

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
КИЇВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ТЕХНОЛОГІЙ ТА ДИЗАЙНУ

Факультет мехатроніки та комп'ютерних технологій  
Кафедра інформаційних та комп'ютерних технологій

*Дипломна магістерська робота*

на тему «Комп'ютерно-інтегрована система керування лабораторним  
джерелом живлення»

Виконав: студент групи МгАК-20  
спеціальності 151 – Автоматизація та  
комп'ютерно-інтегровані технології  
за освітньою програмою  
Комп'ютерно-інтегровані  
технологічні процеси і виробництва

Максим КУДАС

Керівник к.т.н., доц. Валерія ДРОМЕНКО  
Рецензент д.т.н., проф. Ірина ШВЕДЧИКОВА

Київ 2021

# КИЇВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ТЕХНОЛОГІЙ ТА ДИЗАЙНУ

Факультет мехатроніки та комп'ютерних технологій

Кафедра інформаційних та комп'ютерних технологій

Спеціальність 151 – Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології

Освітня програма Комп'ютерно-інтегровані технологічні процеси і виробництва

**ЗАТВЕРДЖУЮ**

**Завідувач кафедри ІКТ**  
доц., к.т.н. **Наталія ШИБИЦЬКА**

« \_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2021 р.

## **ЗАВДАННЯ**

**НА ДИПЛОМНУ МАГІСТЕРСЬКУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

**КУДАСУ Максиму Олександровичу**

1. Тема роботи: Комп'ютерно-інтегрована система керування лабораторним джерелом живлення

Науковий керівник роботи Дроменко В.Б. кандидат технічних наук, доцент,

затверджені наказом вищого навчального закладу від «04» жовтня 2021 року № 286

2. Строк подання студентом роботи 02.12.2021.

3. Вихідні дані до роботи: вхідна напруга лабораторного джерела живлення АС 110V/АС 220V optional, частота мережі 50Hz/60Hz, потужність 194W, робоча температура -10°C~40°C, стабільність напруги  $\leq 0.01\% + 2mV$ , стабільність навантаження  $\leq 0.2\% + 2mV$ .

4. Зміст дипломної роботи (перелік питань, які потрібно розробити) Вступ. Розділ 1. Огляд схемотехніки силової частини джерела живлення. Розділ 2. Обґрунтування апаратної платформи комп'ютерно-інтегрованої системи керування лабораторним джерелом живлення. Розділ 3. Побудова імітаційної моделі і дослідження режимів роботи. Загальні висновки.

## 5. Консультанти розділів дипломної магістерської роботи

| Розділ   | Прізвище, ініціали<br>к     | Підпис, дата      |                     |
|----------|-----------------------------|-------------------|---------------------|
|          |                             | завдання<br>видав | завдання<br>прийняв |
| Вступ    | Дроменко В.Б., к.т.н., доц. |                   |                     |
| Розділ 1 | Дроменко В.Б., к.т.н., доц. |                   |                     |
| Розділ 2 | Дроменко В.Б., к.т.н., доц. |                   |                     |
| Розділ 3 | Дроменко В.Б., к.т.н., доц. |                   |                     |
| Висновки | Дроменко В.Б., к.т.н., доц. |                   |                     |

6. Дата видачі завдання 20.09.2021

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

| № з/п | Назва етапів дипломної магістерської роботи   | Терміни виконання етапів | Примітка про виконання |
|-------|---|--------------------------|------------------------|
| 1     | Вступ   | 25.09.2021               |                        |
| 2     | Розділ 1 Огляд схемотехніки силової частини джерела живлення  | 08.10.2021               |                        |
| 3     | Розділ 2 Обґрунтування апаратної платформи комп'ютерно-інтегрованої системи керування лабораторним джерелом живлення                              | 20.10.2021               |                        |
| 4     | Розділ 3 Побудова імітаційної моделі і дослідження режимів роботи   | 4.11.2021                |                        |
| 5     | Висновки  | 24.11.2021               |                        |
| 6     | Оформлення дипломної магістерської роботи (чистовий варіант)  | 30.11.2021               |                        |
| 7     | Здача дипломної магістерської роботи на кафедру для рецензування (за 14 днів до захисту)  | 2.12.2021                |                        |
| 8     | Перевірка дипломної магістерської роботи на наявність ознак плагіату (за 10 днів до захисту)  | 6.12.2021                |                        |
| 9     | Подання дипломної магістерської роботи у відділ магістратури для перевірки виконання до індивідуального навчального плану (за 10 днів до захисту) | 6.12.2021                |                        |
| 10    | Подання дипломної магістерської роботи на затвердження завідувачу кафедри (з 7 днів до захисту)   | 9.12.2021                |                        |

Студент \_\_\_\_\_

Максим КУДАС

Науковий керівник роботи \_\_\_\_\_

Валерія ДРОМЕНКО

Директор НМЦУПФ \_\_\_\_\_

Олена ГРИГОРЕВСЬКА

## АНОТАЦІЯ

**КУДАС М.О. Комп'ютерно інтегрована система керування лабораторним джерелом живлення. – Рукопис.**

Дипломна магістерська робота за спеціальністю 151 – Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології (Комп'ютерно-інтегровані технологічні процеси і виробництва). – Київський національний університет технологій та дизайну, Київ, 2021 рік.

Дипломну магістерську роботу присвячено дослідженню теоретичних задач та обґрунтуванню практичних напрямів реалізації комп'ютерно-інтегрованої системи керування лабораторним джерелом живлення.

В роботі розроблено лабораторне джерело живлення, кероване одним задатчиком вихідної напруги у вигляді потенціометра або одним керуючим сигналом, наприклад, від комп'ютера. Особливістю даного джерела живлення є можливість роботи як з інтерфейсом USB, так і з інтерфейсом RS-485, що дозволяє включати його до складу локальних мереж.

*Ключові слова: перетворювач, імпульсна схема, джерело живлення, схемотехніка, комп'ютерно-інтегрована система керування.*

## **АННОТАЦИЯ**

**КУДАС М. О. Компьютерно-интегрированная система управления лабораторным источником питания. - Рукопись.**

Дипломная магистерская работа по специальности 151 - Автоматизация и компьютерно-интегрированные технологии (Компьютерно-интегрированные технологические процессы и производства). - Киевский национальный университет технологий и дизайна, Киев, 2021 год.

Дипломная магистерская работа посвящена исследованию теоретических задач и обоснованию практических направлений реализации компьютерно-интегрированной системы управления лабораторным источником питания.

В работе разработан лабораторный источник питания, управляемый одним задатчиком исходного напряжения в виде потенциометра или одним управляющим сигналом, например, от компьютера. Особенностью данного источника питания является возможность работы как с интерфейсом USB, так и с интерфейсом RS - 485, что позволяет включать его в состав локальных сетей.

*Ключевые слова: преобразователь, импульсная схема, источник питания, схемотехника, компьютерно-интегрированная система управления.*

## ABSTRACT

**KUDAS M.O. Computer-integrated laboratory power supply control system. - Manuscript.**

Master's thesis in specialty 151 - Automation and computer-integrated technologies (Computer-integrated technological processes and production). - Kyiv National University of Technology and Design, Kyiv, 2021.

The master's thesis is devoted to the study of theoretical problems and substantiation of practical areas of implementation of computer-integrated laboratory power supply control system.

A laboratory power supply unit controlled by one output voltage transmitter in the form of a potentiometer or one control signal, for example, from a computer, has been developed. A feature of this power supply is the ability to work with both USB and RS-485 interface, which allows you to include it in local area networks.

*Keywords: converter, pulse circuit, power supply, circuitry, computer-integrated control system.*

## ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ ТА УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

- РС – рухомий склад;
- АКБ – акумуляторна батарея;
- ІДЖ – імпульсне джерело живлення;
- ІС – інтегральна схема;
- ВДЖ – вторинні джерела живлення;
- ІТМ – інтелектуальний транзисторний модуль;
- МК - мікроконтролер;
- АІН – автономний інвертор напруги;
- IGBT – біполярний транзистор із ізольованим затвором;
- ІРПН – імпульсний регулятор постійної напруги;
- АС – змінний струм;
- АС/АС – перетворення змінний струм/змінний струм;
- DC – постійний струм;
- АС/DC – перетворення змінний струм/постійний струм;
- DC/DC – перетворення постійний струм/постійний струм;
- DC/АС – перетворення постійний струм/ змінний струм;
- В2U - однофазний випрямний міст;
- В2Н - однофазний тиристорний міст з керуванням у верхньому плечі;
- В2С - однофазний тиристорний міст, що повністю керується;
- В6U - трифазний випрямний міст;
- В6Н - трифазний тиристорний міст з керуванням у верхньому плечі;
- В6С - трифазний тиристорний міст, що повністю керується;
- W1С - тиристорний ключ;
- W1С - трифазний тиристорний ключ;
- Inverter\_1\_phases - повний мостовий каскад;
- Inverter\_3\_phases - 3-фазний мостовий каскад;

## ЗМІСТ

|  |    |
|--|----|
| ВСТУП.....   | 10 |
| РОЗДІЛ 1. ОГЛЯД СХЕМОТЕХНІКИ СИЛОВОЇ ЧАСТИНИ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ.....   | 13 |
| 1.1 Огляд основних імпульсних схем.....  | 13 |
| 1.1.1 Основи накопичення енергії.....  | 13 |
| 1.1.2 Понижуючий перетворювач.....   | 14 |
| 1.1.3 Підвищуючий перетворювач.....  | 17 |
| 1.1.4 Інвертуючий підвищуючий перетворювач.....  | 20 |
| 1.1.5 Перетворювач з гальванічною розв'язкою входу і виходу.....   | 21 |
| 1.1.6 Однотактовий прямохідний перетворювач.....   | 22 |
| 1.1.7 Двотактні DC-DC перетворювачі.....   | 23 |
| 1.1.8 Перетворювач з середньою точкою первинної обвитки трансформатора   |    |
| 1.1.9 Напівмостовий перетворювач.....  | 26 |
| 1.2 Вибір схемотехніки для лабораторного блоку живлення.....   | 30 |
| ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 1.....   | 31 |
| РОЗДІЛ 2. ОБҐРУНТУВАННЯ АПАРАТНОЇ ПЛАТФОРМИ КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЛАБОРАТОРНИМ ДЖЕРЕЛОМ ЖИВЛЕННЯ..... | 32 |
| 2.1 Особливості роботи силових біполярних транзисторів з ізольованим затвором.....   | 32 |
| 2.2 Розрахунок імпульсного трансформатора.....   | 37 |
| 2.3 Розрахунок вихідного LC фільтра.....   | 40 |
| 2.4 Розрахунок ємності дільника напруги.....   | 41 |
| 2.5 Вибір вихідного конденсатора.....  | 42 |
| 2.6 Розрахунок датчиків керуючої частини.....  | 43 |
| 2.7 Розрахунок резистора навантаження і визначення масштабу датчика вхідної напруги.....                                   | 45 |
| 2.8 Розрахунок дільника та визначення масштабу вимірювання вхідної напруги.....  | 47 |



|   |    |
|---|----|
| 2.9 Розрахунок резистора навантаження і визначення масштабу датчика вхідного струму.....      | 48 |
| 2.10 Розрахунок резистора навантаження і визначення масштабу датчика струму навантаження..... | 49 |
| 2.11 Вибір датчика температури та обчислення масштабів.....                                   | 50 |
| 2.12 Розроблення електричної принципіальної схеми керування перетворювачем .....              | 52 |
| 2.13 Розроблення програми керування перетворювачем від комп'ютера.....                        | 50 |
| ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 2.....  | 60 |
| РОЗДІЛ 3. ПОБУДОВА ІМІТАЦІЙНОЇ МОДЕЛІ І ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЖИМІВ РОБОТИ.....                       | 61 |
| 3.1 Розроблення імітаційної моделі перетворювача.....   | 61 |
| 3.2 Дослідження режимів роботи .....  | 64 |
| ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 3.....  | 72 |
| ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ.....  | 73 |
| СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....   | 75 |
| Додаток А.....  | 81 |

## ВСТУП

На сьогоднішній день неможливо уявити науковий заклад, сервісний центр, лабораторію, лікарню без застосування в них лабораторного блоку живлення. Донедавна стандартним для імпульсних джерел живлення було аналогове керування, але цифрове керування дозволяє оптимізувати операцію керування, підвищити ККД, забезпечити лінійність регулювання струму навантаження.

**Актуальність теми дипломної роботи.** При розробці регульованих джерел електроживлення за відсутності високочастотного перетворювача відома проблема, коли при мінімальній вихідній напрузі та великому струмі навантаження на регульовальному елементі (стабілізатор) розсіюється велика потужність. Один із шляхів вирішення цієї проблеми – зробити кілька відводів у вторинній обвитці силового трансформатора та розбити діапазон регулювання вихідної напруги на піддіапазони.

Такий принцип використаний у багатьох серійних джерелах живлення, однак такий шлях ускладнює і саме джерело живлення і ставить під сумнів можливість керування таким пристроєм від системи верхнього рівня. Одним із раціональних рішень у цій ситуації є застосування транзисторних високочастотних перетворювачів. У цьому випадку є можливість розробки джерела живлення, керованого одним задатчиком вихідної напруги у вигляді потенціометра або одним керуючим сигналом, наприклад, від комп'ютера.

**Метою дослідження дипломної роботи** є розроблення комп'ютерно-інтегрованої системи керування лабораторним джерелом живлення і розкриття переваг цифрового керування джерелом живлення перед застарілим аналоговим.

**Завдання дослідження** які були поставлені у дипломній магістерській роботі:

- 1) розглянути функціональні вузли та схемотехніку силових частин джерел живлення та провести аналіз імпульсних схем перетворювачів у різних ситуаціях їх застосування та навантаження;
- 2) обґрунтувати апаратну платформу розроблюваної комп'ютерно-інтегрованої системи керування лабораторним джерелом живлення;
- 3) розробити комп'ютерно-інтегровану систему керування лабораторним джерелом живлення, яка дозволяє керувати вихідною напругою лабораторного блоку живлення, задавати величину струмообмеження, а також відображати його параметри;
- 4) дослідити режими роботи моделі джерела живлення при різних величинах напруги завдання, вхідних напругах, а також величинах струмообмеження.

**Об'єктом дослідження** є процес керування лабораторним джерелом живлення.

**Предметом дослідження** дипломної магістерської роботи є методи і засоби створення та реалізації комп'ютерно-інтегрованої системи керування лабораторним джерелом живлення за допомогою цифрового сигналу.

У процесі роботи над роботою було використано такі **методи дослідження**:

- емпіричний метод, в основі якого послідовне здійснення наступних п'яти операцій: спостереження, вимірювання, моделювання, прогнозування, перевірка прогнозу;
- аналіз, який в свою чергу поділяється на механічне розчленовування; визначення динамічного складу; виявлення форм взаємодії елементів цілого; знаходження причин явищ; виявлення рівнів знання і його структури і т. п.;
- моделювання, де застосовані усі знання та факти які були отримані у ході аналізу.

**Інформаційна база дослідження:** при написанні дипломної магістерської роботи використані наукові публікації та технічна література з

методів і засобів створення та реалізації комп'ютерно-інтегрованої системи керування лабораторним джерелом живлення, а також документація офіційних виробників приладів з фондів бібліотеки КНУТД, Національної бібліотеки України імені В.І. Вернадського та глобальної мережі Інтернет.

**Наукова новизна одержаних результатів** полягає у тому, що на основі аналізу існуючих систем керування лабораторним джерелом живлення запропоновано нові технологічні прийоми та рішення, які дають можливість керувати джерелом живлення за допомогою одного керуючого сигналу, наприклад, від комп'ютера.

**Практичне значення одержаних результатів:** результати досліджень дозволяють використовувати лабораторне джерело живлення у складі промислових мереж, оскільки керування відбувається як по інтерфейсу USB, так і по інтерфейсу RS-485.

**Апробація результатів магістерської роботи:** результати доповідались та обговорювались на V Міжнародній науково-практичній конференції «Мехатронні системи: інновації та інжиніринг», 4 листопада 2021 року, м. Київ (Додаток А).

**Структура і обсяг роботи:** робота складається зі вступу, 3 розділів, висновків, списку використаних джерел (72 найменування), додатку. Загальний обсяг магістерської роботи 80 сторінок комп'ютерного тексту.

## РОЗДІЛ 1. ОГЛЯД СХЕМОТЕХНІКИ СИЛОВОЇ ЧАСТИНИ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ

### 1.1. Огляд основних імпульсних схем

#### 1.1.1. Основи накопичення енергії

Рівняння (1.1), що виражає правило Ленца, містить визначення індуктивності. Котушка має індуктивність в один Генрі, якщо зміна струму на один ампер за одну секунду виробляє напругу на котушці в один вольт:

$$V = L di/dt \quad 1.1$$

Перший наслідок рівняння (1.1) полягає в тому, що струм, що протікає через котушку індуктивності, не може змінюватися миттєво. Адже в цьому випадку на котушці виникала б нескінченна напруга. В реальності ж такі ефекти, як, наприклад, електрична дуга, що виникає при «пробої» контактів, обмежує цю напругу дуже високим, але не нескінченним значенням. Другим наслідком рівняння (1.1) є те, що напруга на котушці індуктивності миттєво змінюється з позитивної на негативну при перемиканні з накопичення енергії в індуктивності (похідна  $di/dt$  позитивна) на вилучення енергії з неї ( $di/dt$  негативна). Рівняння (1.2), отримане інтегруванням рівняння (1.1), використовується для визначення струму в котушці індуктивності при відомій напрузі.

$$I = 1/L \int V dt + I_{\text{поч}} \quad 1.2$$

Рівняння (1.3) дає визначення ємності. Конденсатор володіє ємністю в один фарад, якщо накопичений заряд в один кулон створює напругу на ньому в один вольт.

$$Q = CU \quad 1.3$$

Рівняння (1.4) і (1.5) визначають ємність конденсатора через напругу і струм (заряд є інтегралом від струму, а струм - відповідно похідну заряду за часом  $dq/dt$ ):

$$V = 1/C \int i dt + V_{\text{поч}} \quad 1.4$$

$$I = C dv/dt \quad 1.5$$

Струм в конденсаторі фільтра імпульсного джерела живлення зазвичай приймає пилкоподібну форму. Призначення конденсатора полягає в тому, щоб обмежувати коливання напруги (пульсації). З рівняння (1.4) випливає, що виконати це завдання можна, або збільшуючи ємність конденсатора, або зменшуючи  $dt$ . Однією з головних переваг імпульсних джерел живлення є можливість використання дуже малих  $dt$  (за рахунок підвищення частоти комутації), завдяки чому ємність конденсатора фільтра істотно зменшується.

### 1.1.2. Понижуючий перетворювач

На рис. 1.1 зображена ідеальна модель понижуючого перетворювача, що складається з ідеального джерела напруги, ідеального керованого ключа, ідеального діода, ідеального дроселя, ідеального конденсатора і резистора навантаження. Перетворювач називається понижуючим тому, що вихідна напруга завжди менше вхідної, так як напруга на дроселі «противиться» вхідній (протилежно по полярності напруги джерела). Даний ідеальний стабілізатор призначений для роботи від джерела напругою 20 В і забезпечує напругу 5 В на навантаженні 10 Ом. Ключ розмикається і замикається через кожні 10 мкс, при цьому на пасивних компонентах формується сигнал з широтно-імпульсною модуляцією. В сталому режимі вихідна напруга стабілізатора дорівнює

$$V_{out} = V_{in} D_C$$

1.6

де  $D_C$  - коефіцієнт заповнення.

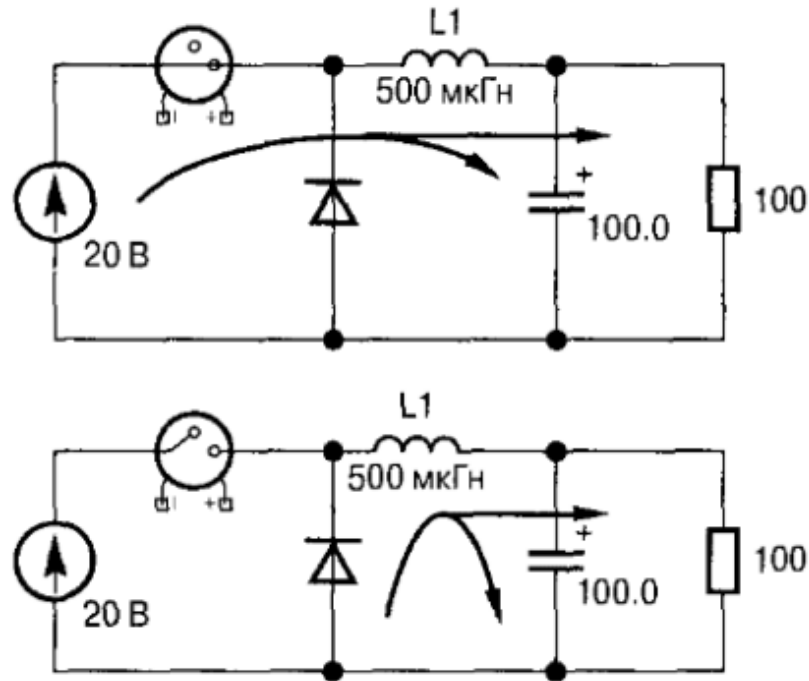


Рис.1.1. Ідеалізована модель понижуючого перетворювача

Це рівняння визначає вихідну напругу перетворювача незалежно від значень індуктивності, струму навантаження і ємності вихідного конденсатора, за умови, що через дросель тече безперервний потік. при цьому мається на увазі, що напруга на дроселі має прямокутну форму.

В даній схемі діод використовується в якості керованого напругою вентиля. У той час, коли вхідний ключ розімкнутий (рис. 1.1), діод забезпечує канал для протікання розрядного струму дроселя. Коли ж дросель накопичує енергію, діод зміщений у зворотному напрямку, тому струм через нього не тече.

При проектуванні імпульсних джерел живлення ми будемо для простоти вважати, що прикладена до дроселя напруга в процесі накопичення енергії має ідеальну прямокутну форму. В нашому прикладі пульсації вихідної напруги джерела живлення становлять 20 мВ. Найкраще наближення до ідеально

прямокутної формі досягається при коливаннях напруги на дроселі в процесі накопичення енергії в межах 0.02 В при вхідній напрузі 15 В, тобто. 0.13%, а в процесі віддачі енергії - 0.02 В при вихідній напрузі 5 В, тобто 0.4%. Постійна амплітуда прямокутних імпульсів сприяє сталості  $di/dt$  в рівнянні (1.1).

