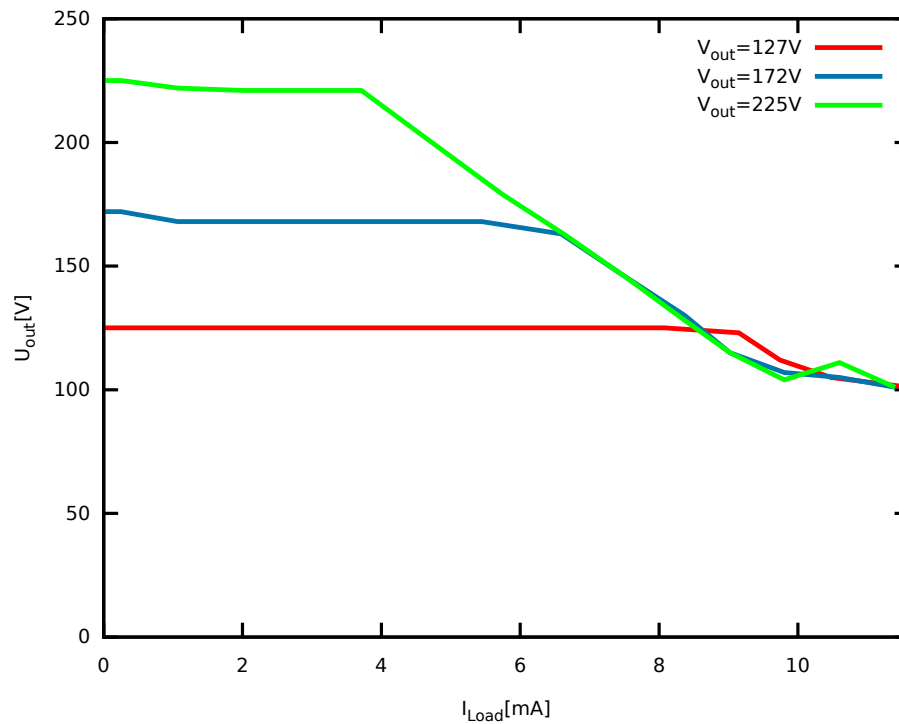


**Rys. 4.17.** Zachowanie przetwornicy przy maksymalnym poborze prądu na obciążeniu - napięcie na drenie tranzystora kluczującego

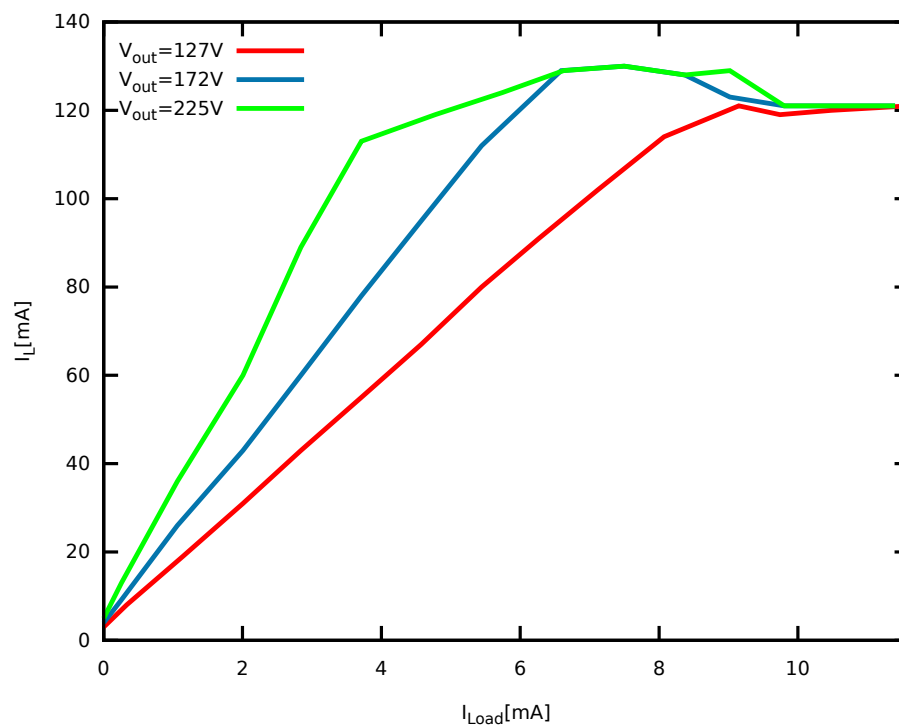
Dalsze zwiększanie obciążenia powoduje zwiększenie liczby impulsów potrzebnych do utrzymania napięcia nominalnego, czego potwierdzeniem jest rysunek 4.16c, przedstawiający zachowanie napięcia na drenie przy poborze prądu  $I_{Load} = 7.1mA$ . Zachowanie układu zrozumieć można łatwiej analizując rysunek 4.16d z zaznaczonym na niebiesko przebiegiem napięcia na kondensatorze czasowym. Poszczególne impulsy odpowiadają okresom pracy kondensatora czasowego, którego przebiegi i działanie przedstawiono w 3.2.2.