На рис.1.2 зображені криві вихідної напруги (нижній графік) і крива струму дроселя (верхній графік) в сталому режимі перетворювача, що забезпечує напругу 5 В і струм 500 мА на навантажувальному резисторі.

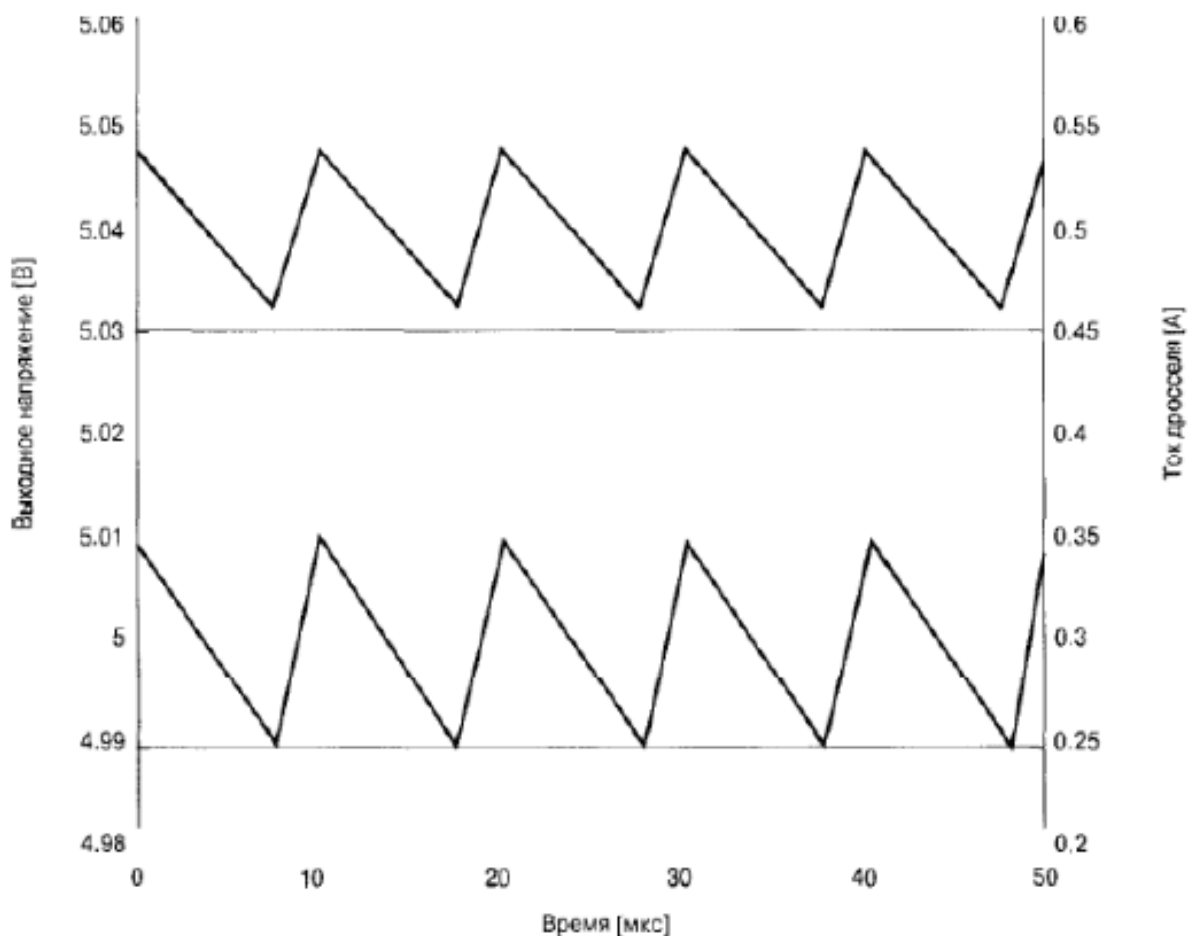


Рис.1.2. Вихідна напруга і струм дроселя в понижуючому стабілізаторі

Зауважимо, що коливання вихідного струму відносно малі в порівнянні зі значенням постійного струму в дроселі. В даному випадку піковий струм пульсацій становить 75 мА. Ще одним важливим моментом є те, що в сталому режимі струм пульсацій не залежить від струму навантаження, так як струм,



що протікає через дросель, управляється напругою на ньому. Крутизна зростання струму і тривалість фази накопичення енергії визначаються виключно різницею напруг  $U_{вх}-U_{вих}$ . Середній струм дроселя дорівнює вихідному струму.

Робота понижуючого перетворювача може також здійснюватися в переривчастому режимі, при якому протягом деякої частини періоду комутації струм дроселя дорівнює нулю.

Для переривчастого режиму роботи рівняння (1.6) несправедливо. Пульсації вихідної напруги в понижуючому перетворювачі, працюючому в переривчастому режимі, вище, так як конденсатор фільтра повинен забезпечувати струм навантаження в той час, коли струм дроселя дорівнює нулю. Як правило, понижуючий перетворювач працює в переривчастому режимі, тільки коли струм навантаження стає набагато менше номінального розрахункового значення.

### **1.1.3. Підвищуючий перетворювач**

На рис. 1.3 зображена ідеальна модель підвищуючого перетворювача, що складається з ідеального джерела напруги, ідеального ключа, ідеального діода, ідеального дроселя, конденсатора і навантажувального резистора. Перетворювач називається підвищуючим, так як напруга на дроселі підсумовується з вхідною напругою і значення вихідної напруги перевищує значення вхідного. Даний ідеальний стабілізатор призначений для роботи від джерела напругою 5 В і забезпечує напругу 20 В на навантаженні 1000 Ом. Коли ключ розімкнений, діод відкритий і проводить струм. Коли ключ замикається, діод закривається. Ключ розмикається і замикається через кожні 10 мкс.

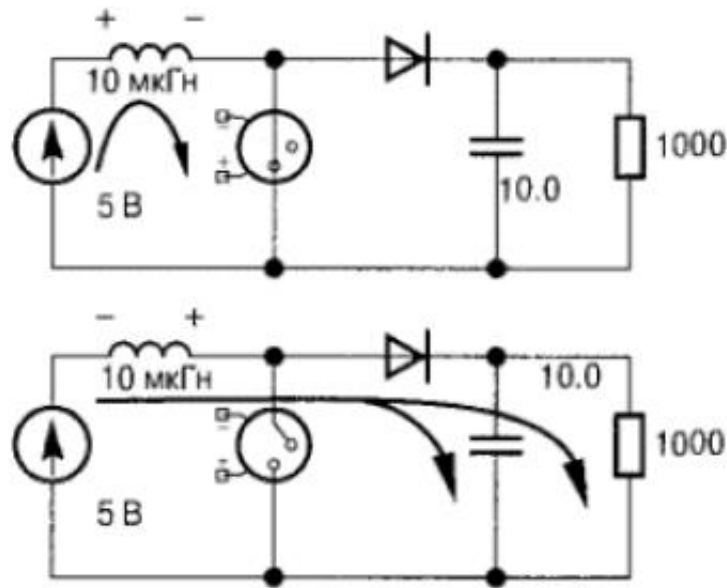


Рис.1.3. Ідеалізована модель підвищуючого перетворювача

Струм від джерела напруги протікає через дросель і замкнутий ключ, при цьому відбувається накопичення дроселем енергії. В цей час надходження струму в навантаження забезпечується конденсатором, так як діод зміщений у зворотному напрямку. Коли ключ розмикається, струм в дроселі продовжує текти, але тепер він зміщує діод в прямому напрямку і тече через навантажувальне коло. Напруга на дроселі інвертується і додається до напруги вхідного джерела живлення. Коли перетворювач працює в сталому режимі, вихідна напруга дорівнює:

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} / (1 - D_c) \quad 1.7$$

де  $D_c$  - коефіцієнт заповнення.

Це рівняння визначає вихідну напругу перетворювача незалежно від значень індуктивності, струму навантаження і ємності вихідного конденсатора при безперервному режимі роботи.

Для підвищуючих перетворювачів потрібні набагато більші ємності, ніж для понижуючих перетворювачів, так як саме конденсатор забезпечує повний струм навантаження, поки ключ замкнутий.

На рис. 1.4 зображені крива вихідної напруги (нижній графік) і крива струму дроселя (верхній графік) в сталому режимі роботи, що забезпечує напругу 20 В і струм 20 мА в резисторі навантаження. Як і для понижуючого перетворювача, в безперервному режимі роботи струм пульсацій в дроселі не залежить від вихідного струму. зазвичай піковий струм дроселя лише трохи перевищує його середній струм.

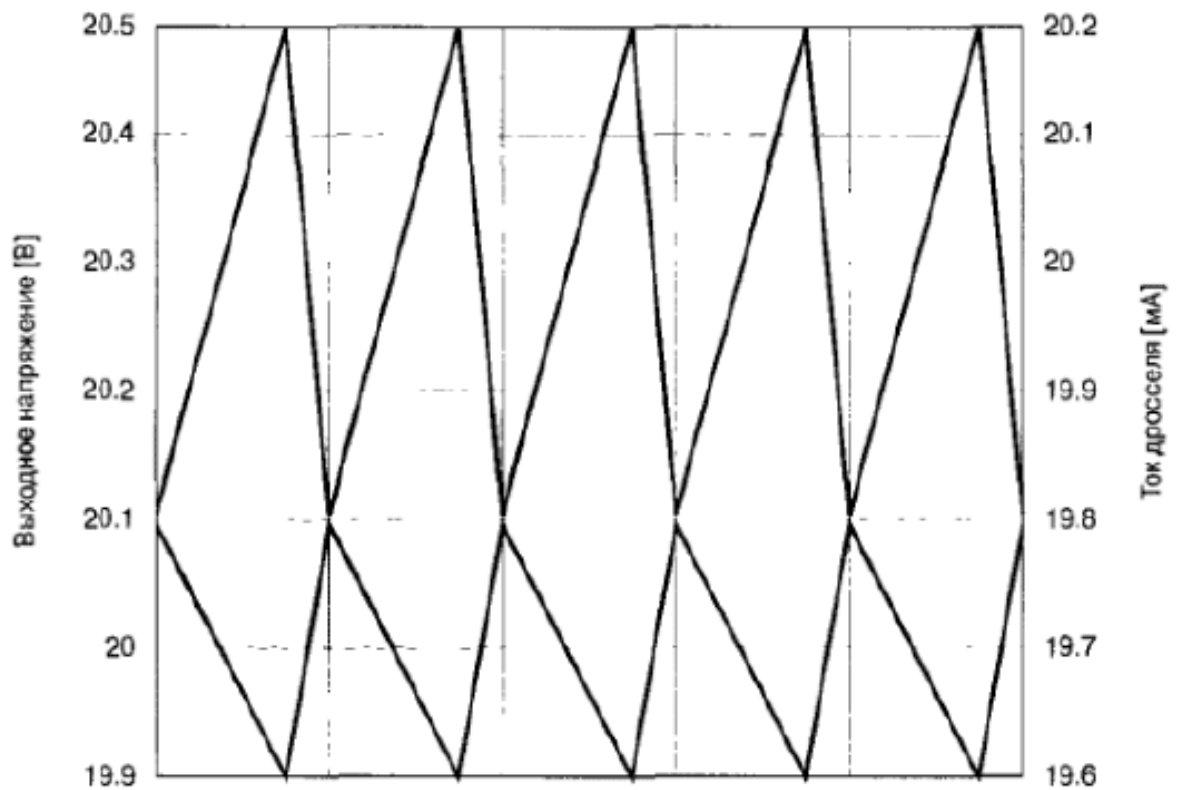


Рис.1.4. Вихідна напруга і струм дроселя в підвищуючому перетворювачі

Робота підвищуючого перетворювача можлива також у переривчастому режимі. Пульсації вихідної напруги в цьому режимі вище (аналогічно тому, як це було і для понижуючого перетворювача), оскільки конденсатор повинен забезпечувати струм навантаження в ті моменти часу, коли струм дроселя дорівнює нулю. Ще однією особливістю переривчастого режиму роботи

підвищуючих перетворювачів є дуже великий піковий струм, що протікає в ключі і в дроселі. Можна обчислити вхідний струм в обох режимах для заданого вихідного струму. У схемі, приклад якої зображений на рис. 1.3, в безперервному режимі роботи середній вхідний струм складає 80 мА. Рівняння (1.8) визначає середній вхідний струм для обох режимів. Рівняння (1.9) задає піковий вхідний струм для переривчастого режиму роботи.

$$I_{in-avg} = I_{out-avg}(1/(1 - D_C)) \quad 1.8$$

$$I_{in-peak} = 2I_{out-avg}((1 - (V_{out}/V_{in}))/D_C) \quad 1.9$$

де  $D_C$  - коефіцієнт заповнення.

Якщо в нашому прикладі схема працює з коефіцієнтом заповнення 0.25 (переривчастий режим) замість 0.75 (безперервний режим), то піковий струм дроселя і ключа становитиме 480 мА замість 81.75 мА.

#### **1.1.4.Інвертуючий підвищуючий перетворювач**

На рис.1.5 зображена схема ідеального інвертуючого підвищуючого перетворювача. Струм від джерела напруги протікає через замкнутий ключ і дросель, при цьому в дроселі відбувається накопичення енергії. Струм в навантаженні в цей час забезпечується конденсатором, так як діод зміщений у зворотному напрямку (закритий). Коли ключ розмикається, струм продовжує текти через дросель, що викликає зміщення діода в прямому напрямку. Діод відкривається, і струм дроселя надходить в коло навантаження. Так як одним зі своїх виходів дросель «Прив'язаний» до спільної точки, протікання струму дроселя при розімкнутому ключі призводить до появи на виході негативної напруги. У сталому безперервному режимі роботи перетворювача вихідна напруга визначається рівнянням (1.10). Як і для неінвертуючого перетворювача, вихідна напруга більше за вхідну (або дорівнює їй).

$$V_{\text{out}} = -V_{\text{in}}D_C/(1 - D_C) \quad 1.10$$

де  $D_C$  - коефіцієнт заповнення.

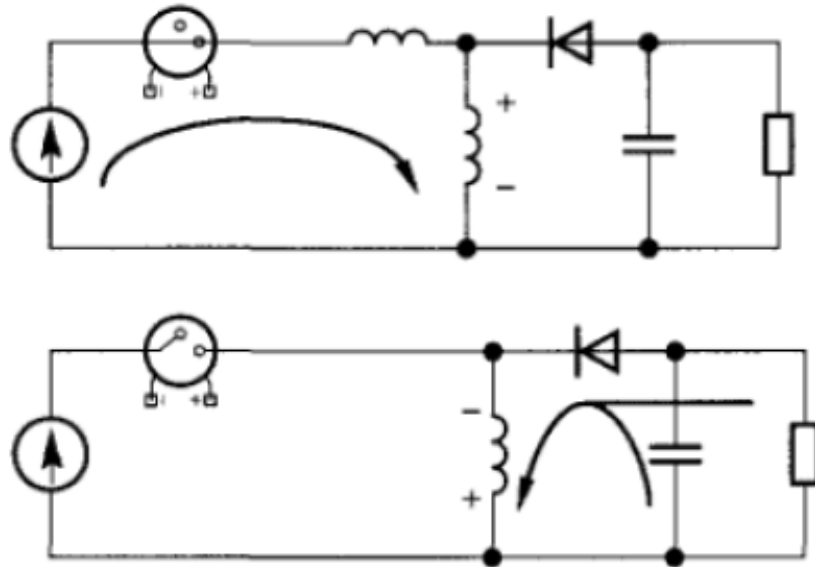


Рис.1.5. Ідеалізована модель інвертуючого підвищуючого перетворювача

### 1.1.5 Перетворювачі з гальванічною розв'язкою входу і виходу

Під гальванічною розв'язкою мається на увазі відсутність прямого з'єднання через провідне середовище. Зазвичай гальванічна розв'язка реалізується за допомогою трансформатора, при цьому первинна і вторинна обмотки трансформатора електрично ізольовані один від одного, а енергія передається через електромагнітне випромінювання.

Гальванічна розв'язка забезпечує захист навантаження від високовольтних імпульсів в разі виходу з ладу електронної схеми, також вона підвищує захищеність навантаження від перешкод і дозволяє застосовувати роздільне заземлення на вході і виході.

Так як в нашому випадку наявність гальванічної розв'язки обов'язкова, розглянемо трансформаторні схеми, в яких трансформатор використовується для гальванічної розв'язки. Також даний тип перетворювачів дозволяє мати можливість отримання вихідної напруги, що різко відрізняється за рівнем від

вхідної і можливість одночасного отримання кількох вихідних напруг. Особливість роботи перетворювальної схеми з трансформатором полягає в тому, що на транзисторах і діодах не виникають неприпустимі напруги, через них не проходять надмірні струми, навіть якщо вихідна напруга багаторазово перевершує вхідну або значно нижче її. У цьому розділі розглядаються перетворювачі, силова частина яких працює в режимі ШІМ, що дозволяє за допомогою керуючого сигналу (коефіцієнта заповнення  $D$ ) змінювати потужність в навантаженні.

### **1.1.6. Однотактовий прямохідний перетворювач.**

Однотактовим прямоходовим (іноді просто прямоходовим) («single-ended forward converters») або просто «forward converters») називають перетворювач, в якому передача енергії в навантаження відбувається тільки на одному інтервалі часу за період роботи. Прямоходовим перетворювач називається в силу того, що передача енергії відбувається в інтервалі стану ключа ON (ключ замкнутий) - тут як би ставиться у відповідність замкнутий стан ключа і інтервал роботи пристрою, в якому енергія передається на вихід.

Розглянемо роботу схеми, показаної на рис.1.6. Схема містить ідеальний трансформатор, у якого відсутній сердечник і, тим не менше, обмотки перераховують струми і напруги з однієї обмотки в іншу, включаючи і їх постійні складові. Можна уявити собі, що такий трансформатор має сердечник, струм намагнічування якого надзвичайно малий і не впливає на процеси в схемі. В періодичному режимі роботи схеми на рис. 1.6 при замиканні ключа  $K$  на тривалості цього інтервалу  $t_i$  проводить струм діод  $D1$ , а діод  $D2$  виявляється замкненим. Струм в дроселі  $L$  наростає, проходячи через конденсатор  $C$  і навантаження. Розмикання ключа призводять до іншого стану схеми, при якому струм дроселя повинен зберегти свій напрям. Тепер в

інтервалі паузи  $t_n$  струм проводить діод D2, який часто називають замикаючим, а діод D1 замкнений. Одночасно відкрий стан обох діодів в інтервалі  $t_n$  в даній схемі неможливо, оскільки при цьому в обмотці  $W_1$  мав би проходити струм, що неможливо в силу замкненого стану ключа K. Змінюючи коефіцієнт заповнення імпульсів  $D$  ( $D = t_i/T$ , де  $T$  - період роботи ключа), можна регулювати вихідну напругу  $U_{вих}$ .

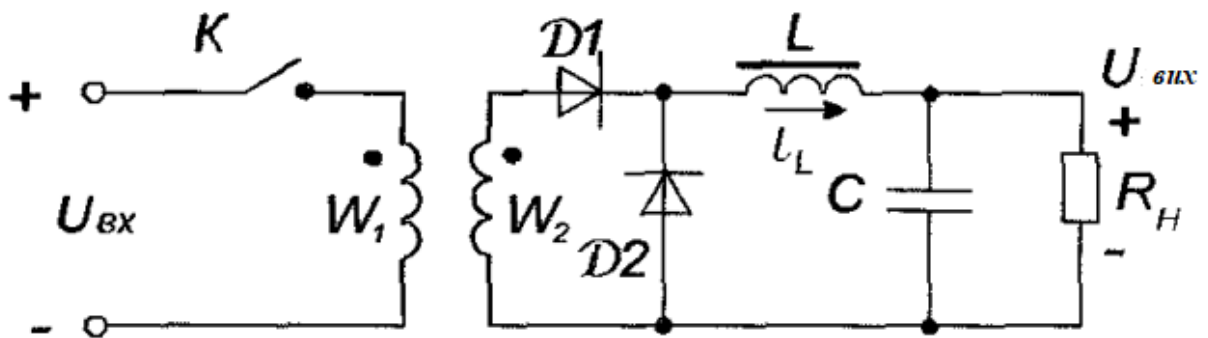


Рис.1.6. Однотактовий DC-DC перетворювач з ідеальним трансформатором.

### 1.1.7 Двотактні DC-DC перетворювачі

Двотактні перетворювачі є аналогом понижуючого імпульсного регулятора напруги і утворюють клас пристроїв, в яких такі технічні показники, як розміри трансформатора, фільтра, що згладжує, а також ККД - значно краще, ніж у однотактній схем. До цього ще слід додати й меншу встановлену потужність ключів в двотактних схемах. Чим вище потужність в навантаженні, тим очевиднішим стає перевага двотактних перетворювачів. Недоліком останніх в порівнянні з однотактними перетворювачами слід вважати підвищену складність як силової частини, так і управління.

### 1.1.8 Перетворювач з середньою точкою первинної обвитки трансформатора

Розглянутий далі перетворювач (рис. 1.7) виконаний за схемою, в якій всі елементи працюють симетрично, кожен у своїй половині періоду. Часто

саме ця схема називається двотактною. Дійсно, за період енергія від вхідного джерела двічі передається до LC-фільтру і навантаження. Кожен з ключів замкнений протягом інтервалу  $t_i$  (імпульс) в своєму напівперіоді (за кордоном дану схему називають «push-pull converter»). Для даної та інших двотактних схем зручно визначати коефіцієнт заповнення імпульсів  $D$  як відношення  $t_i$  до  $T/2$ . Отже, коефіцієнту  $D = 1$  відповідає стан ON кожного ключа, триваючий половину періоду. При  $D = 0$  обидва ключа постійно замкнені.

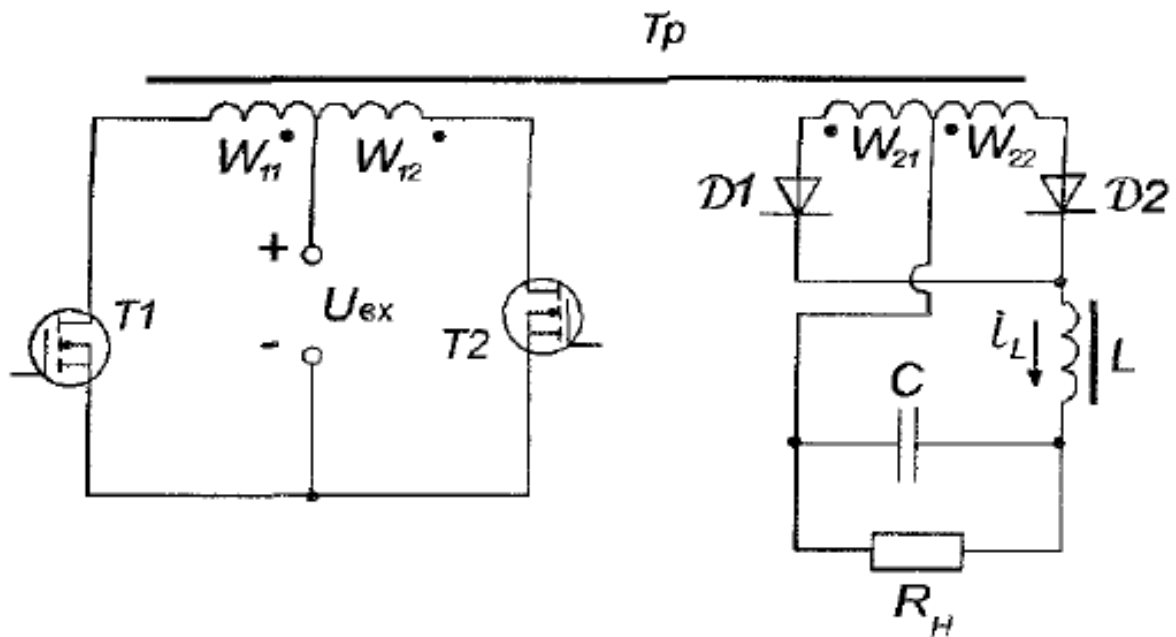


Рис.1.7. Перетворювач з середньою точкою первинної обмотки трансформатора - двотактна схема

У перетворювачі може бути використана як однофазна двонапівперіодна схема випрямлення, показана на рис. 1.6, так і інша симетрична схема - мостова. Явна перевага двотактної схеми - спільна точка управління ключами (витоки транзисторів  $T_1$  і  $T_2$  об'єднані), що дозволяє значно спростити вихідний каскад пристрою управління. Діаграми сигналів на затворах ключів, струмів і напруги на одній з обмоток представлені на рис.1.8.



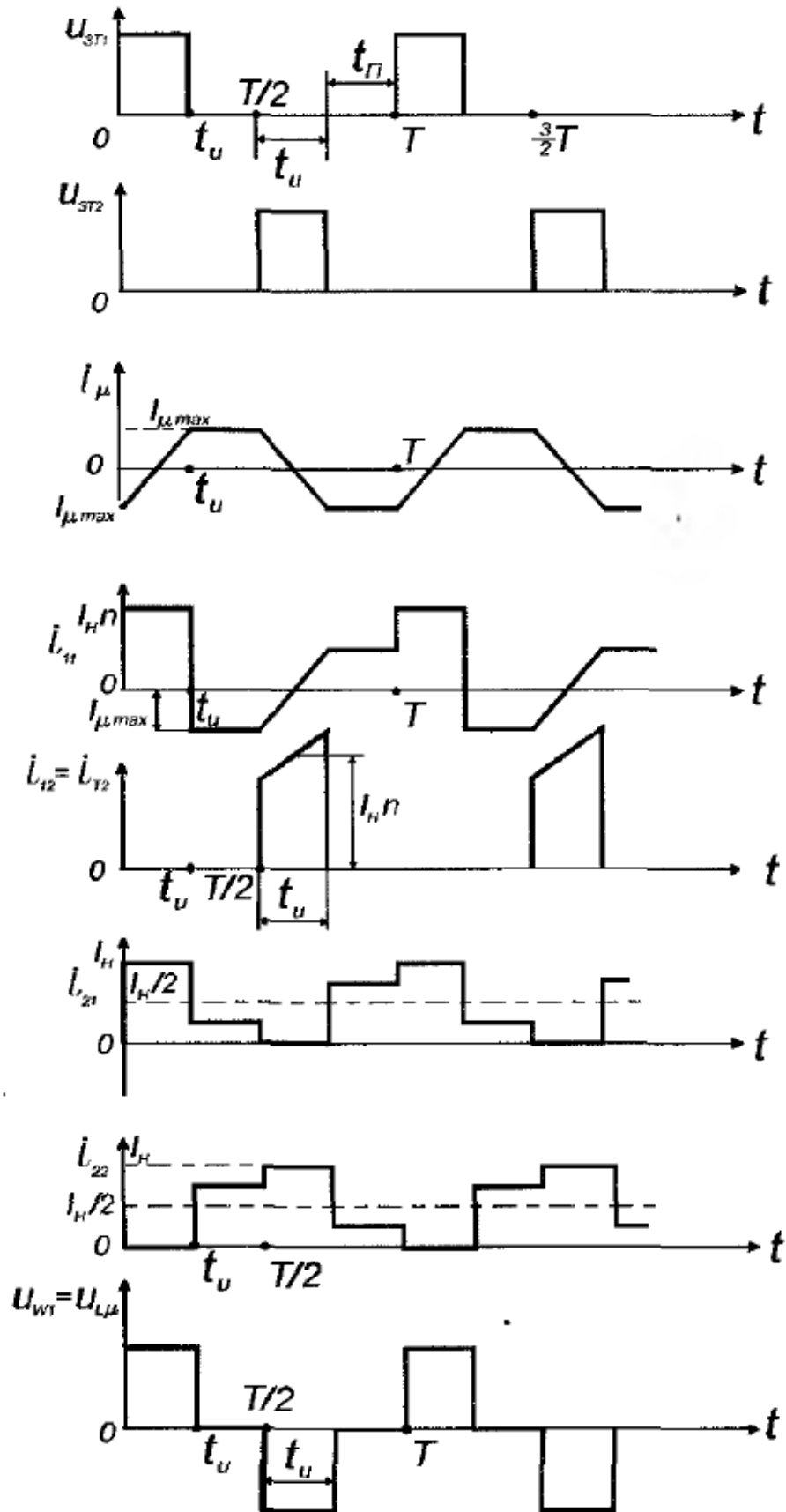


Рис.1.8. Діаграми сигналів перетворювача з середньою точкою первинної обмотки трансформатора

### 1.1.9. Напівмостовий перетворювач.

Схема DC-DC перетворювача, що працює за принципом двотактного і зазвичай званого напівмостовим, показана на рис. 1.9.

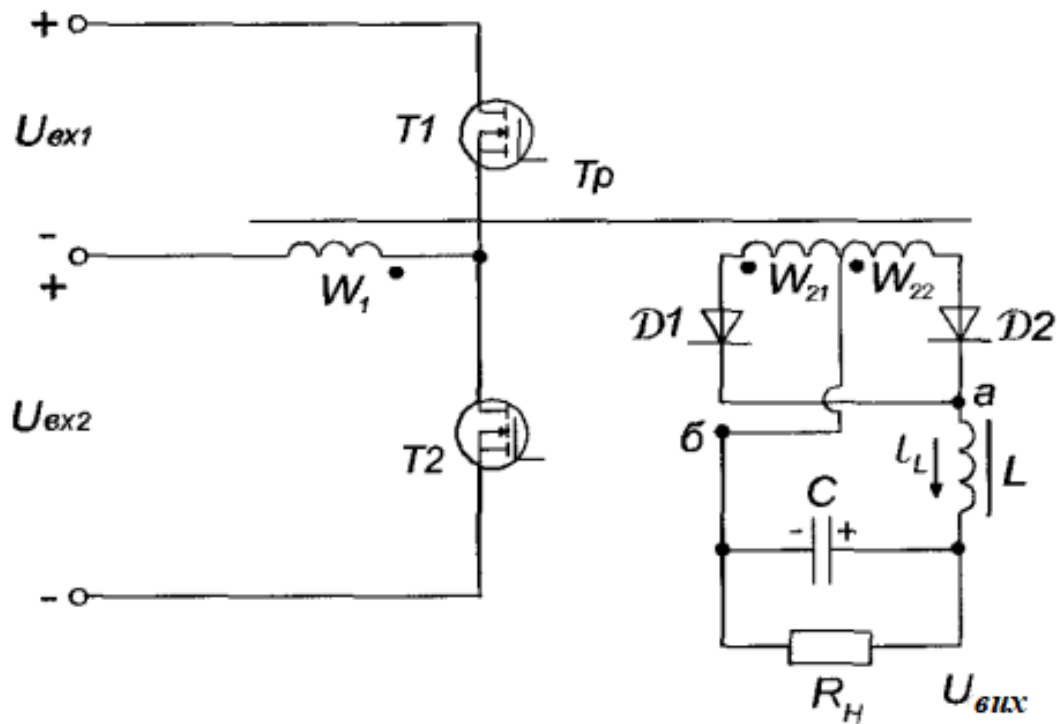


Рис. 1.9 Напівмостовий перетворювач

В даній схемі, що використовує два вхідних джерела напруги  $U_{вх1}$  і  $U_{вх2}$ , в трансформаторі, на відміну від попередньої схеми, застосовується тільки одна первинна обмотка  $W_1$ . Ключі  $T1$  і  $T2$  включаються по черзі на час  $t_i$  в кожному напівперіоді роботи. До точок а, б схеми надходить прямокутна імпульсна напруга, що отримується від вторинних обмоток  $W_{21}$ ,  $W_{22}$  і випрямлена діодами  $D1$ ,  $D2$ . Тривалість імпульсів регулюється керуючими сигналами на затворах ключів, коефіцієнт заповнення  $D = 2t_i/T$  змінюється від 0 до 1. Частота першої гармоніки напруги, яку необхідно придушувати LC-фільтром, дорівнює, так само як і в двотактній схемі, подвоєною частотою роботи ключів і трансформатора, що є перевагою даної схеми в порівнянні з однотактною.

Процеси в напівмостовому перетворювачі в основному подібні до процесів в перетворювачі з середньою точкою первинної обмотки трансформатора. Основні діаграми струмів і напруг показані на рис.1.10. Максимальна напруга на ключах не перевищує  $U_{вх}$ , а індуктивність розсіювання, яка приведена до первинної обмотки  $W1$  на відміну від двотактної схеми не збільшує максимальну напругу на замикаючому ключі. Дійсно, при замиканні будь-якого ключа, наприклад  $T1$  на рис.1.9, струм, що проходить в  $L$  замикається через джерело  $U_{вх}$  і внутрішній діод ключа  $T2$ . Таким чином, в даній схемі потрібні транзистори з допустимою напругою принаймні в два рази менше, ніж в двотактній, що є її перевагою. Вигідно відрізняє дану схему і те, що у трансформатора тільки одна первинна обмотка - трансформатор виконується простіше і може бути виготовлений меншого розміру.

Схема перетворювача, яка показана на рис.1.9., потребує двох джерел постійної напруги на вході, що майже завжди не може бути застосовано в практиці. При використанні ємнісного діляника з конденсаторами рівної ємності і підключеного до виводів одного джерела напруги  $U_{вх}$  досить просто виходять два джерела напруги, необхідні для роботи напівмостової схеми (рис.1.11). Постійна напруга на кожному з конденсаторів  $C1, C2$  дорівнює  $U_{вх}/2$ . Ємність конденсатора діляника повинна бути такою, щоб пульсація напруги на ньому була досить малою. Визначимо необхідну величину ємності діляника. Під час імпульсу через кожен конденсатор проходить половина перерахованого до первинної обмотки струму навантаження  $I_H$  (нехтуємо для спрощення струмом намагнічування і та пульсацією струму в дроселі). Тоді маємо:

$$C \frac{\Delta U_C}{t_i} = \frac{I_H}{2} \quad (1.11)$$

де  $\Delta U_C$  - зміна напруги на конденсаторі за час імпульсу  $t_i$ ;

$C=C1=C2$  - ємність кожного конденсатора.

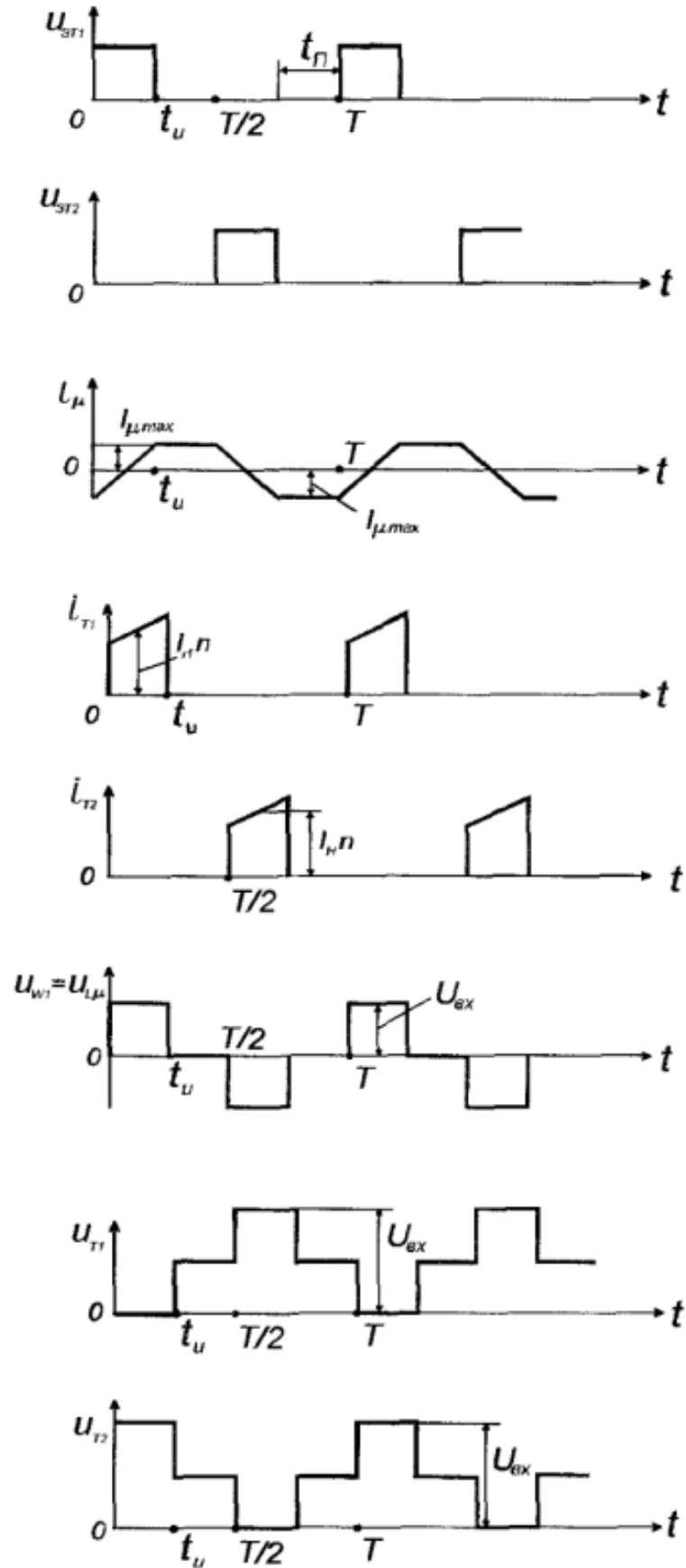


Рис. 1.10. Діаграми процесів в напівмостовому перетворювачі

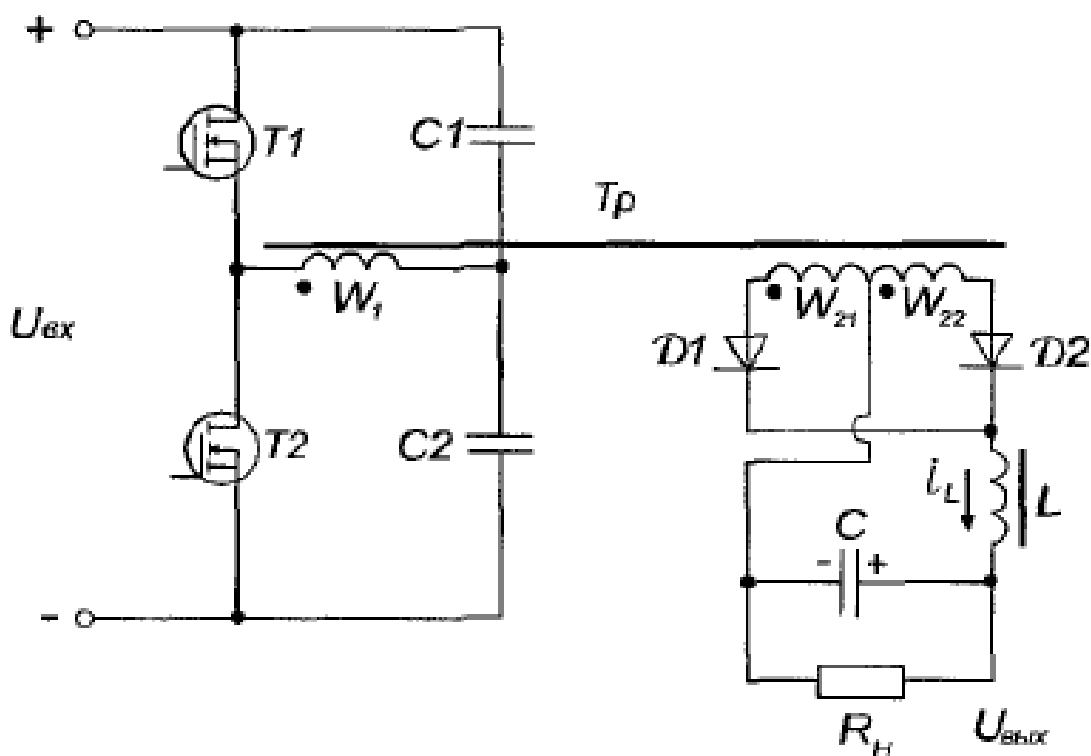


Рис 1.11. Напівмостовий перетворювач з ємнісним дільником

З (1.11) можна визначити амплітуду пульсацій на конденсаторі:

$$U_{\sim C} = \frac{\Delta U_C}{2} = \frac{\Gamma_H}{4C} t_H = \frac{\Gamma_H D}{8fC} \quad (1.12)$$

Співвідношення (1.12) показує, що збільшення частоти перетворювача призводить до зменшення ємності конденсатора в дільнику.

У напівмостовому перетворювачі з ємнісним дільником до первинної обмотки в інтервалі імпульсу докладено напруга  $U_{вх}/2$ . Із цього слідує два важливі висновки. По-перше, в даній схемі потрібен вдвічі більший коефіцієнт заповнення ( $D^*n$ ), ніж в схемі з двома входними джерелами або в двотактній схемі. По-друге, оскільки струм навантаження перераховується в первинне коло згідно співвідношенню  $\Gamma i = nli$ , струми транзисторів T1 і T2 в напівмостовій схемі з ємнісним дільником в два рази перевищують аналогічні струми в схемах рис. 1.7 і 1.9. При розробці напівмостового перетворювача ці висновки слід обов'язково враховувати.

## 1.2 Вибір схемотехніки для лабораторного блоку живлення

Виходячи з розглянутих варіантів схем імпульсних регуляторів, і обов'язковою наявністю гальванічної розв'язки між вхідною частиною перетворювача і його виходом, а також необхідністю установки ємнісного фільтра на вході, який дозволить знизити вплив коливань напруги мережі на вході перетворювача, виберемо напівмостовий перетворювач з ємнісним дільником вхідної напруги, який дозволяє використовувати тільки одну первинну обвитку трансформатора і дві вторинні. Схема силової частини перетворювача представлена на рис. 1.12.

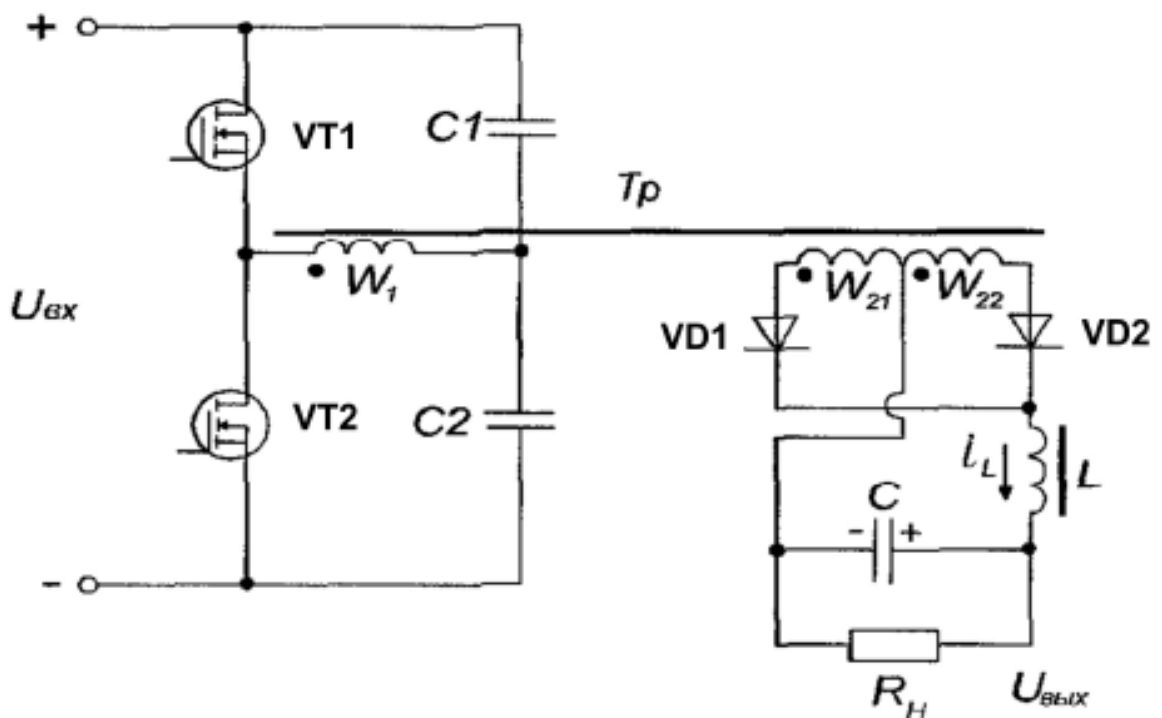


Рис. 1.12 Схема силової частини

## ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 1

1. Розглянуті функціональні вузли та схемотехніка силової частини джерела живлення. Проведений аналіз імпульсних схем перетворювачів у різних ситуаціях їх застосування та навантаження.
2. Враховуючи переваги і недоліки розглянутих імпульсних схем перетворювачів і беручи до уваги обов'язкову наявність гальванічної розв'язки між вхідною частиною перетворювача і його виходом, а також необхідністю установки ємнісного фільтра на вході, який дозволить знизити вплив коливань напруги мережі на вході перетворювача, для розроблюваної комп'ютерно-інтегрованої системи керування лабораторним блоком живлення обрано напівмостовий перетворювач з ємнісним дільником вхідної напруги, який дозволяє використовувати тільки одну первинну обвитку трансформатора і дві вторинні.