Przy obciążeniu  $I_{Load} = 9.1mA$  dla napięcia  $U_{out} = 127V$  przetwornica osiąga swoją maksymalną wydajność, co skutkuje uzyskaniem przebiegu napięcia  $V_{DS}$  przedstawionego na rysunku 4.17. Dalsze zwiększanie natężenia prądu wyjściowego powoduje spadek napięcia na kondensatorze wyjściowym, co spowodowane jest przekroczeniem maksymalnego natężenia prądu płynącego przez cewkę. Zabezpieczenie nadprądowe określone jest przez spadek napięcia na rezystorze pomiarowym połączonym szeregowo z cewką.

Zależność napięcia wyjściowego od prądu obciążenia dla trzech przykładowych napięć nominalnych przedstawiono na rysunku 4.18. Każde z napięć wyjściowych jest stabilne aż do osiągnięcia maksymalnego natężenia prądu określonego przez zabezpieczenie nadprądowe. Zależność prądu płynącego przez cewkę od obciążeń badanych w poprzednim pomiarze przedstawiono na rysunku 4.19.



**Rys. 4.18.** Zależność napięcia wyjściowego od prądu obciążenia dla trzech przykładowych napięć nominalnych



**Rys. 4.19.** Zależność natężenia prądu płynącego przez cewkę od prądu obciążenia dla trzech przykładowych napięć nominalnych

# Podsumowanie

Celem powyższej pracy było zaprojektowanie i fizyczna implementacja przetwornicy podwyższającej napięcie Boost, zbadanie parametrów ją opisujących oraz czynników mających wpływ na te parametry. Szczególną uwagę poświęcono trybom pracy owej przetwornicy oraz sprawności w różnych warunkach pracy układu. Uzupełnieniem było przygotowanie kompletnego systemu pomiarowego oraz jego oprogramowanie, które pozwoliło na zupełną automatyzację i zwiększenie dokładności pomiarów.

Na wstępie, w rozdziale pierwszym, przybliżono zagadnienie konwersji energii elektrycznej oraz usystematyzowano podział urządzeń pozwalających na jej użyteczne zastosowanie.

W rozdziale drugim przedstawiono teorię związaną z bezpośrednim działaniem przetwornic napięcia. Analizę rozpoczęto od pokazania właściwości podstawowych elementów elektronicznych, co przedstawiono w sekcji 2.1. Szczególnie interesujące okazały się odpowiedzi cewki oraz kondensatora na nagłe zmiany prądu oraz napięcia, co zaobserwować można w podsekcjach 2.1.2 oraz 2.1.3. W rozdziale tym udało się również przeprowadzić dogłębną analizę procesów zachodzących w przetwornicy pracującej w trybie ciągłym i nieciągłym, dzięki czemu uzyskano wyrażenia matematyczne pozwalające na obliczenie kluczowych parametrów pracy przetwornicy (podsekcje 2.2.1 i 2.2.2 odpowiednio dla trybu ciągłego i nieciągłego). Na zakończenie rozdziału, w podsekcji 2.2.3, przedstawiono symulację przejścia między poszczególnymi trybami pracy.

Następnie, w rozdziale trzecim, przedstawione zostały przygotowane w ramach pracy schematy zaprojektowanych przetwornic oraz ich fizyczna implementacja. Szczególny nacisk postawiono na przedstawienie procesu myślowego kryjącego się za fazą projektową oraz na dokładne wyjaśnienie funkcjonalności poszczególnych części schematu składających się na całość przetwornicy. Pierwszym otrzymanym i przedstawionym w wyniku pracy układem jest przetwornica podwyższająca Boost z funkcją sterowania sygnałem zewnętrznym przedstawiona w podsekcji 3.2.1. Układ ten umożliwił wszechstronne zbadanie działania architektury podwyższającej Boost i wyznaczenie progu sygnału dla najbardziej optymalnej pracy przetwornicy. Jako drugi przedstawiono układ podwyższający Boost z zaimplementowaną pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego, którego opis znaleźć można w podsekcji 3.2.2. Układ ten cechuje się całkowitą niezależnością

pracy oraz możliwością uzyskania wysokich napięć powyżej 150V przy zasilaniu zaledwie 12V. W rozdziale tym znaleźć można także informacje na temat przygotowanego systemu pomiarowego, który opisany został szczegółowo w sekcji 3.3. Podsekcja 3.3.1 prezentuje ogólną ideę działania systemu, natomiast podsekcje 3.3.2 i 3.3.3 opisują wykorzystane urządzenia oraz przygotowany dodatkowo układ, mający pełnić funkcję sztucznego obciążenia. W podsekcji 3.3.4 wyjaśniono działanie oprogramowania systemu pomiarowego na podstawie zamieszczonych fragmentów kodu źródłowego.