## РОЗДІЛ 2. ОБҐРУНТУВАННЯ АПАРАТНОЇ ПЛАТФОРМИ КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЛАБОРАТОРНИМ ДЖЕРЕЛОМ ЖИВЛЕННЯ

### 2.1 Особливості роботи силових біполярних транзисторів з ізолюваним затвором

Біполярний транзистор з ізолюваним затвором (IGBT - Insulated Gate Bipolar Transistors) - повністю керований напівпровідниковий прилад, в основі якого тришарова структура. Його вмикання і вимикання здійснюються подачею і зняттям позитивної напруги між затвором і витоком. На рис. 2.1 наведено умовне позначення IGBT.



Рис. 2.1 Умовне позначення IGBT

IGBT є продуктом розвитку технології силових транзисторів зі структурою метал-оксид-напівпровідник, керованих електричним полем (MOSFET-Metal-Oxid-Semiconductor-Field-Effect-Transistor) і поєднують в собі два транзистора в одній напівпровідниковій структурі: біполярний (утворює силовий канал) і польовий (утворює канал керування). Еквівалентна схема включення двох транзисторів приведена на рисунку 2.2. Прилад введений в силове коло виводами біполярного транзистора E (Емітер) і C (колектор), а в коло керування – виводом G (затвор).

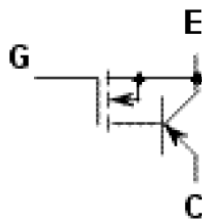


Рис. 2.2 Схема з'єднання транзисторів в єдиній структурі IGBT



Таким чином, IGBT має три зовнішніх виводи: емітер, колектор, затвор. Поєднання емітера і стоку (D), бази і витіку (S) є внутрішніми. Поєднання двох приладів в одній структурі дозволило об'єднати переваги польових і біполярних транзисторів: високий вхідний опір з високим струмовим навантаженням і малим опором у включеному стані.

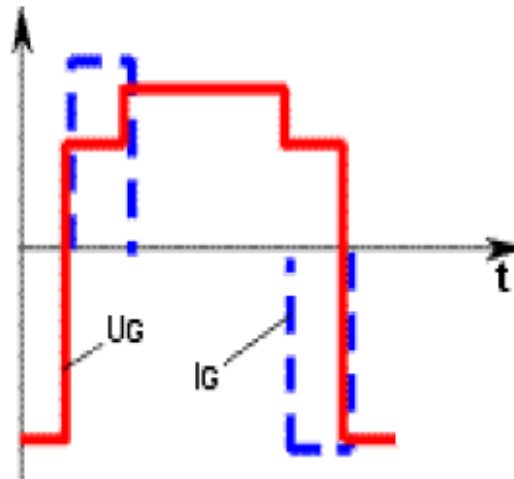


Рис. 2.3. Діаграма напруги і струму керування

Схематичний розріз структури IGBT показаний на рис. 2.4. біполярний транзистор утворений шарами  $p^+$  (емітер),  $n$  (база),  $p$  (колектор); польовий - шарами  $n$  (витік),  $n^+$  (стік) і металевою пластинною (затвор). Шари  $p^+$  і  $p$  мають зовнішні виводи, що включаються в силовий ланцюг. Затвор має вивід, що включається в коло керування.

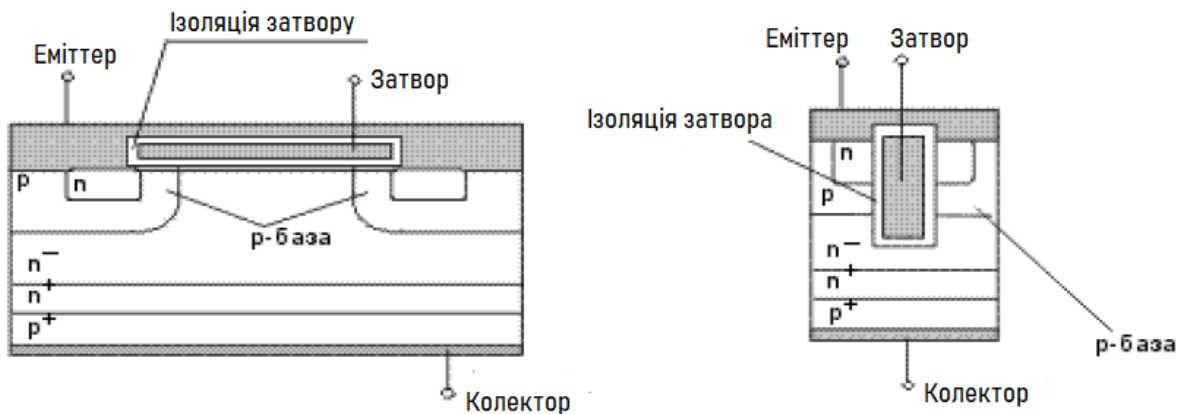


Рис. 2.4 Схематичний розріз структури IGBT: а-звичайного (планарного); б-виконаного по "trench-gate technology"

Процес включення IGBT можна розділити на два етапи: після подачі позитивної напруги між затвором і витоком відбувається відкриття польового транзистора (формується n - канал між витоком і стоком). Рух зарядів з області n в область p призводить до відкриття біполярного транзистора і виникнення струму від емітера до колектора. Таким чином, польовий транзистор керує роботою біполярного транзистора.

Для IGBT з номінальною напругою в діапазоні 600-1200 В в повністю включеному стані пряме падіння напруги, так само як і для біполярних транзисторів, знаходиться в діапазоні 1,5-3,5 В. Це значно менше, ніж характерне падіння напруги на силових MOSFET в провідному стані з такими ж номінальними напругами.

За швидкістю IGBT поступаються MOSFET, але значно перевершують біполярні. Типові значення часу розсмоктування накопиченого заряду і спадання струму при вимиканні IGBT знаходяться в діапазонах 0,2-0,4 і 0,2-1,5 мкс, відповідно.

Область безпечної роботи IGBT дозволяє успішно забезпечити його надійну роботу без застосування додаткових кіл формування траєкторії перемикачів при частотах від 10 до 20 кГц для модулів з номінальними струмами в кілька сотень ампер. В даний час транзистори IGBT випускаються, як правило, у вигляді модулів в прямокутних корпусах з одностороннім притиском і охолодженням (Mitsubishi, Siemens, Semikron і ін.) і таблетковому виконанні з двостороннім охолодженням (Toshiba Semiconductor Group). Модулі з одностороннім охолодженням виконуються в міцному пластмасовому корпусі з паяними контактами і ізолюваною підставою. Всі електричні контакти знаходяться у верхній частині корпусу. Відведення тепла здійснюється через підставу. Типова конструкція модуля в прямокутному корпусі показана на рис. 2.5.

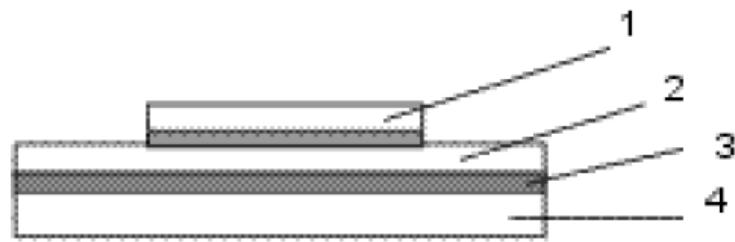


Рис. 2.5 Типова конструкція IGBT-модуля: 1 - кристал; 2 – шар кераміки; 3 - спайка; 4 - нижня підстава відведення тепла

Струм керування IGBT малий, тому коло керування - драйвер конструктивно компактний. Найбільш доцільно розташовувати коло драйвера в безпосередній близькості від силового ключа. У модулях IGBT драйвери безпосередньо включені в їх структуру. "Інтелектуальні" транзисторні модулі (ІТМ), виконані на IGBT, також містять "інтелектуальні" пристрої захисту від струмів короткого замикання, системи діагностування, що забезпечують захист від зникнення керуючого сигналу, одночасної провідності в протилежних плечах силової схеми, зникнення напруги джерела живлення і інших аварійних явищ. У структурі ІТМ на IGBT передбачається в ряді випадків система керування з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) і однокристална ЕОМ.

У багатьох модулях є схема активного фільтра для корекції коефіцієнта потужності і зменшення вмісту вищих гармонійних в мережі живлення. IGBT-модуль по внутрішній електричній схемі може представляти собою одиничний IGBT, подвійний модуль (half-bridge), де два IGBT з'єднані послідовно (напівміст), переривник (chopper), в якому одиничний IGBT послідовно з'єднаний з діодом, однофазний або трифазний міст. У всіх випадках, крім переривника, модуль містить паралельно кожному IGBT вбудований зворотний діод. Найбільш поширені схеми з'єднань IGBT-модулів наведені на рис.2.6.

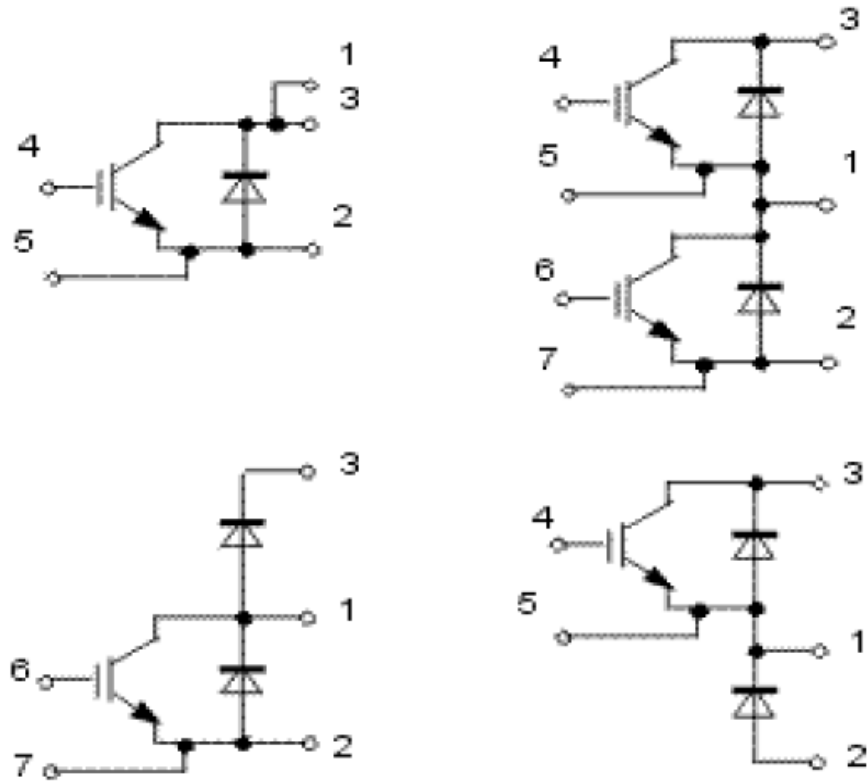


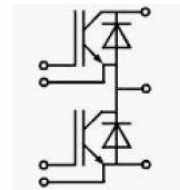
Рис. 2.6 Схеми IGBT-модулів

Відповідно до технічного завдання виберемо транзисторний силовий IGBT модуль SKM200GB128D (рис. 2.7).

Зовнішній модуль сімейства SEMITRANS3:



Схема модуля:



Розташування виводів

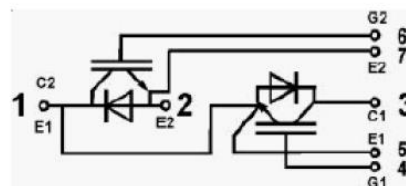


Рис. 2.7 Основний зовнішній вигляд і схема IGBT-модуля SKM200GB128D

Основними областями застосування цих модулів можуть бути наступні:  
інвертори змінного струму для регулювання швидкості в електроприводах, джерела безперебійного живлення, інвертори зварювальних апаратів з частотами перетворення до 20 кГц

Гранично-допустимі характеристики цих модулів є наступні:

| Гранично-допустимі характеристики (якщо не вказано інше значення, то $T_c = 25\text{ }^\circ\text{C}$ ) |   |  |                         |                  |
|---|---|--|-------------------------|------------------|
| Позначення  | Найменування  | Умова зняття характеристик   | Значення                | Одиниця виміру   |
| <b>IGBT-транзистор</b>  |   |  |                         |                  |
| $V_{CES}$   | напруга колектор-емітер при замкнутому затворі з емітером   |  | 1200                    | В                |
| $I_C$   | струм колектора   | $T_c = 25\text{ (70) }^\circ\text{C}$  | 300 (220)               | А                |
| $I_{CRM}$   | повторюється максимальний струм колектора                   | $t_{imp} = 1\text{ мс}$  | 300                     | А                |
| $V_{GES}$   | напруга затвор-емітер при замкнутому колекторі з емітером   |  | $\pm 20$                | В                |
| $T_{vj}, (T_{stg})$   | ефективна температура р-п переходу (температура зберігання) | $T_{робоча} \leq T_{stg}$  | - 40 ... + (150)<br>125 | $^\circ\text{C}$ |
| $V_{ISOL}$  | напруга випробування ізоляції                               |  | 4000                    | В                |
| <b>Зворотній діод</b>   |   |  |                         |                  |
| $I_F$   | прямий струм  | $T_c = 25\text{ (80) }^\circ\text{C}$  | 190 (130)               | А                |
| $I_{FRM}$   | максимальний прямий струм, що повторюється                  | $t_{imp} = 1\text{ мс}$  | 300                     | А                |
| $I_{FSM}$   | прямий струм перенавантаження                               | $t_{imp} = 10\text{ мс}$ ; синусоїдна форма; $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$ | 1450                    | А                |

## 2.2 Розрахунок імпульсного трансформатора

Найбільш універсальними магнітопроводами є Ш-образні і чашкообразні броньові сердечники. Їх можна застосувати в будь-якому імпульсному блоці живлення, завдяки можливості установки зазору між частинами сердечника. Однак ми вибираємо імпульсний трансформатор для двофазного напівмостового перетворювача, сердечнику якого зазор не потрібен і тому цілком згодиться кільцевий магнітопровід.



Рис. 2.8 Кільцевий феритовий магнітопровід

Перевагою застосування феритових кілець є найменша, порівняно з іншими конфігураціями магнітопроводів, величина індуктивності розсіювання в поєднанні з невисокою вартістю сердечників, пов'язаної з простотою геометричної форми. Для запобігання замикання намоточного дроту на струмопровідний матеріал фериту і впливу навколишнього середовища на параметри матеріалу феритові кільця випускаються з округленими крайками і захисним діелектричним покриттям. Для розрахунку трансформатора виберемо феритові кільця фірми Epcos, яка добре зарекомендувала себе на українському ринку. Фірма Epcos виготовляє широку номенклатуру кільцевих сердечників розміром від R3,94x2,24x1,30 до R202x153x25 для силової електроніки, фільтрів захисту від електромагнітних завад, сигнальних і широкосмугових трансформаторів і дроселів.

Виконаємо розрахунок первинної обмотки трансформатора двотактного напівмостового перетворювача з вихідною номінальною потужністю 8 кВт, працюючого на частоті 20 кГц. Для напівмостового перетворювача амплітуда сигналу в первинній обвитці дорівнює половині від напруги живлення. В нашому випадку, так як перетворювач живиться від мережі змінного струму 380В, це буде  $535\text{В} / 2 = 268\text{В}$ . Слід очікувати ККД перетворювача близько 80%, потужність, споживана від джерела.

$$P_{\text{вх}} = 8 [\text{кВт}] / 0.8 = 10 [\text{кВт}].$$

Струм, що проходить через первинну обвитку, складе

$$I_{\text{перв}} = 10 [\text{кВт}] / 268 [\text{В}] = 37 [\text{А}].$$

При розрахунку задаємо струм через індуктивність первинної обвитки (струм магнетизацій) близько 5% від  $I_{\text{перв}}$ , тобто 1.85 [А]. Тривалість імпульсів при частоті 20 [кГц] становить  $t = 25$  [мкс] в кожному напівперіоді. За формулою

$$L = \frac{U * t}{I_{\text{макс}}} \quad 2.1$$

де U - напруга на первинній обвитці, [В]; t - тривалість імпульсу, [мкс]; L - індуктивність первинної обвитки, [мкГн].

Знайдемо мінімальну необхідну індуктивність первинної обвитки:

$$L = \frac{U * t}{I_{\text{макс}}} = \frac{268 * 25 * 10^{-6}}{1.85} = 3.6[\text{мГн}]$$

Оберемо сердечник EPCOS-R102x65.8x15.0 - матеріал N87 (з епоксидним покриттям). Його характеристики наведені на рис. 2.9.

Знайдемо кількість витків в первинній обвитці за формулою:

$$N = (L/A_L)^{1/2} \quad 2.2$$

$$N = \left( \frac{3.6 * 10^{-3}}{2880 * 10^{-9}} \right)^{1/2} = 36 \text{ витків}$$

Визначимо число витків вторинної обвитки. Будемо орієнтуватися на коефіцієнт трансформації -  $N = WS / WP = 0.7$ . Виходячи з цього, число витків вторинної обвитки складе 26 витків.



|                     |             |
|---------------------|-------------|
| R 102 × 65.8 × 15.0 | B64290L0084 |
| R 140 × 103 × 25.0  | B64290A0705 |

■ Epoxy coating

R 102 × 65.8 × 15.0 (mm)  
R 4.016 × 2.591 × 0.591 (inch)

### Dimensions

| d <sub>a</sub> (mm) | d <sub>i</sub> (mm) | Height (mm) | d <sub>a</sub> (inch) | d <sub>i</sub> (inch) | Height (inch) |                        |
|---------------------|---------------------|-------------|-----------------------|-----------------------|---------------|------------------------|
| 102.0 ±2.0          | 65.8 ±1.3           | 15.0 ±0.5   | 4.016 ±0.079          | 2.591 ±0.051          | 0.591 ±0.020  | uncoated <sup>1)</sup> |
| 104.8 max.          | 63.7 min.           | 16.3 max.   | 4.126 max.            | 2.508 min.            | 0.642 max.    | coated                 |

### Characteristics and ordering codes

| Material | A <sub>L</sub> value<br>nH | μ <sub>i</sub><br>(approx.) | Ordering code   | Magnetic characteristics |                      |                                   |                                   | Approx.<br>weight<br>g |
|----------|----------------------------|-----------------------------|-----------------|--------------------------|----------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|------------------------|
|          |                            |                             |                 | ΣI/A<br>mm <sup>-1</sup> | l <sub>e</sub><br>mm | A <sub>e</sub><br>mm <sup>2</sup> | V <sub>e</sub><br>mm <sup>3</sup> |                        |
| N87      | 2880 ±25%                  | 2200                        | B64290L0084X087 | 0.96                     | 255.3                | 267.2                             | 68220                             | 330                    |
| N30      | 5500 ±25%                  | 4200                        | B64290L0084X830 |                          |                      |                                   |                                   |                        |
| T65      | 6500 ±30%                  | 5000                        | B64290L0084X065 |                          |                      |                                   |                                   |                        |

Рис. 2.9 Характеристики обраного сердечника

### 2.3 Розрахунок вихідного LC-фільтра

Індуктивність дроселя вихідного фільтра визначається, виходячи з струму пульсацій, прикладеної напруги і коефіцієнта заповнення. Прикладена напруга дорівнює напрузі на вторинній обвитці трансформатора за вирахуванням падіння на діоді. Застосуємо рівняння дроселя:

$$L = V * \frac{dt}{di} = 0.5 * 0.95 * 25 * \frac{10^{-6}}{2} = 4.75 \text{ мГн} \quad 2.3$$

Таким чином, потрібно два дроселя з індуктивністю 4.75 мГн, які розраховані на половину максимального вихідного струму 1000/2=500А.



Ємність вихідного конденсатора визначається вимогами до величини напруги пульсацій. Ми хочемо отримати пульсації 300 мВ і ток пульсацій 2.0А. Виберемо еквівалентний послідовний опір і ємність конденсатора, використовуючи правило «однієї третини і двох третин»:

$$EPC = 200\text{мВ}/2.0\text{А} = 100\text{мОм}$$

Ємнісний опір і ємність конденсатора рівні:

$$X_C = 100\text{мВ}/2,0\text{А} = 50\text{мОм}$$

$$C = 1/(2 * \pi * 20\text{кГц} * 50\text{мОм}) = 162\text{мкФ}$$

Реальні параметри LC-фільтра слід уточнити в процесі моделювання роботи перетворювача з точки зору забезпечення прийнятних динамічних характеристик.

#### 2.4 Розрахунок ємності подільника напруги

Визначимо ємність дільника на вході напівмостового перетворювача, виходячи з того що  $U_{\text{вх}} = 535\text{В}$ ;  $f = 20000\text{Гц}$ ;  $D = 0..0.95$ ;  $I_{\text{н}} = 500\text{А}$ ;  $n = W^2/W_1 = 0,7$ .

Перерахований струм навантаження:

$$I_{\text{н}} = nI_{\text{н}} = 0,7 * 500 = 350\text{А} \quad 2.4$$

Прийmemo допустимий коефіцієнт пульсацій напруги на конденсаторі  $k_i = 0,05$ .

Тоді допустима амплітуда пульсації:

$$U_{\sim C} = k_{\text{п}} * U_C = 0.05 * \frac{535}{2} = 13.4\text{В} \quad 2.5$$

Визначимо необхідну ємність дільника:

$$C = \frac{I_H D_{MAX}}{8fU_{\sim C}} = \frac{350 \cdot 0.95}{8 \cdot 20000 \cdot 13.4} = \frac{332.5}{2144000} \approx 155 \mu\text{кФ} \quad 2.6$$

Будемо орієнтуватися на плівкові конденсатори фірми ELECTRONICON, які, на відміну від звичайних електролітичних конденсаторів не мають вроджених вад, таких як невисокий допустимий струм пульсацій, низька захищеність від механічних впливів, необхідність послідовного з'єднання в високовольтичних застосуваннях. Виберемо конденсатори ELECTRONICON- 900В-52мкФ  $\pm 20\%$ , підключивши по три паралельно, що сумарно і дасть 156мкФ.

## 2.5 Вибір вихідного конденсатора

Вихідний конденсатор потрібен для мінімізації викидів напруги і пульсацій на виході понижуючого перетворювача. Великі викиди викликаються недостатньою вихідною ємністю, а великі пульсації напруги - недостатньою ємністю і високим еквівалентним послідовним опором вихідного конденсатора. Максимально допустимі викиди напруги і амплітуда пульсацій зазвичай визначаються під час розробки. Таким чином, для забезпечення вимог до пульсацій необхідно включати вихідний конденсатор з достатньою місткістю.

Проблема викиду (коли вихідна напруга перевищує напругу стабілізації під час різкого відключення навантаження від виходу при спрацьовуванні автоматичного вимикача, що перевіряємо) вимагає, щоб вихідний конденсатор був досить великим для запобігання передачі енергії дроселя, рівень якої вище певного максимуму. Величина перевищення вихідної напруги може бути розрахована за наступною формулою:

$$\Delta U = \left( \sqrt{U_{out} \frac{L \left( I_{НОМ} + \frac{\Delta I_{inductor}}{2} \right)^2}{C_0}} \right) - U_{out} \quad 2.7$$

Перетворюючи рівняння (2.7) отримаємо:

$$C_0 = \frac{L \left( I_{НОМ} + \frac{\Delta I_{inductor}}{2} \right)^2}{(\Delta U + U_{out})^2 - U_{out}^2} \quad 2.8$$

де:  $C_0$  - дорівнює вихідній ємності, а  $\Delta U$  дорівнює максимуму викиду вихідної напруги.

Тоді вихідна ємність:

$$C_0 = \frac{0.0002 * \left( 500 + \frac{4.75}{2} \right)^2}{(50 + 1.75)^2 - 1.75^2} = 0.02 \Phi = 20000 \text{ мкФ}.$$

Пульсації на виході при застосуванні тільки цієї ємності розраховуються за такою формулою:

$$U_{OUT_{capacitor}} = \frac{1}{2 * C_0} * \frac{U_{INmax} * U_{OUT}}{L} * \left( \frac{U_{OUT}}{U_{INmax}} * \frac{1}{f_{sw}} \right)^2 = 0.47 \text{ В} \quad 2.9$$

## 2.6 Розрахунок датчиків керуючої частини

Вибір датчика пов'язаний як з технічними, так і з економічними параметрами. Тому повинні бути прийняті до уваги всі аспекти його застосування. Серед технічних параметрів особливу увагу потрібно приділити наступним:

електричні впливи;

механічні впливи;

температурні впливи;  
умови експлуатації.

На практиці часто виникає комбінація декількох факторів, які повинні бути оцінені в своїй сукупності для вибору найбільш відповідного варіанту датчиків. Наприклад, вимірювальний струм не є номінальним, здійснюються магнітний, температурний і механічний впливи, відбуваються тимчасові перевантаження і т.і. Таким чином, вся сукупність параметрів може впливати на точність перетворення датчика.

Як датчики температури будемо застосовувати нелінійний резистор з негативним коефіцієнтом опору. Як датчики напруги та струму будемо застосовувати датчики шведської фірми «LEM», добре зарекомендувала себе на українському ринку ізолюваних датчиків напруги і струму.

При простому застосуванні датчика необхідно звернутися до загального каталогу LEM, який охоплює широкий діапазон вироблених фірмою датчиків до їхніх суттєвих ознак в табличній формі. Також слід зазначити, що більшість датчиків LEM можуть використовувати однополярну напругу для перетворення односпрямованих струмів, що дає можливість отримати значну економію на блоці живлення.

В цьому випадку до уваги повинно бути прийнято наступне [11]:

Напруга живлення - це сума позитивних і негативних напруг, зазначених в технічному паспорті.

Навантажувальний опір має бути розрахований таким чином, щоб не допустити перевищення розсіюється в вихідному каскаді датчика. У першому наближенні не потрібно додаткових розрахунків, якщо первинний струм не перевищує половини номінального первинного струму для конкретного типу датчика.

Так як підсилювач датчика розроблений для двополярного джерела живлення, а використовується з однополярним, в вимірювальне коло повинні бути вбудовані діоди, як показано на Рис.2.10. Це дозволить компенсувати залишкову напругу через невикористаний вихідний транзистор.

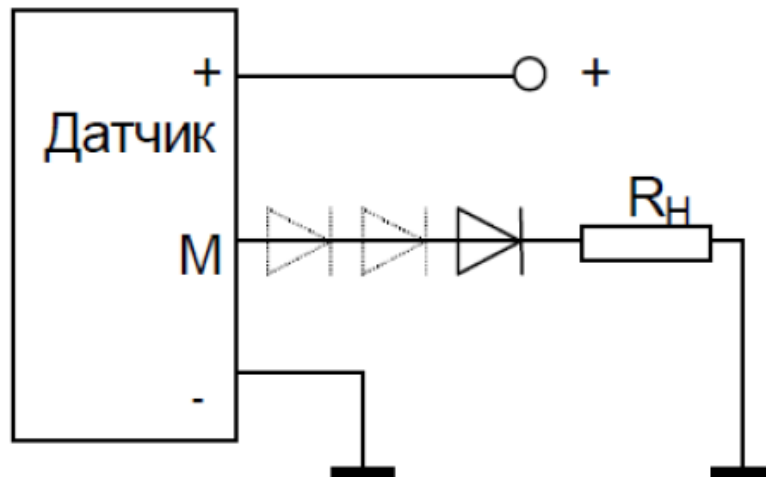


Рис. 2.10 Включення діодів при однополярному живленні.

## 2.7 Розрахунок резистора навантаження і визначення масштабу датчика вхідної напруги

Розрахуємо навантажувальний резистор датчика вхідного напруги. У перетворювачі застосований датчик типу LV 25-P. Він побудований за принципом перетворення вхідного струму, пропорційного прикладеній напрузі (постійній, змінній, імпульсній і т.і.) в пропорційний вихідний струм з гальванічною розв'язкою між первинним (силовим) і вторинним (вимірювальним) колами.

Електричні параметри:

|                                       |              |
|---------------------------------------|--------------|
| Номінальний вхідний струм, еф.знач.   | 10 мА        |
| Діапазон перетворення                 | 0 .. ± 14 мА |
| Номінальний аналоговий вихідний струм | 25 мА        |
| Коефіцієнт трансформації              | 2500 : 1000  |
| Напруга живлення (± 5%)               | ± 15 В       |

Електрична міцність ізоляції, 50 Гц, 1 хв      2,5 кВ

Для простоти розрахунку датчика припускаємо, що у нас баластовий резистор датчика дорівнює 100 кОм, при напрузі  $U = 1000$  В. Тоді

$$I_{вх} = U_{вх}/R_{нагр} = 600/100\text{мОм} = 6\text{мА} \quad 2.10$$

Отримали струм на вході датчика 6 мА, тоді враховуючи коефіцієнт трансформації (2500 1000) струм на виході датчика буде дорівнює 15 мА.

Тоді вихідна напруга при струмі 15 мА і навантажувальному опорі 200 Ом буде:

$$U_{вих} = I_{вих} * R_{нагр} = 15\text{мА} * 200 \text{ Ом} = 3,0\text{В} \quad 2.11$$

Даний масштаб повністю задовольняє нашим вимогам, тому застосуємо даний навантажувальний резистор. Визначимо потужність навантажувального резистора. Струм через резистор буде визначатися виразом:

$$I = U_{in}/(R1 + R2) \quad 2.12$$

$$I = 3/200 = 0.015\text{А}$$

Тоді потужність, що розсіюється на резисторі складе:

$$P = U * I = \frac{U^2}{R} = I^2 * R \quad 2.13$$

Тоді потужність, що розсіюється на резисторі R складе:

$$P = 0.015^2 * 200 = 0.045\text{Вт}$$

Виходячи з цього, в якості R може бути використаний чіп-резистор розмірності 1206 з потужністю 0,125Вт.

## 2.8 Розрахунок дільника і визначення масштабу вимірювання вхідної напруги.

Для вихідної напруги, коли гальванічна розв'язка не потрібна, а його величина становить близько 28 В, немає сенсу застосовувати відносно дорогий датчик напруги. Для цілей вимірювання підійде простий резистивний дільник (рис. 2.11).

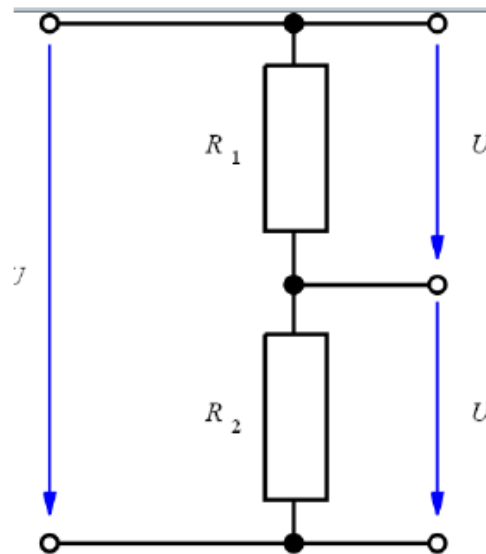


Рис. 2.11 Резистивний дільник напруги.

Зробимо його розрахунок за формулою

$$U_{out} = U_{in} R_2 / (R_1 + R_2) \quad 2.14$$

де позначені:  $U_{out}$  - вихідна напруга дільника;  $U_{in}$  - вхідна напруга дільника;  $R_1$  - «Верхній» резистор;  $R_2$  - «нижній» резистор дільника.

Підбираємо співвідношення резисторів  $R_1 = 4,3 \text{ кОм}$ ;  $R_2 = 470 \text{ Ом}$ , тоді на виході з дільника матимемо:

$$U_{out} = 28 * \frac{470}{4300 + 470} = 2.8\text{В}$$

Таким чином, оскільки отриманий масштаб «28В = 2,8В» нас влаштовує, приймаємо дане співвідношення резисторів. Визначимо потужність резисторів. Струм через резистори буде однаковий і за формулою (2.12) складе:

$$I = \frac{U_{in}}{R_1 + R_2} = \frac{28}{4300 + 470} = 0.006 \text{ В} \quad 2.15$$

Тоді потужність, що розсіюється на резисторі  $R_1$  за формулою (2.13) складе:

$$P_1 = 0.006^2 * 4300 = 0.16 \text{ Вт.}$$

Потужність, що розсіюється на резисторі  $R_2$  за формулою (2.13) складе:

$$P_2 = 0.006^2 * 470 = 0.02 \text{ Вт.}$$

Таким чином, резистор  $R_1$  встановимо потужністю 0,5 Вт (з запасом по потужності), а в якості  $R_2$  може бути використаний чіп-резистор розмірності 1206 з потужністю 0,125 Вт.

## 2.9 Розрахунок резистора навантаження і визначення масштабу датчика вхідного струму.

Виберемо датчик струму LA 55-P, який призначений для електронного вимірювання струмів: постійного, змінного, імпульсного і т.і. з гальванічною розв'язкою між первинною (силовою) і вторинної сторонами. Електричні параметри цього датчика наведені нижче:

|                                     |                   |            |
|-------------------------------------|-------------------|------------|
| вторинне (вимірювальне) коло        | 50 А (еф.зн.)     |            |
| Номинальний вхідний струм           | від 0 до +/- 70 А |            |
| діапазон вимірів                    |                   |            |
| Величина резистора навантаження при | + 70 ° С          |            |
|                                     | $R_H$ мін         | $R_H$ макс |
| при + / - 12 В до +/- 50 А          | 10 Ом             | 100 Ом     |
| до +/- 70 А                         | 10 Ом             | 50 Ом      |



|                                       |                               |        |
|---------------------------------------|-------------------------------|--------|
| при + / - 15 В до +/- 50 А            | 50 Ом                         | 160 Ом |
| до +/- 70 А                           | 50 Ом                         | 90 Ом  |
| Номинальний аналоговий вихідний струм | 50 мА                         |        |
| Коефіцієнт трансформації              | 1: 1000                       |        |
| Повна точність вимірювання            |                               |        |
| при + 25 ° С і при +/- 15 В           | +/- 0,65% від номінального    |        |
| вхідного струму                       |                               |        |
| при + 25 ° С і при +/- 12 В           | +/- 0,9% від Iном             |        |
| Напруга живлення                      | + і - 12 ... 15 В (+/- 5%)    |        |
| Діелектрична міцність ізоляції        | 2 кВ (еф.зн.) / 50 Гц / 1 хв. |        |

З огляду на коефіцієнт трансформації (1: 1000) датчика отримуємо вихідний струм:

$$I_{\text{вих}} = I_{\text{вх}}/1000 \quad 2.16$$

$$I_{\text{вих}} = I_{\text{вх}}/1000 = 50/1000 = 0,05\text{А}$$

Прийmemo величину резистора навантаження, рівну 62 Ом, тоді:

$$U_{\text{вих}} = I_{\text{вих}} * R \quad 2.17$$

$$U_{\text{вих}} = I_{\text{вих}} * R = 0.05 * 62 = 3.1\text{В}$$

Отримуємо масштаб: 50 А = 3,1 В

### **2.10 Розрахунок резистора навантаження і визначення масштабу датчика струму навантаження**

Так як на виході величини струмів досить великі, виберемо датчик струму LT-300, який відрізняється від попереднього величиною вимірюваного струму (до 300А) і коефіцієнтом трансформації 1:3000. Оберемо величину навантажувального резистора, рівну 51 Ом. Тоді отримуємо:

$$I_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{ВХ}} / 3000 = 270 / 1000 = 0,09 \text{ А}$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{ВЫХ}} * R = 0,09 * 51 = 4,59 \text{ В}$$

Таким чином, отримуємо масштаб: 270 А = 4,59 В

### 2.11 Вибір датчика температури і обчислення масштабів

Зробимо розрахунок параметрів кола датчика температури. В охолоджувач перетворювача вбудований терморезистор фірми Philips, по специфікації даної фірми, що має позначення «type 640».

Технічні характеристики:

- |                                    |                         |
|------------------------------------|-------------------------|
| 1. Потужність розсіювання          | P = 0,25 W (0 - 55 ° C) |
| 2. Діапазон температури            | - 40 ° C, ..., +125 ° C |
| 3. Допуск по відхиленню опору      | ± 5%                    |
| 4. Час відгуку                     | 1,2с                    |
| 5. Опір при температурі T = 25 ° C | 10 кОм.                 |

Значення коефіцієнта «B» для даного типу терморезистора дорівнює B = 3300. B - коефіцієнт у формулі апроксимації дає хороші наближення при розрахунку очікуваного значення опору терморезистора Rn = 10 кОм при T = 25 ° C. Тоді очікувана величина опору терморезистора розраховується за формулою:

$$R_t = R_n * e^{B \left( \frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_n} \right)} \quad 2.18$$

Номінальна температура в Кельвінах визначається:

$$T_n = 25 + 273.15 = 298.15^\circ\text{K} \quad 2.19$$

Розрахункова температура визначається виразом:

$$T_1 = t + 273.15 \quad 2.20$$

У таблиці представлена експериментальна характеристика опору терморезистора залежно від температури.

| t, °C     | 22    | 25   | 30   | 35   | 40   | 45   | 50  | 60   | 70   | 80   | 85   | 90   | 95 |
|-----------|-------|------|------|------|------|------|-----|------|------|------|------|------|----|
| R,<br>кОм | 11,41 | 9,79 | 8,14 | 6,85 | 5,61 | 4,62 | 3,9 | 2,78 | 2,05 | 1,52 | 1,33 | 1,14 | 1  |

На рис. 2.12 наведені теоретичні криві нагріву терморезистора опору в кОм в залежності від температури. R1(T) - теоретична нагріву терморезистора, R2(T) - теоретична нагріву терморезистора в наконечнику, залитому епоксидною смолою.

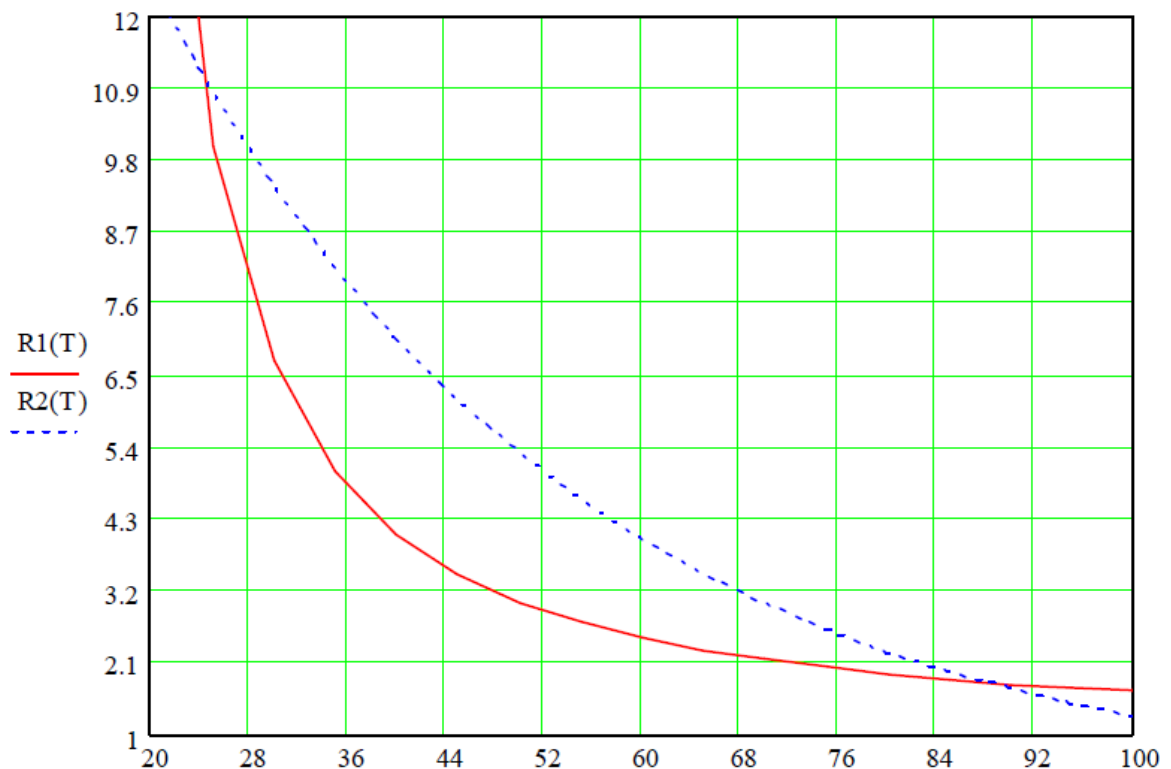


Рис. 2.12 Теоретичні криві нагріву терморезистора

Таким чином, використовуючи найпростіший дільник напруги, один з резисторів якого - терморезистор, а інший, підключений до шини живлення 5В і має опір 3 кОм, на вході мікроконтролера можна отримати напруги, які визначаються відношенням:

$$U_{vihl} = \frac{5}{\frac{R_1}{R_2} + 1} \quad 2.21$$

Звідси, підставивши дані отримаємо відповідність:

$$75^{\circ}\text{C} == 2\text{В}$$

$$65^{\circ}\text{C} == 2,37\text{В}$$

$$40^{\circ}\text{C} == 3,3\text{В}$$

$$35^{\circ}\text{C} == 3,5\text{В}$$

## 2.12 Розроблення електричної принципіальної схеми керування перетворювачем

На підставі технічного завдання, а також розглянутих вище питань можна побудувати наступну електричну принципіальну схему, представлену на рис. 2.13. Мікросхема DD1 є мікроконтролером ATMega128. За допомогою кварцового резонатора Z1 задається тактова частота 16 МГц. За допомогою світлодіодів HL2, HL3, HL4 індукується режими роботи. Дворозрядний семисегментний світлодіодний індикатор HL1 дозволяє відображати коди помилок. Шина даних мікроконтролера DD1 (порт А) з'єднана з цим індикатором через два буферних регістра DD2, DD3. Дані переписуються з шини даних в буферний регістр і на його вихід за сигналом CS1, CS2 відповідно.

З'єднувач ХРЗ дозволяє підключити програматор, який дозволить програмувати мікроконтролер прямо на платі. Мікросхема DA1 є джерелом опорної напруги, що дозволяє мати незалежне від коливань живлення і температурного дрейфу напруги для АЦП. Вона перетворює 15В в стабілізовані 5В.



З ніжки мікроконтролера PB5 і PB6 йдуть імпульси (ШІМ сигнал), при цьому, як тільки з компараторів які знаходяться в мікросхемі DA2, приходить сигнал про струмообмеження або про максимальний струм, цей сигнал надходить одночасно на мікроконтролер і через схему діодного АБО VD1-VD2 на тригери в мікросхемі DD5. При цьому стан виходів тригерів змінюється на протилежне (1 → 0). Мікросхема DD4, працюючи спільно з тригером виключає проходження імпульсу при перекиданні тригера. Таким чином, будь-який з 0 які приходить на тригери забезпечує неактивний стан силового транзистора до наступного імпульсу який приходить з мікроконтролера.

Виводи 56 ... 61 використовуються вхідними для АЦП мікроконтролера. На них подаються всі вимірювані аналогові величини з датчиків, параметри яких і їх масштаби розглянуті в пункті 2.12. З'єднувач XP1 дозволяє підвести з даної плати живлення для плати драйверів, яке забезпечить узгодження рівнів і сервісні функції при роботі з IGBT транзистором.

За допомогою з'єднувача XP2 передається сигнал керування транзисторами і приймається сигнал про спрацювання захисту по струму з драйвера транзисторного модуля.

За допомогою з'єднувачів XP4, XP5 підключається нелінійний резистор, що є датчиком температури. Спільно з резисторами R54, R60 відповідно дані датчики утворюють дільник напруги, величина вихідної напруги з якого залежить від температури.

З'єднувач XP7 дозволяє підключити датчик струму навантаження. Діоди VD8, VD9 дозволяють використовувати даний датчик при однополярному живленні. Діод VD7 забезпечує захист від імпульсних перешкод вище рівня 5В, які могли б викликати вихід АЦП мікроконтролера з ладу. Резистор R64 є навантажувальним для датчика.

З'єднувач XP9 дозволяє підключити вихідну напругу з перетворювача для його вимірювання і можливості регулювання. Резистори R69, R71 утворюють резистивний дільник для нормування сигналу про вихідну напругу до рівнів, допустимих для оцифровки. Конденсатор C48 згладжує перешкоди, а стабілітрон VD16 забезпечує захист від підвищення цифруємої напруги вище позначки 4,3 В.