Rozdział czwarty zawiera wyniki pomiarów przeprowadzonych na przygotowanych układach oraz ich dyskusje i wyciągnięte wnioski. W podsekcji 4.1.1 badaniu poddano wpływ trybu pracy na sprawność przetwornicy, stwierdzając ogólną tendencję do efektywniejszej pracy dla trybu ciągłego, gdzie udało się uzyskać sprawność na poziomie 95%. W podsekcji 4.1.2 poddano analizie zachowanie układu przy różnych obciążeniach, zauważając obniżenie sprawności wraz ze zwiększeniem poboru prądu obciążenia. W podsekcji tej, na podstawie uzyskanych wyników, obciążenie przedstawiono również jako parametr mający wpływ na tryb pracy przetwornicy. Szczególną uwagę poświęcono także cewce indukcyjnej, badając wpływ jej indukcyjności, rezystancji pasożytniczej oraz prądu nasycenia na zachowanie i sprawność przetwornicy. Analizując wyniki przedstawione w podsekcji 4.1.3 stwierdzono iż zwiększenie wartości indukcyjności pozwala na łatwiejsze osiągnięcie trybu ciągłego. Parametrem krytycznym okazał się prąd nasycenia cewki, który przekroczony zupełnie uniemożliwia poprawną pracę przetwornicy. Podsekcja 4.1.4 prezentuje wpływ parametrów opisujących diodę na sprawność całości układu. Za wielkość krytyczną uznano szybkość diody, wyrażoną poprzez czas potrzebny na zatrzymanie przepływu prądu przy nagłej zmianie polaryzacji. Pokazano, iż zbyt wolna praca diody uniemożliwia poprawne działanie układu. Analizując wyniki wysnuto także wniosek, iż w celu osiągnięcia najwyższej sprawności wybrać należy diodę o możliwie niskim napięciu przewodzenia. W podsekcji 4.1.5 zbadano wpływ parametrów tranzystora kluczującego na efektywność pracy przetwornicy, gdzie czynnikiem mającym największe znaczenie okazał się czas opóźnienia przy włączaniu tranzystora. W celu wizualizacji typowych przebiegów napięcia i natężenia prądu dla poszczególnych trybów pracy przetwornicy w podsekcji 4.1.6 umieszczono zrzuty ekranu możliwe do zaobserwowania na oscyloskopie w trakcie pracy przetwornicy. Po wyszczególnieniu zachowań typowych dla konkretnych trybów pracy przystąpiono do analizy zachowania przetwornicy z ujemnym sprzężeniem zwrotnym, co przedstawione zostało w sekcji 4.2. Przetwornica sterowana była sygnałem z wbudowanego, dedykowanego kontrolera MC34063. Korzystając z sztucznego obciążenia, którego charakterystykę przedstawiono w podsekcji 4.2.1, zbadano reakcję układu na zwiększający się pobór prądu na obciążeniu, stwierdzając istnienie maksymalnej wartości dla każdego z badanych napięć nominalnych, co zaprezentowano w podsekcji 4.2.2.

# Bibliografia

- [1] Michiel Steyaert Mike Wens. *Design and Implementaion of Fully-Integrated Inductive DC-DC Converters in Standard CMOS*. Springer, 2011, s. 1–14.
- [2] Hong ye Fang Lin Luo. *Essential DC/DC Converters*. CRC Press Taylor & Francis Group, 2006, s. 1–10.
- [3] Yaduvir Singh. *Electro Magnetic Field Theory*. Pearson Education, 2011, s. 65.
- [4] Steve Roberts M.Sc. B.Sc. *DC/DC Book of knowledge*. RECOM Group, 2015, s. 23–25.
- [5] Ansari GATEMATIC Education. *Lec 24 Understand Boost Converter in 25 Minutes*. 2017 (dostęp 29.07.2020).
- [6] Keith H. Billings. *Switch Mode Power Supply Handbook*. McGraw-Hill. Inc, 1989, s. 2.160–2.173.
- [7] Muhammad H. Rashid. *Power Electronics Handbook*. Academic Press, 2001, s. 211–220.
- [8] Ansari GATEMATIC Education. *Lec 34(c) Boost Converter in Discontinuous Conduction Mode | Power Electronics*. 2018 (dostęp 29.07.2020).
- [9] *DC-to-DC Converter Control Circuits*. MC34063A/D. MOTOROLA.
- [10] *Theory and Applications of the MC34063 and uA78S40 Switching Regulator Control Circuits*. AN920/D. ON Semiconductor.
- [11] *Power MOSFET Basics: Understanding Gate Charge and Using it to Assess Switching Performance*. AN608A. VISHAY SILICONIX.
- [12] Jens Ejry. *The Selection of MOSFETs for DC-DC-Converters*. Infineon Technologies.
- [13] Michiel Steyaert Mike Wens. *Design and Implementaion of Fully-Integrated Inductive DC-DC Converters in Standard CMOS*. Springer, 2011, s. 146–147.
- [14] P.A.A. Barro F.I. Honadia i Sané M. „Performance Analysis of a Boost Converter with Components Losses”. W: *Scientific Research* 10 (2018), s. 399–413. DOI: 10.4236/epe.2018.109025.