З'єднувач XP8 дозволяє підключити датчик вхідного струму і вхідної напруги. Діоди VD11, VD12, VD13, VD14 дозволяють використовувати даний датчик при однополярному живленні. Діоди VD10, VD15 забезпечують захист від імпульсних перешкод вище рівня 5В, які могли б викликати вихід АЦП мікроконтролера з ладу. Резистори R67, R72 є навантажувальними для датчиків. Мікросхеми U2, U3 є імпульсними блоками живлення, перетворюють напругу 24В в напругу 15В. Перетворення в рівень 5В здійснюється за допомогою лінійного стабілізатора напруги типу 7805.

Оптопара DA4 забезпечує керування включенням вентилятора обдування охолоджувача силової частини.

Мікросхема DD8 є драйвером інтерфейсу RS-485. Самовідновлювані запобіжники FP1 і FP2 спільно з захисними діодами VD4, VD5 утворюють коло захисту від помилкового підключення проводів в мережі RS-485. Ізольоване джерело живлення U1, перетворює напругу 5В в таке ж за рівнем, але ізольовану напругу для живлення оптопар DD7 і DA5.

Оптопари DD6, DD7, DA5 забезпечують гальванічну розв'язку сигналів зчитування, запису і стробування передачі даних. Дана частина схеми дозволяє передавати дані про стан перетворювача, а також сповіщати систему верхнього рівня про помилки в роботі.

Мікросхема DA7 (FT232RL) реалізує віртуальний COM порт за допомогою інтерфейсу USB, опторозв'язки DD9 і DD10 служать для повної

ізоляції діагностичного комп'ютера і схеми. Роз'єм XS1 - це роз'єм для підключення діагностичного комп'ютера.

Дана частина схеми дозволяє підключити даний перетворювач до будь-якого сучасного комп'ютера, в тому числі ноутбука, до складу якого не входить фізичний COM порт.

### **2.13 Розроблення програми керування перетворювачем від комп'ютера**

Середовище програмування LabVIEW фірми National Instruments - є досить зручним засобом програмування, яке широко використовується для автоматизації та керування як різними технологічними процесам в промисловості так і в наукових дослідженнях. В основі програмування в LabVIEW лежить поняття Віртуальних приладів (Virtual Instruments, VI). Будь-яка програма являє собою такий віртуальний прилад - є «передня панель» (Front Panel) і «схема» (Block Diagram). На передній панелі, як і належить, розташовуються елементи керування програмою - кнопки, графіки, вимикачі тощо. Блок-схема - це, по суті, і є сама програма.

При написанні (а вірніше створенні, тому що писати доводиться не так вже й багато) програми використовується таке поняття, як «Потік даних» (Data Flow). Суть його в тому, що всі елементи програми (Які представлені графічно) зв'язуються між собою зв'язками (дротами, нитками) за якими і відбувається передача даних.

У LabVIEW створюється призначений для користувача інтерфейс (передня панель), з керуючими елементами і індикаторами. Керуючі елементи - це тумблери, кнопки, поля введення і інші пристрої введення. Індикатори - це графіки, шкали, лампочки, текстові поля тощо. Після створення призначеного для користувача інтерфейсу, ви додасте програмний код, який



керує об'єктами на передній панелі. Цей код міститься в схемі (block diagram). Цей код чимось нагадує собою блок-схему, хоча відмінностей багато.

LabVIEW можна використовувати для того, щоб керувати різними обладнаннями, таким, як, пристрої збору даних, різні датчики, пристрої спостереження, рухові пристрої (наприклад, крокові двигуни) тощо, а так само GPIB, PXI, VXI, RS-232 і RS-485 пристрої.

Використовуючи LabVIEW, можна створювати додатки для тестування і вимірювань, збору даних, керування різними зовнішніми пристроями, генерації звітів. На підставі сказаного можна розробити віртуальний прилад, який дозволить керувати вихідною напругою лабораторного блоку живлення, задавати величину струмообмеження, а також відображати його параметри. При цьому дана програма буде зв'язуватися з блоком живлення по інтерфейсу USB. Зрозуміло, користувач може в цьому випадку написати свою програму для зв'язку з цього інтерфейсу в будь-якому зручному середовищі і включити даний блок живлення в свою систему контролю параметрів. Крім того, додатково в блоці живлення передбачений інтерфейс RS-485, який також можна використовувати для керування. В цьому випадку з'являється можливість включити блок живлення в промислову мережу і забезпечити його керування відповідно до необхідних параметрів технологічного процесу.

На рис. 2.14 представлений розроблений віртуальний прилад, а на рис. 2.15 - фрагмент блоків програми.

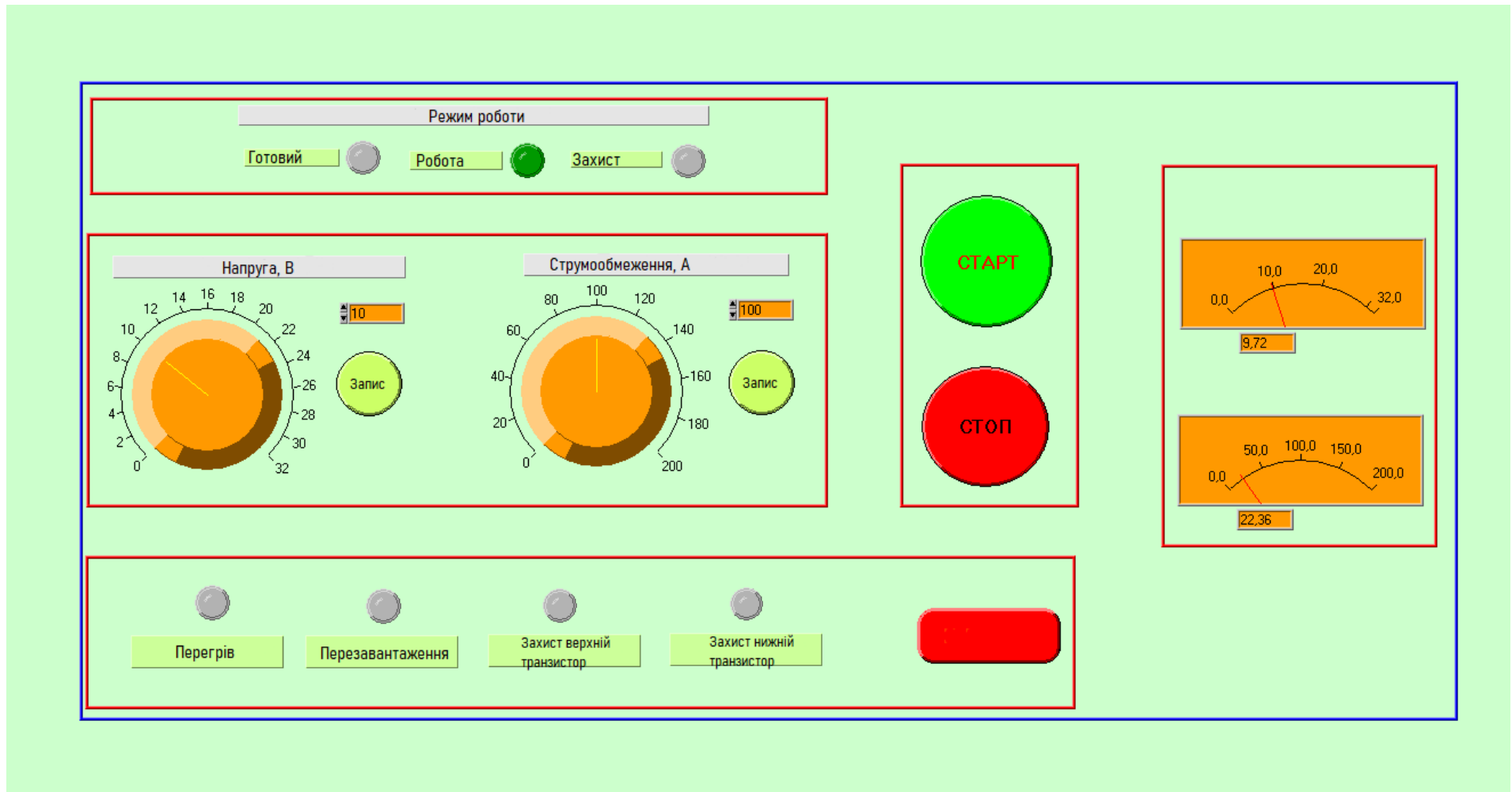


Рис. 2.14 Вікно віртуального приладу

Розроблений прилад є, по суті, панелью керування лабораторним блоком живлення і містить кнопки включення, відключення і скидання захистів. Крім того, є можливість завдання вихідної напруги в діапазоні 0 ... 32В, а також уставки струмообмеження в діапазоні 0 ... 150А.

На моніторі відображаються режими роботи (готовий, робота, захист), а також розшифровка цих захистів (перегрів, перевантаження, захист верхнього і захист нижнього транзистора). У правій частині представлені два індикатори вимірюваної напруги і струму.

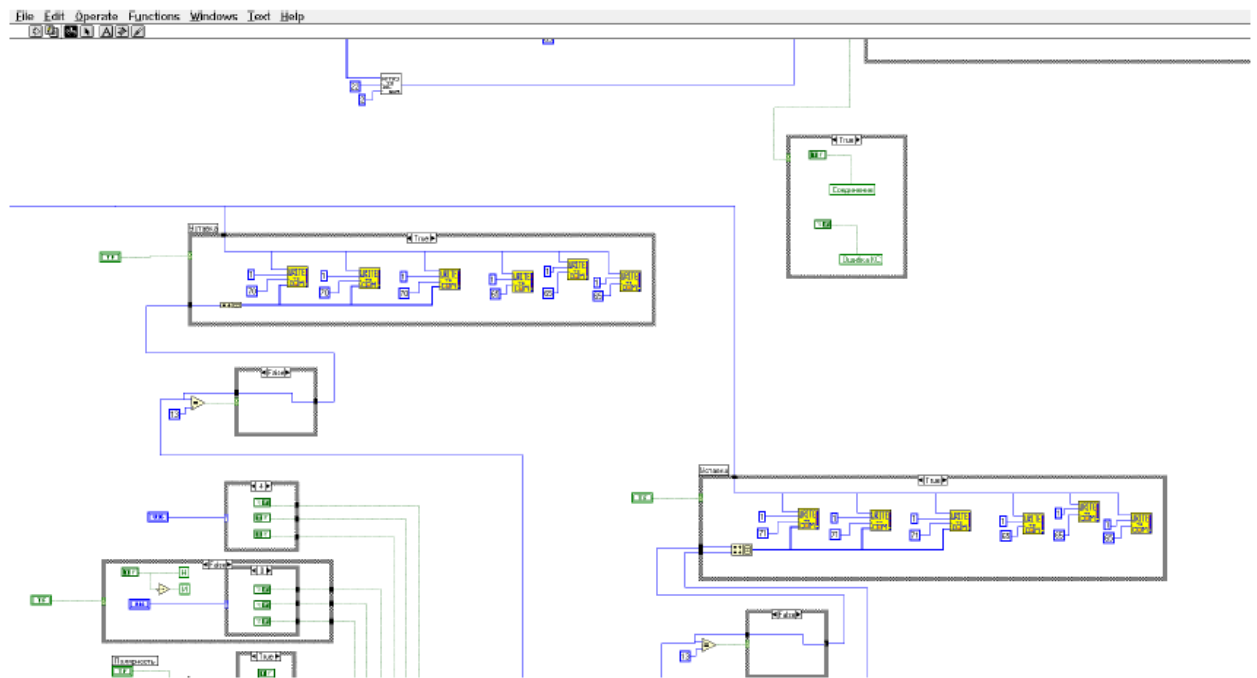


Рис. 2.15 Фрагмент блоків програми

## ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 2

1. Обґрунтований вибір апаратної платформи розроблюваної комп'ютерно-інтегрованої системи керування лабораторним джерелом живлення та на основі проведених розрахунків аргументований вибір силових транзисторів, імпульсного трансформатора, вихідного LC фільтра, ємності дільника напруги, вихідного конденсатора, датчиків керуючої частини, вхідної напруги, вхідного струму, струму навантаження та датчика температури, що відповідає основним вимогам доступності обладнання та його невисокої вартості.
2. Розроблена електрична принципіальна схема керування перетворювачем, в якій реалізований віртуальний COM порт за допомогою інтерфейсу USB, що дає можливість підключити даний перетворювач до будь-якого сучасного комп'ютера, в тому числі ноутбука, до складу якого фізичний COM порт не входить.
3. За допомогою середовища LabVIEW розроблений віртуальний прилад, який дозволяє керувати вихідною напругою лабораторного блоку живлення в діапазоні 0 ... 32В, задавати величину струмообмеження в діапазоні 0 ... 150А, а також відображати його параметри. При цьому дана програма буде зв'язуватися з блоком живлення по інтерфейсу USB. Крім того, додатково в блоці живлення передбачений інтерфейс RS-485, який також можна використовувати для керування.

## РОЗДІЛ 3. ПОБУДОВА ІМІТАЦІЙНОЇ МОДЕЛІ І ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЖИМІВ РОБОТИ

### 3.1 Розроблення імітаційної моделі перетворювача

На рис. 3.1 представлена імітаційна модель джерела живлення, яка виконана в системі Matlab- Simulink (MATLAB 7.6).

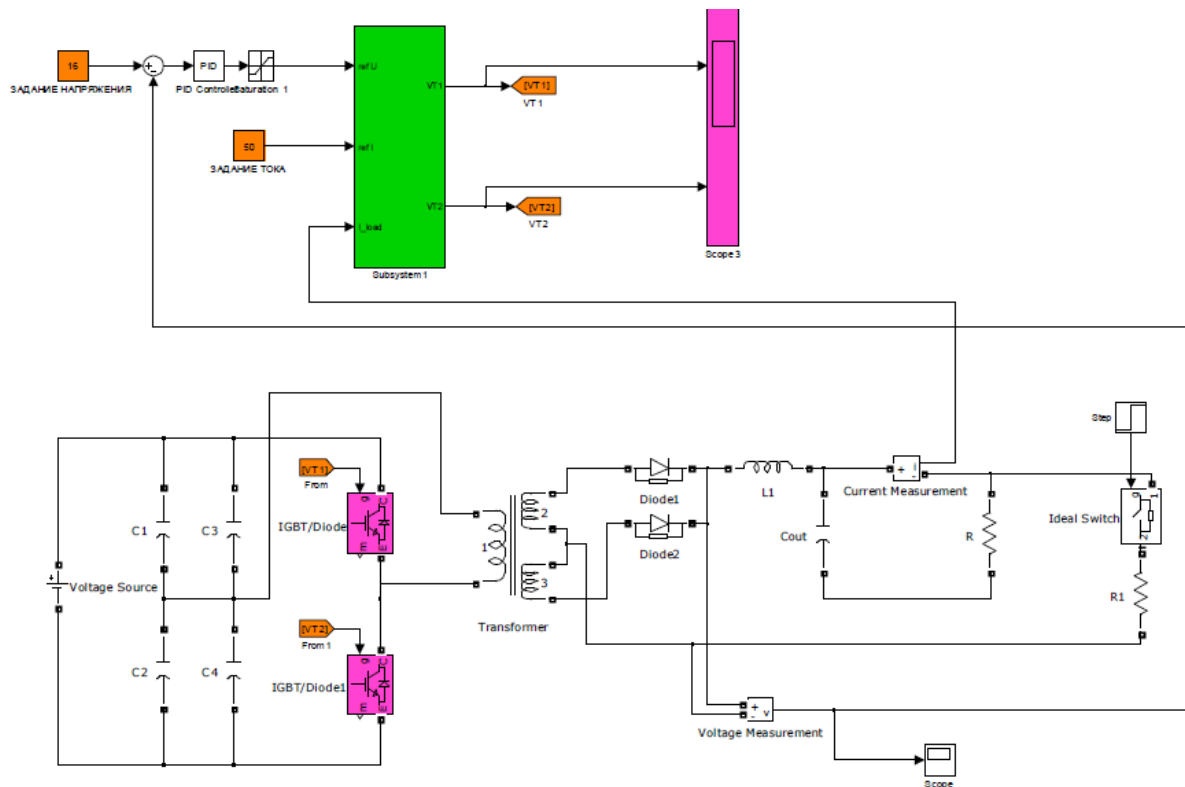


Рис. 3.1 Імітаційна модель джерела живлення

У верхній частині моделі представлена частина, що відноситься до системи керування. Завдання по вихідній напрузі порівнюється з вимірним значенням. Далі результат порівняння потрапляє на ПІД регулятор, на виході якого розташований блок насичення. Блок насичення відсікає всі величини, які менші 0.05. Це необхідно в силу того, що важливо враховувати час комутації транзисторів верхнього і нижнього плеча, тому коефіцієнт заповнення не повинен перевищувати величини 0.95.

Особливістю даної моделі є те, що на виході регулятора меншому бажаному коефіцієнту заповнення відповідає менше значення, а в блоці

Subsystem (який відповідає за розподіл імпульсів керування на транзистори), навпаки, чим вище завдання, тим вужче імпульс керування.

Нижня частина моделі є силова частина джерела живлення. Вона представлена джерелом постійної напруги, ємнісним дільником напруги, який також виконує функцію вхідного фільтра, транзисторів, трансформатором, дроселем L1, випрямними діодами VD1 і VD2, ємністю вихідного фільтра Cout і опором навантаження. При цьому випробуваний автоматичний вимикач представлений за допомогою комутатора і опору.

На рис. 3.2 представлена підсистема Subsystem, яка, як було сказано вище, відповідає за розподіл імпульсів керування на транзистори і власне забезпечує ШІМ. Сигнал з регулятора (ref) потрапляє на ШІМ генератор, другим вхідним сигналом яких є сигнал пілкоподібної форми. RS-тригери забезпечують зняття даного імпульсу ШІМ по сигналу з струмового компаратора і запам'ятовування цього стану аж до приходу наступного імпульсу ШІМ на його вихід скидання. Власне скидання імпульсу ШІМ на виході забезпечується логічним елементом I, на вході у якого сигнал з генератора імпульсів і сигнал з тригера.

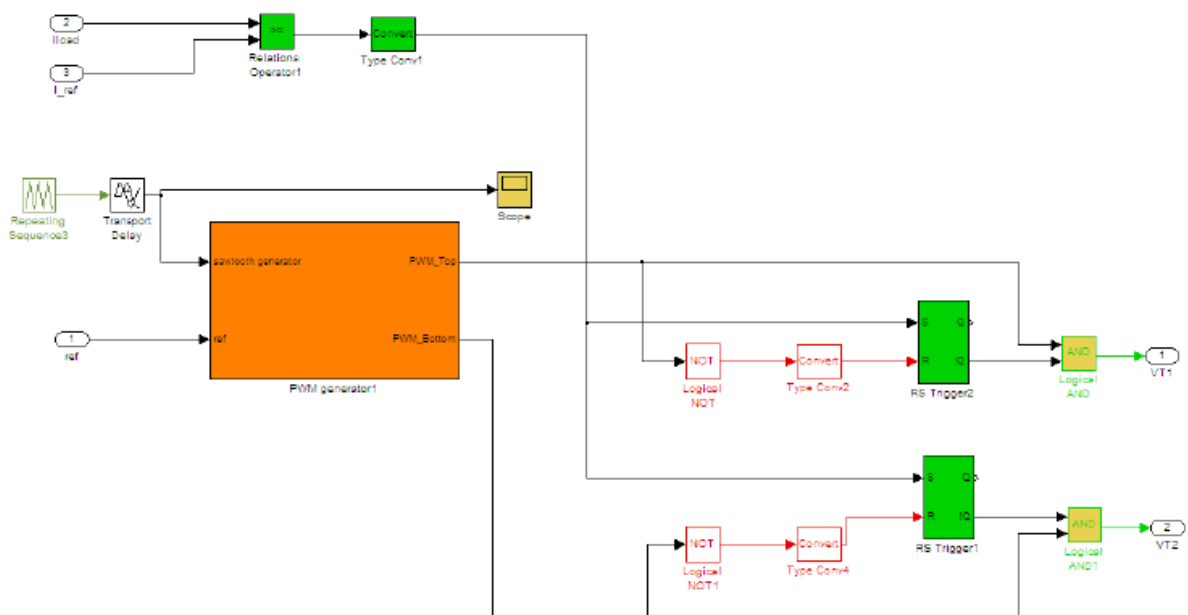


Рис. 3.2 Підсистема Subsystem

На рис. 3.3 представлена підсистема з моделлю ШІМ генератора. Її входом є сигнал системи керування, який віднімається з 1 для узгодження особливостей роботи модуля ШІМ і системи керування. Далі цей сигнал порівнюється з сигналом пилоподібної форми частотою 20 кГц (рис. 3.4) за допомогою компаратора (Comparator2) і надходить на вихід управління верхнім транзистором (PWM\_Top). Те ж саме відбувається і з управлінням нижнім транзистором.

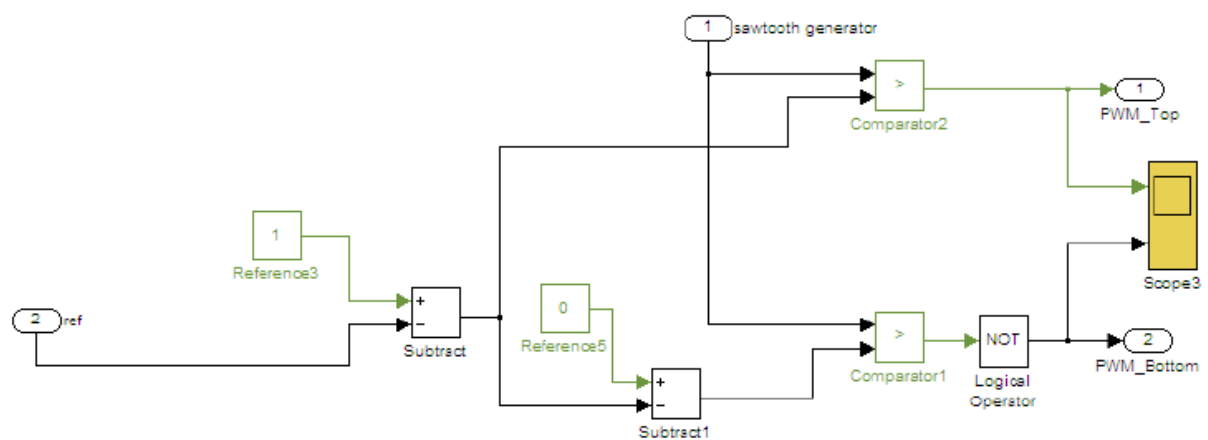


Рис 3.3 Підсистема з моделлю ШІМ генератора

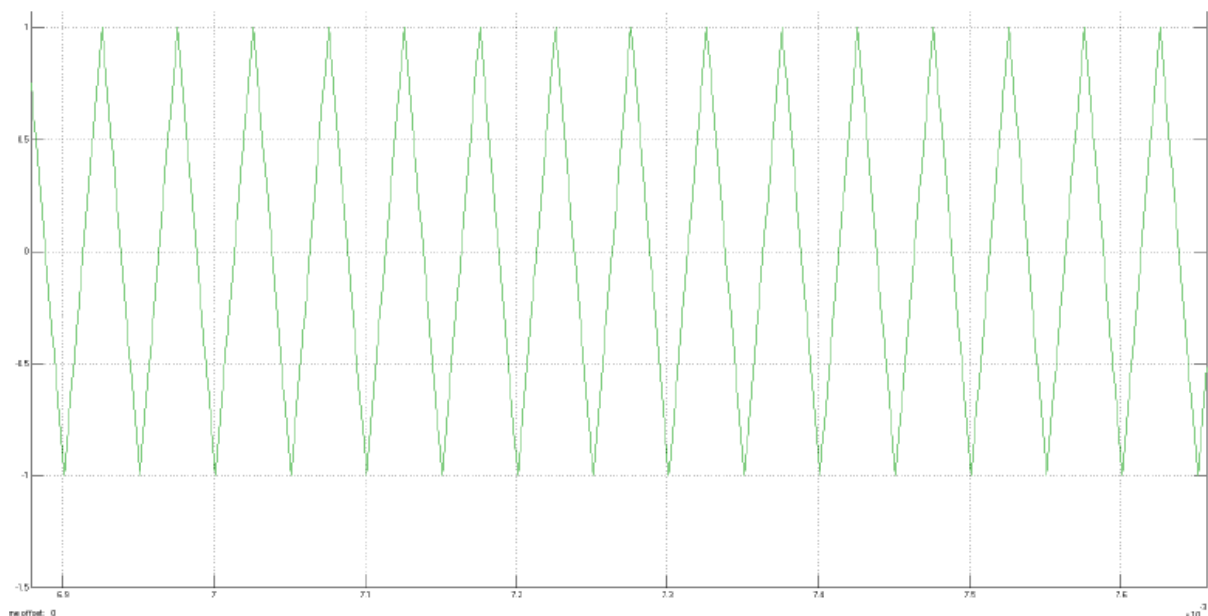


Рис. 3.4 Порівняння з сигналом пилоподібної форми

Відмінність полягає в тому, що порівняння йде з негативним значенням завдання (пилкоподібна напруга двуполярна), а отриманий сигнал інвертується. Це дозволяє отримати комплементарний по відношенню до PWM\_Top керуючий сигнал для нижнього транзистора PWM\_Bottom (рис. 3.5).

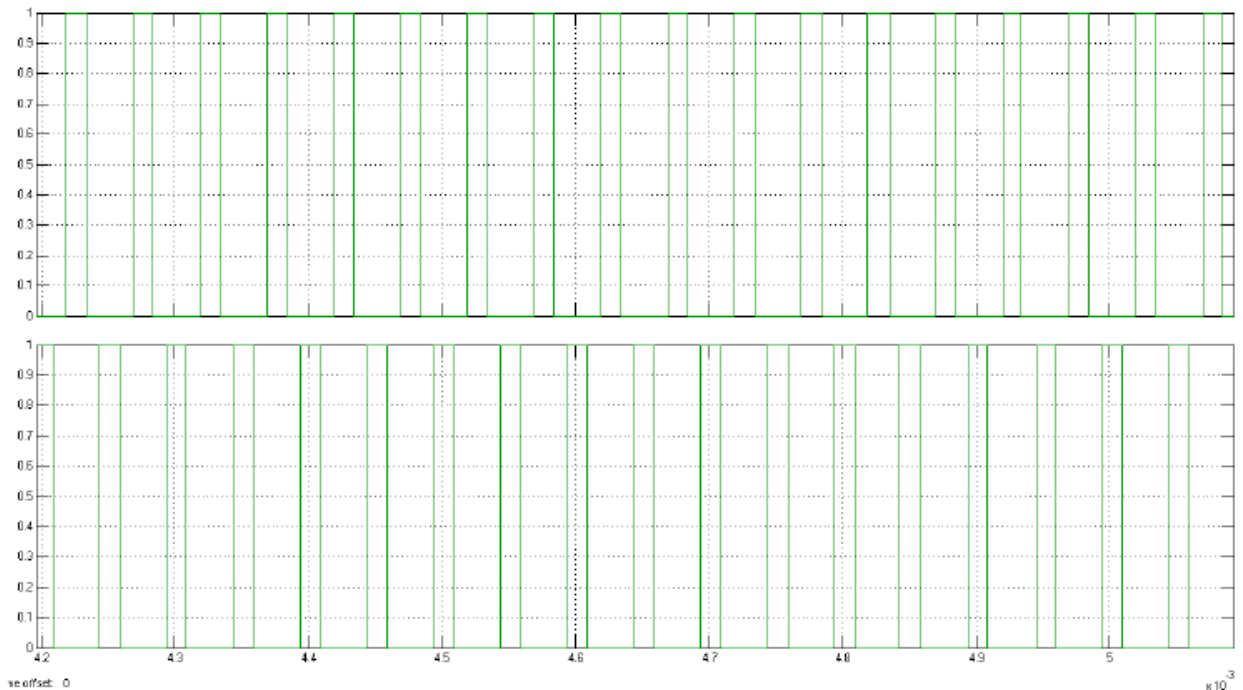


Рис. 3.5 Сигнали керування транзисторами

### 3.2 Дослідження режимів роботи

Промодельюємо отриману систему при різних величинах напруги завдання, вхідних напругах, а також величинах струмообмеження. З отриманих графіків видно (рис. 3.6 - 3.12), що розроблений блок живлення забезпечує стабілізацію вихідної напруги на заданому рівні при різних величинах вхідної напруги. Крім того, забезпечується важлива для такого роду пристроїв функція підтримки регульованої величини струмообмеження.



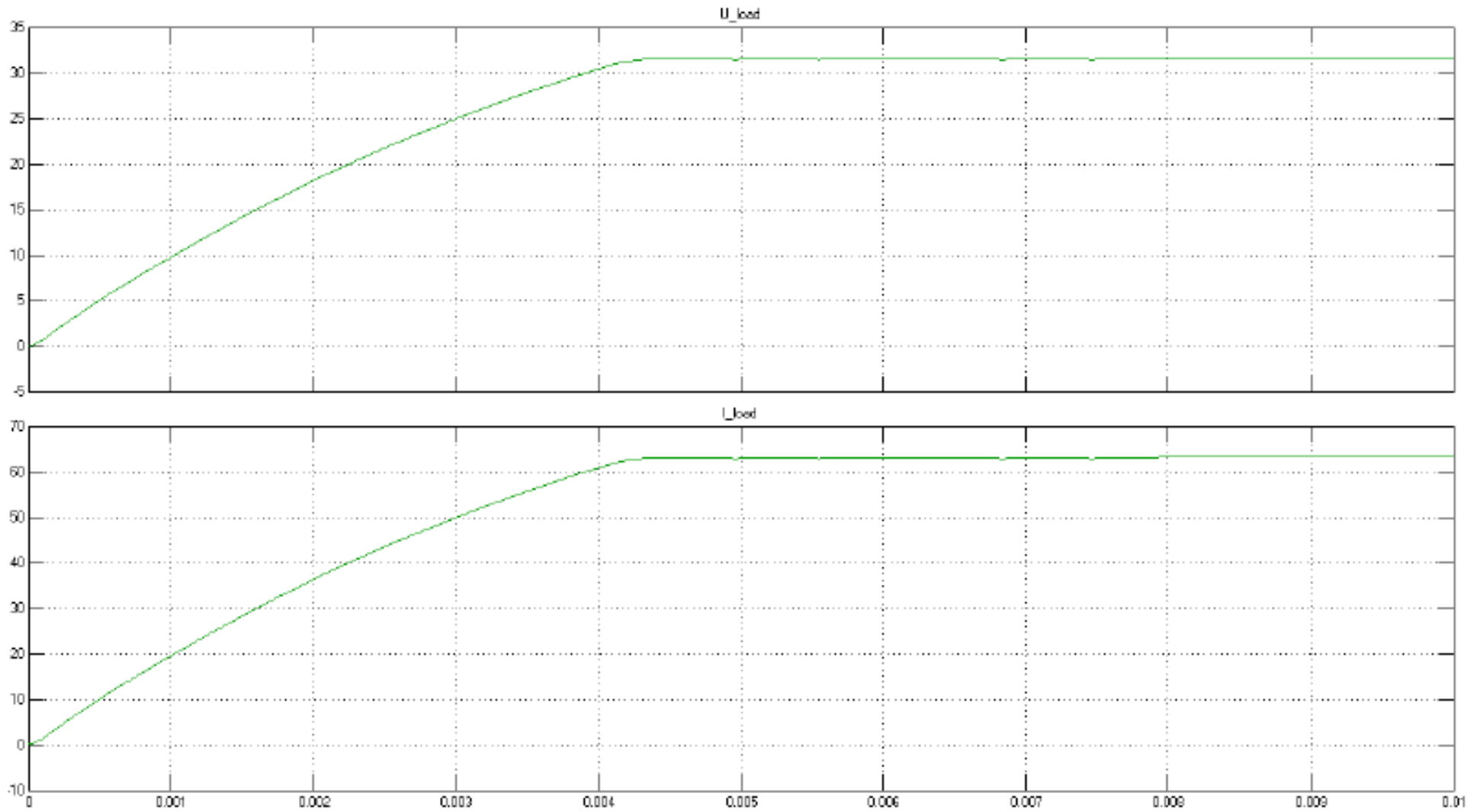


Рис. 3.6 Навантаження 60 А при завданні 32 В і струмообмеженні вище 60 А

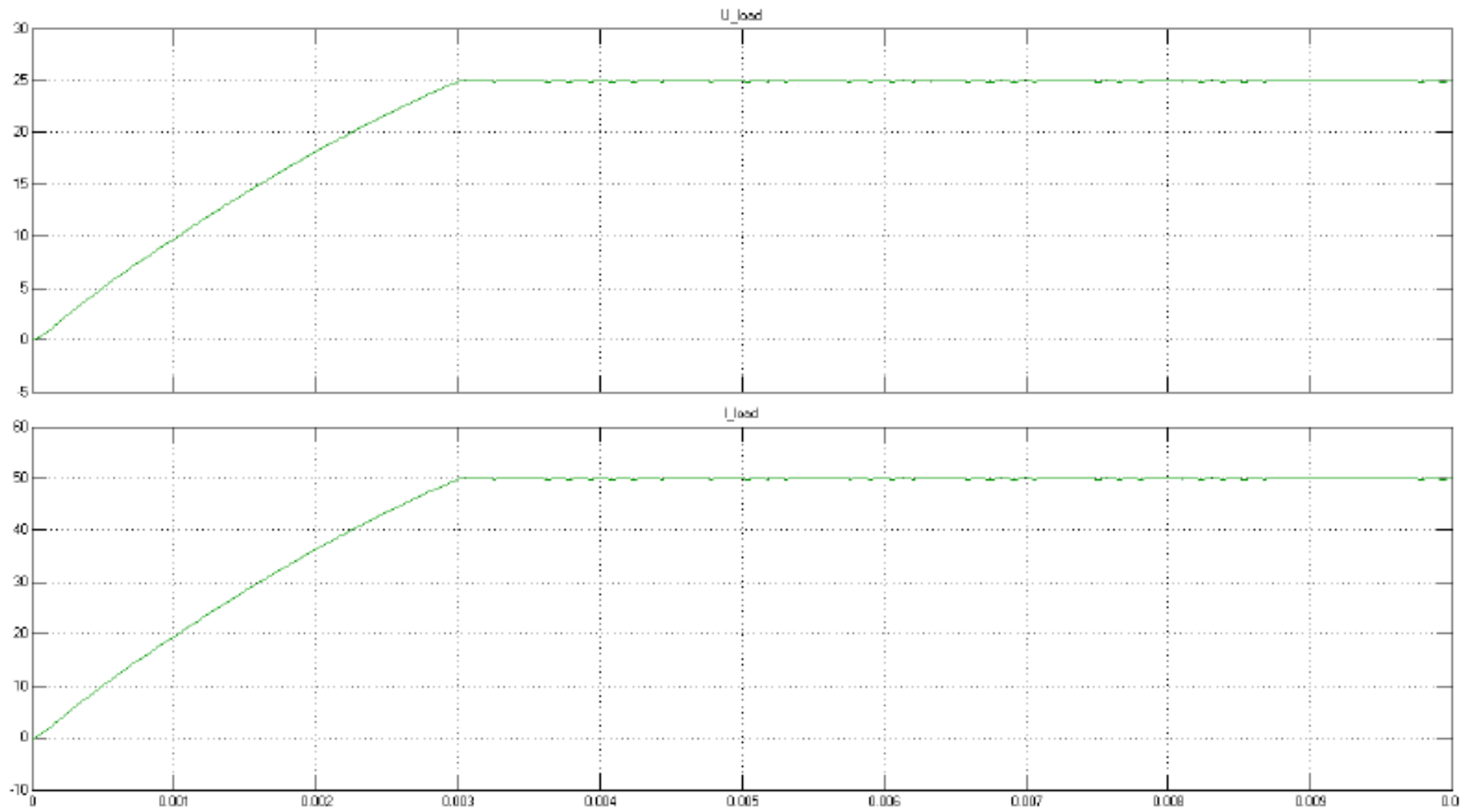


Рис. 3.7 Навантаження 60 А при завданні 32 В і струмообмеженні на рівні 50 А

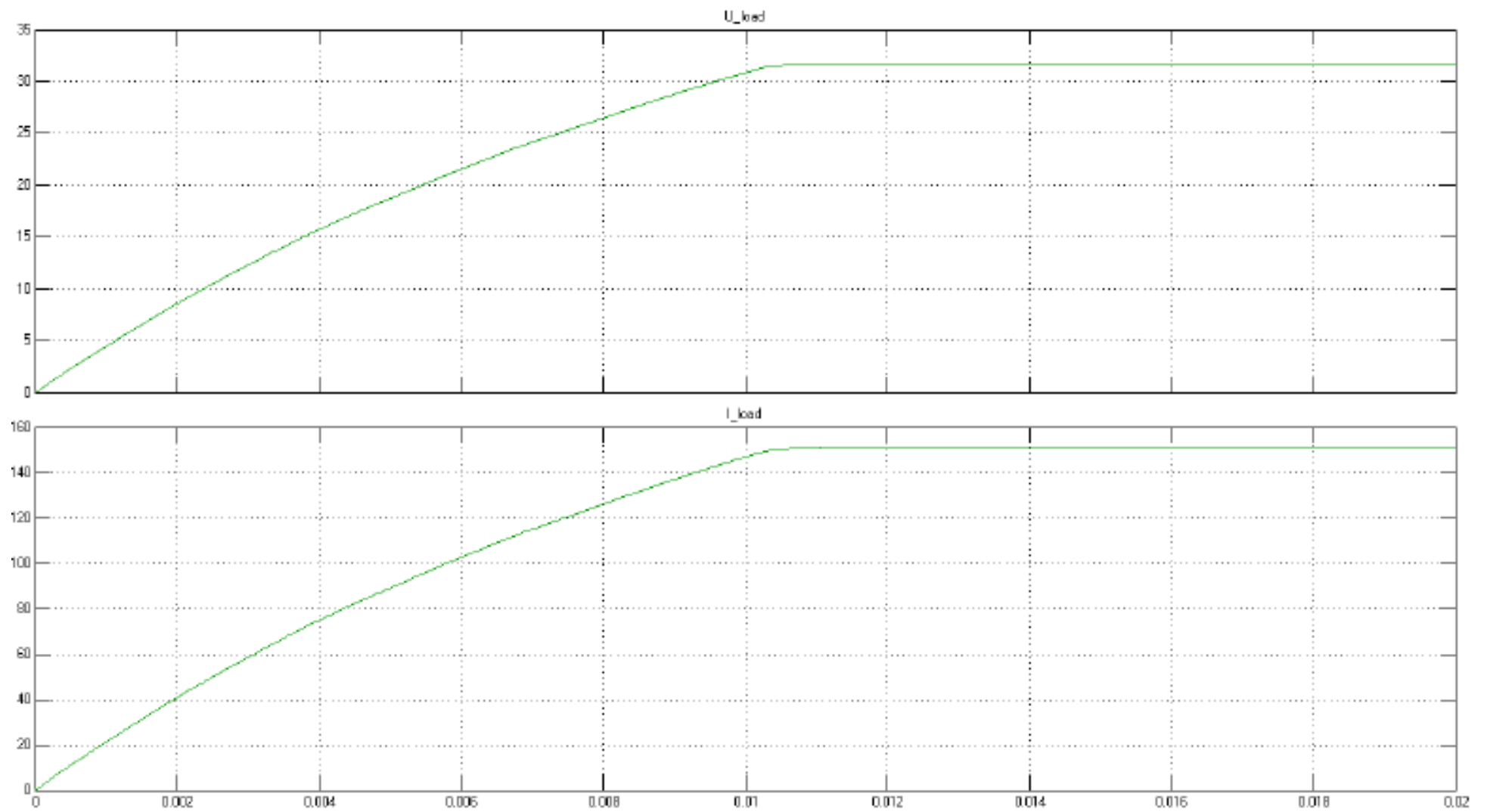


Рис. 3.8 Навантаження 150 А при завданні 32 В і струмообмеженні вище 150 А

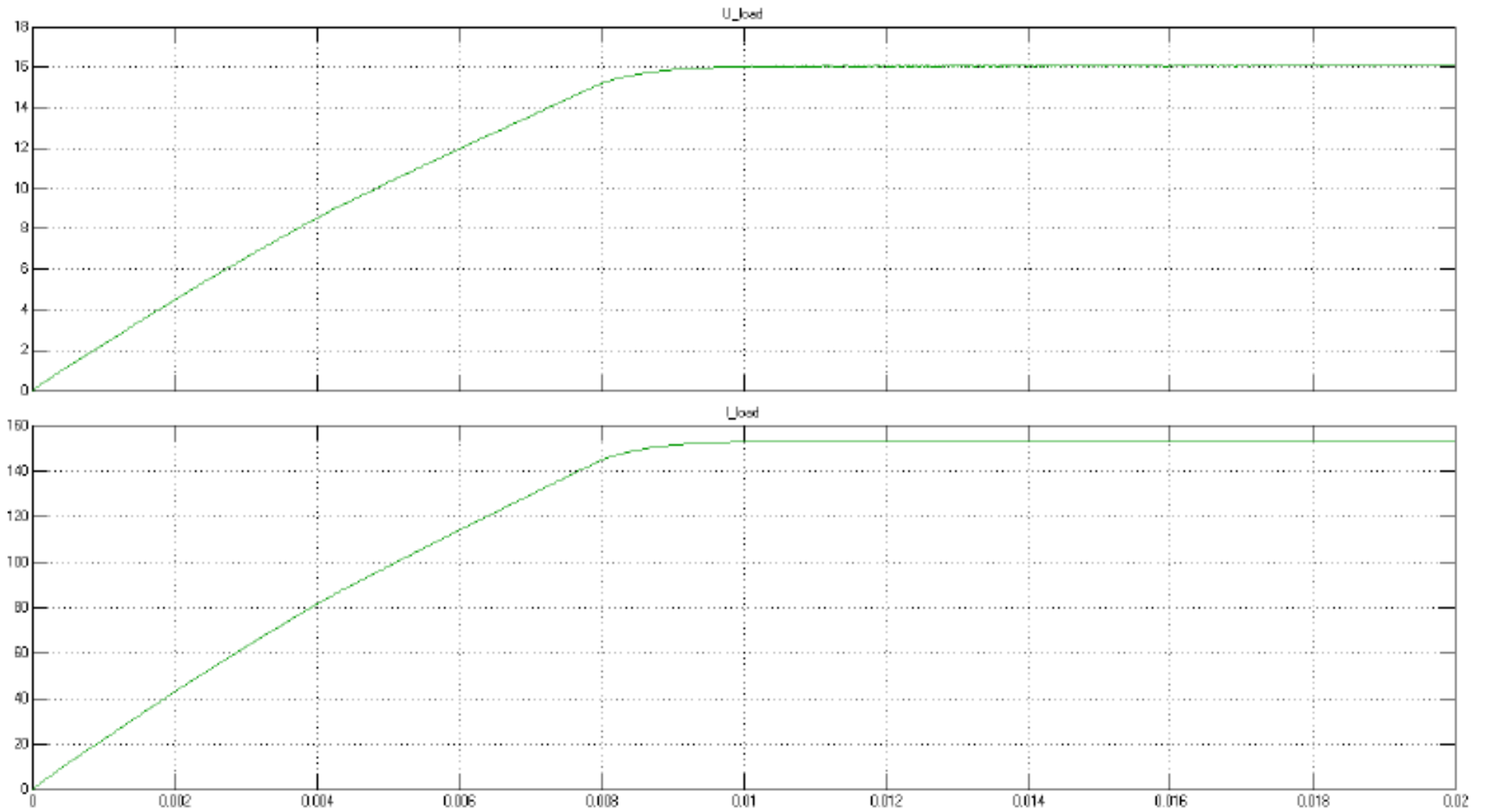


Рис. 3.9 Навантаження 150 А при завданні 16 В и струмообмеженні вище 150 А

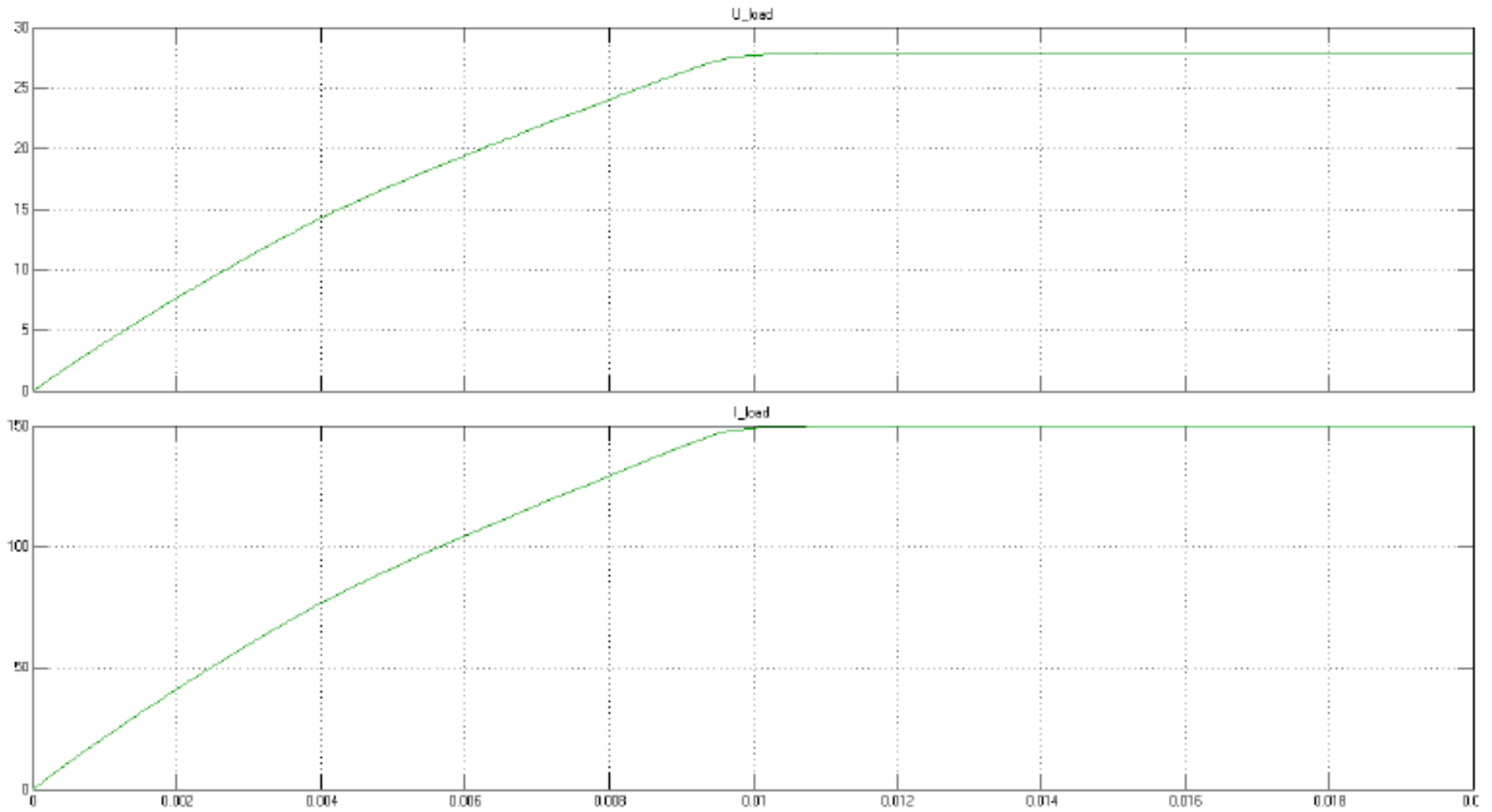


Рис. 3.10 Навантаження 150 А при завданні 28 В і струмообмеженні вище 150 А

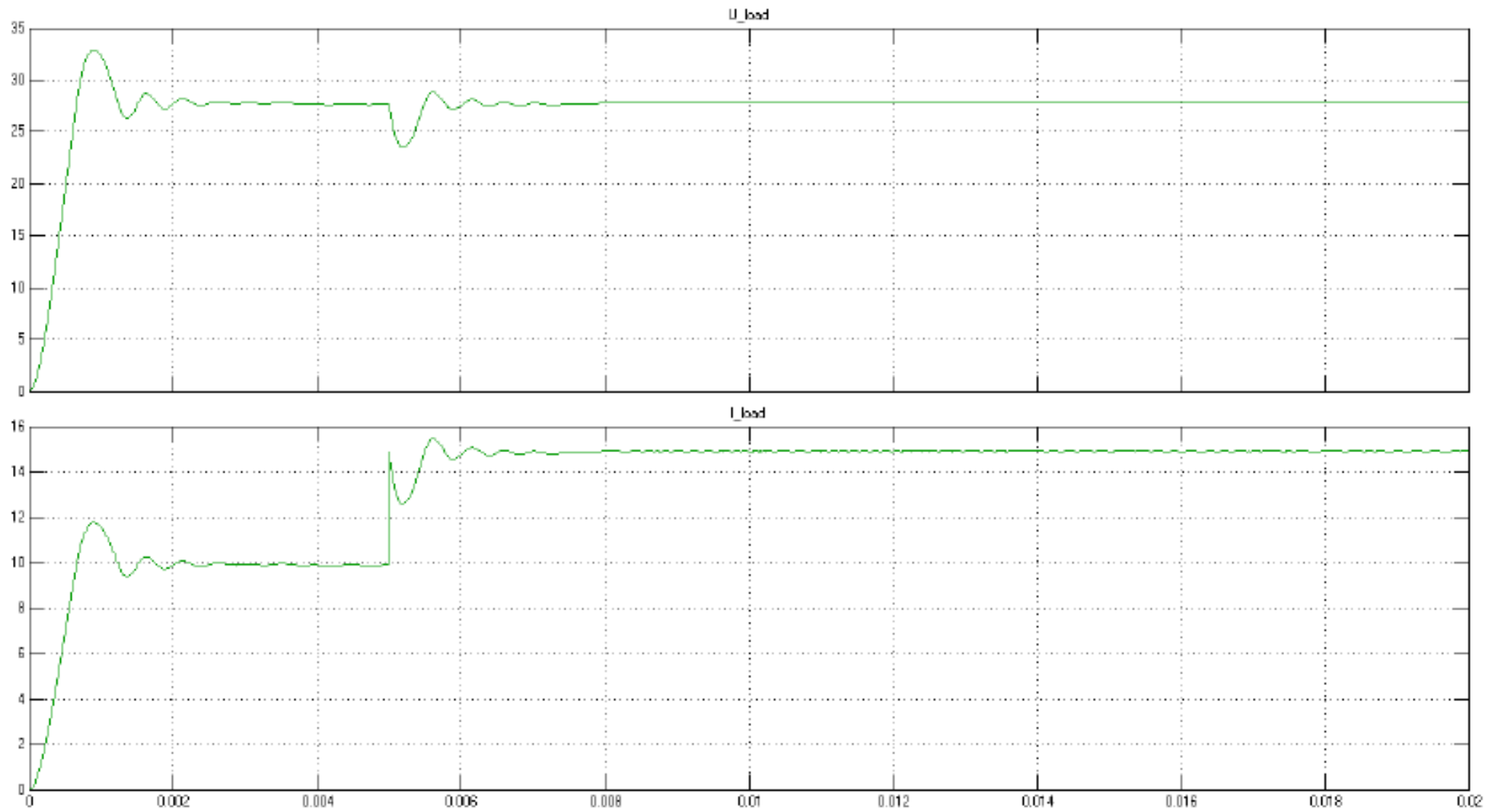


Рис. 3.11 Навантаження 10 А при завданні 28 В і струмообмеженні вище 20 А. Потім збільшення навантаження до 15 А

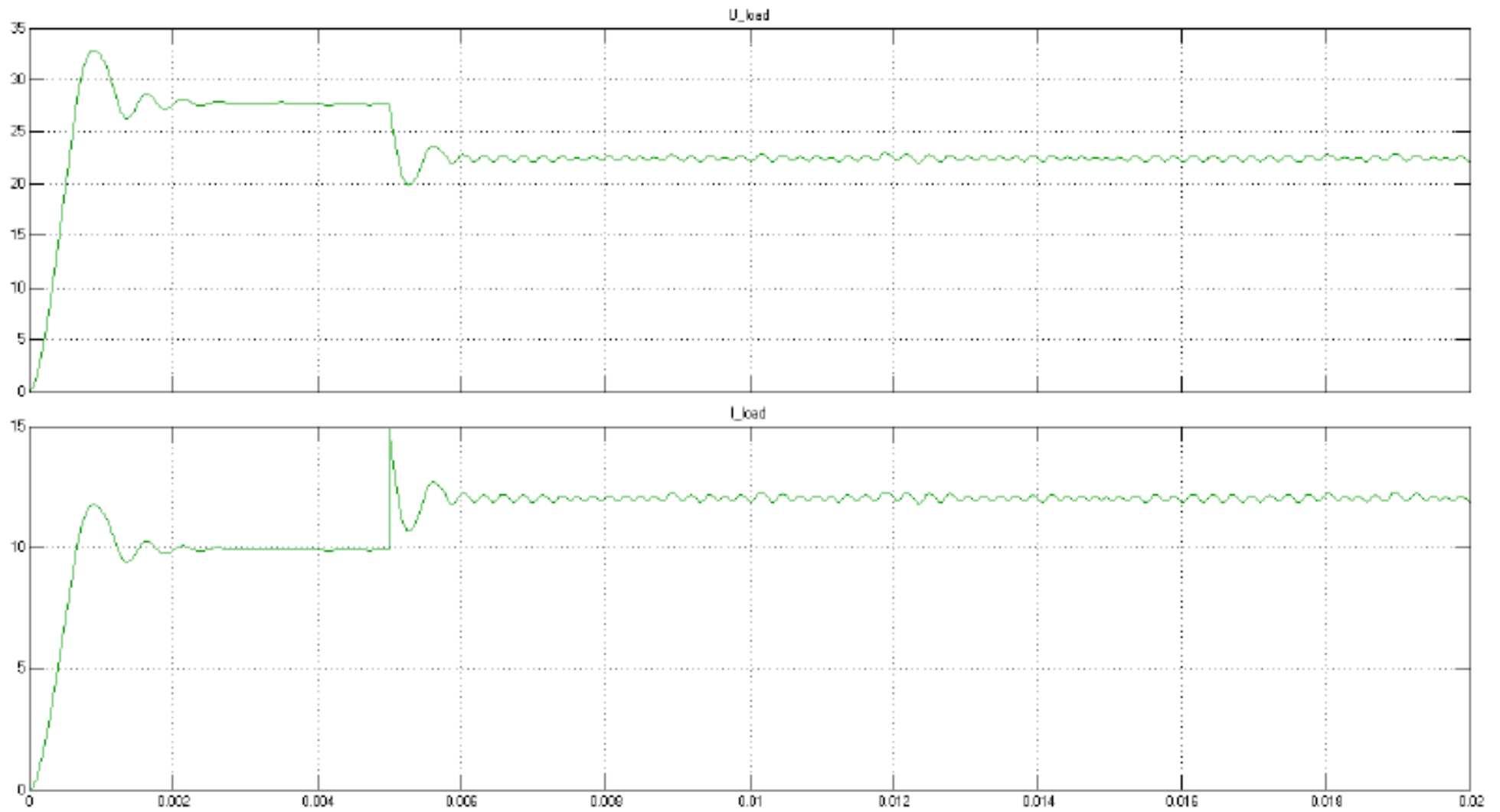


Рис. 3.12 Навантаження 10 А при завданні 28 В і струмообмеженні 12 А. Потім збільшення навантаження до 15А

### ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 3

1. Побудована імітаційна модель джерела живлення, яка виконана в середовищі Matlab- Simulink. Особливістю імітаційної моделі є те, що на виході регулятора меншому бажаному коефіцієнту заповнення відповідає менше значення, а в блоці, який відповідає за розподіл імпульсів керування на транзистори, навпаки, чим вище завдання – тим вужче імпульс керування.
2. Були дослідженні режими роботи імітаційної моделі джерела живлення при різних величинах напруги завдання, вхідних напругах, а також величинах струмообмеження. Результати моделювання свідчать, що розроблюваний блок живлення забезпечує стабілізацію вихідної напруги на заданому рівні при різних величинах вхідної напруги. Крім того, забезпечується важлива для такого роду пристроїв функція підтримки регульованої величини струмообмеження.



## ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

1. Враховуючи необхідність обов'язкової наявності гальванічної розв'язки між вхідною частиною перетворювача і його виходом, а також необхідність установки ємнісного фільтра на вході, який дозволить знизити вплив коливань напруги мережі на вході перетворювача, для розроблюваної комп'ютерно-інтегрованої системи керування лабораторним блоком живлення обрано напівмостовий перетворювач з ємнісним дільником вхідної напруги, який дозволяє використовувати тільки одну первинну обвитку трансформатора і дві вторинні.
2. Для розроблюваної комп'ютерно-інтегрованої системи керування лабораторним джерелом живлення на основі проведених розрахунків аргументований вибір силових транзисторів, імпульсного трансформатора, вихідного LC фільтра, ємності дільника напруги, вихідного конденсатора, датчиків керуючої частини, вхідної напруги, вхідного струму, струму навантаження та датчика температури, що відповідає основним вимогам доступності обладнання та його невисокої вартості.
3. На основі запропонованої електричної принципіальної схеми керування перетворювачем, за допомогою середовища LabVIEW розроблений віртуальний прилад, який дозволяє керувати вихідною напругою лабораторного блоку живлення в діапазоні 0...32В, задавати величину струмообмеження в діапазоні 0...150А, а також відображати його параметри. Особливістю даної системи є можливість роботи як по інтерфейсу USB, так і по інтерфейсу RS-485, що дозволяє включати його до складу промислових мереж.
4. В середовищі Matlab- Simulink побудована імітаційна модель джерела живлення, особливістю якої в тому, що на виході регулятора меншому бажаному коефіцієнту заповнення відповідає менше значення, а в блоці, який відповідає за розподіл імпульсів керування на транзистори, навпаки, чим вище завдання – тим вужче імпульс керування.

5. Були дослідженні режими роботи імітаційної моделі джерела живлення при різних величинах напруги завдання, вхідних напругах, а також величинах струмообмеження. Результати моделювання свідчать, що розроблюваний блок живлення забезпечує стабілізацію вихідної напруги на заданому рівні при різних величинах вхідної напруги. Крім того, забезпечується важлива для такого роду пристроїв функція підтримки регульованої величини струмообмеження.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Кузнецов М. И. Основы электротехники: науч. пособие. 1986. 561 с.
2. Тамм И. Е. Основы теории электричества: науч. пособие. 1994. 193 с.
3. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника: науч. пособие. Техносфера, 2005. 632 с.
4. Жолобов А.А. Технология автоматизированного производства: науч. пособие. 2000. 624 с.
5. Демирчан К.С. Теоретические основы электротехники. Том 1: конспект лекций. 2003. 445 с.
6. Демирчан К.С. Теоретические основы электротехники. Том 2: конспект лекций. 2003. 572 с.
7. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: учебник. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. 204 с.
8. Данилов Л.В. Теория нелинейных электрических цепей: науч. пособие. 1990. 210 с.
9. Блажкин А.Т. Общая электротехника: науч. пособие. Энергоатомиздат, 1986. – 592 с.
10. Импульсные стабилизаторы // Электроника и микросхемотехника [Электронный ресурс]: Интернет-учебник / Винницкий гос. тех. ун-т, институт АЭКСУ, каф. МПА; под ред. к.т.н. Ю.В. Шабатуры. – [http://faksu.vstu.vinnica.ua/SiteNEV/rus/erelectronic\\_inter/ew2/ch2-3/12\\_4.htm](http://faksu.vstu.vinnica.ua/SiteNEV/rus/erelectronic_inter/ew2/ch2-3/12_4.htm).
11. Федосов Е. А., Красовский А.А., Попов Е.П. ред. Федосова Е.А. Машиностроение. Энциклопедия. Т.1-4. Автоматическое управление: учебник. 2000. 688 с.
12. Козырев Ю.Г. Промышленные роботы: справочник. Москва: Машиностроение, 1988, 392 с.

13. Ключев А.С. , Глазов Б.В. , Дубровский А.Х., Ключев А.А. Проектирование систем автоматизации технологических процессов: науч. пособие. Энергоатомиздат: 1990. 464 с.
14. Хлытычев С.М. , Ворожцов А.С. , Захаров И.А. Основы автоматики и автоматизации производственных процессов: науч. пособие. 1985. 450с.
15. Ключев А.С. Настройка средств автоматизации и автоматических систем регулирования: науч. пособие. 1989. 254 с.
16. Капустин Н.М. , Кузнецов П.М. , Схиртладзе А.Г. , Дьяконова Н.П., Уколов М.С. Автоматизация производственных процессов в машиностроении: науч. пособие. 2004. 390 с.
17. Реймонд Мэк. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению/Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Додэка–XXI», 2008. –272 с.
18. Вахитова А.З. Основы теории электрических цепей: учебник. 2010. 150 с.
19. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. учебник. 2008. 131 с.
20. Накано Э. Введение в робототехнику: науч. пособие. Москва: Мир 1988. 334 с.
21. Колпаков А.И.. Особенности теплового расчета импульсных силовых каскадов: науч. пособие. Компоненты и Технологии. 2002. 340 с.
22. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: учебник. Новосибирск: НГТУ, 2000. 242 с.
23. Дьяконов В.П MATLAB Полный самоучитель. Москва: ДМК ,2012. 770 с.
24. Жежеря Н. И. Микропроцессорные системы автоматизации технологических процессов. Инфра-Инженерия, 2020. 240 с.
25. Молдабаева М. Н. Автоматизация технологических процессов и производств. Инфра-Инженерия, 2019. 224 с.

26. Синєглазов В.М., Сергєєв І. Ю. Автоматизація технологічних процесів. Київ, 2015. 444 с.
27. Макаренко С.И. Проектирование электрооборудования объектов гражданского назначения, пособие. 2019. 287с.
- 28., Громыко Т.С. Электрические аппараты, Лабораторный практикум. 2019. 311с.
29. Кудряков С.А., Соколов Е.В., Рубцов Е.А. Основы компьютерного моделирования радиоэлектронных систем и сигналов. 2018. 241с.
30. Суворова Т.Н. Подготовка педагогов к проектированию и применению электронных образовательных ресурсов. 2018. 314с.
31. Васильківський І. С., Фединець В. О., Юсик Я. П. Виконавчі пристрої систем автоматизації. Львівська політехніка, 2020. 220С.
32. Савіцький В. Д. Технічні засоби автоматизації. Львівська політехніка, 2018. 292 с.
33. Целищев Е. С., Котлова А. В., Кудряшов И. С. Автоматизация проектирования технического обеспечения АСУТП. Инфра-Инженерия, 2019. 196 с.
34. Ельперін І.В. Автоматизація виробничих процесів. Ліра-К, 2017. 378 с.
35. Трофимов В.Б. Интеллектуальные автоматизированные системы управления технологическими объектами. Инфра-Инженерия, 2016. 232 с.
36. Корчемний М.О., Клендій П.Б., Потапенко М.В. Теоретичні основи автоматики. Богдан НК, 2012. 304 с.
37. Васильков Ю. В., Василькова Н. Н. Математическое моделирование объектов и систем автоматического управления. Инфра-Инженерия, 2020. 428 с.

38. Жежера Н. И. Проектирование цифровых систем автоматического управления на основе теории z-преобразований. Инфра-Инженерия, 2021. 244 с.
39. Власов К.П. Теория автоматического управления. Гуманитарный центр, 2013. 544 с.
40. Тетеревков И. В. Надежность систем автоматизации. Инфра-Инженерия, 2019. 356 с.
41. Красник В. Правила устройства электроустановок в вопросах и ответах. 2004. 216с.
42. Бодрухина С.С. Применение и испытание средств защиты, используемых в электроустановках. 2016. 156с.
43. Левин Л.Г. Наладка устройств электроснабжения напряжением свыше 1000 вольт. 2010. 304с.
44. Савченко В.И. Электротехника и электроника. 2010. 274с.
45. Гуревич В.И. Микропроцессорные реле защиты: устройство, проблемы, перспективы. 2011. 211с.
46. Хомутов С.О. Система поддержания надежности электрических двигателей на основе комплексной диагностики и эффектив. 2015. 212с.
47. Лихачев В.Л. Справочник обмотчика асинхронных электродвигателей. 2010. 241с.
48. Габриелян Ш.Ж. Электротехника и электроника. Методические рекомендации. 2013. 255с.
49. Комиссаров Ю.А., Гордеев Л.С., Вент Д.П., Бабокин Г.П. Основы электротехники, микроэлектроники и управления, Том 2, Учебное пособие для СПО. 2019. 472с.
50. Стальная М.И. Электрооборудование малых урбанических форм. 2016. 230с.

51. Евсеев М.Е. Теоретические основы электротехники. 2015. 198с.
52. Хныков А.В. Теория и расчет многообмоточных трансформаторов. 2010. 211с.
53. Лихачев В.Л. Электротехника. Практическое пособие. 2010. 265с.
54. Клевцов А.В. Средства оптимизации потребления электроэнергии. Справочно-информационное пособие. 2010. 376с.
55. Ермуратский П. В. Электротехника и электроника. 2017. 345с.
56. Гусев В.Г. Электроника и микропроцессорная техника. 2018. 200с.
57. Щепетов А.Г. Основы проектирования приборов и систем, Учебник и практикум для академического бакалавриата. 2019. 258с.
58. Хамадулин Э.Ф. Основы радиоэлектроники, Методы и средства измерений. 2019. 285с.
59. Сазыкин В.Г. Проектирование систем электроснабжения, книга 1, организация проектирования. 2019. 300с.
60. Сазыкин В.Г. Проектирование систем электроснабжения, книга 2, проектирование электрических нагрузок. 2019. 199с.
61. Лебедев С. К., Колганов А. Р. Кинематика и динамика электромехатронных систем в робототехнике. Инфра-Инженерия, 2021. 352 с.
62. Коруд В.І., Гамала О.Є., Малинівський С.М. Електротехніка: Підручник/ За ред. В.І.Коруда.–3-тє вид., переробл. і доп.–Львів: “Магноліяплюс”, 2006.–447 с
63. Метельський В.П. Електричні машини та мікромашини: Навчальний посібник для електротехнічн. спец. ВНЗ Запоріжжя: ЗНТУ, 2005. -616 с
64. Мирошник И.В., Фпадков А.Л., Никифоров В. О. Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами. — СПб.: Наука, 2000. — 653с.

- 65.Штейнер Р.Т., Ефимов А.А., Калыгин А.И. Математическое описание и алгоритмы ШИМ активных выпрямителей тока // Электротехника. 2000. № 10. – С. 42-49.
66. Бурдаков С.Ф., Синтез управляемых механических систем. — СПб.: Политехника, 1993. – 375с.
- 67.Лазарев, Ю. Моделирование процессов и систем в MATLAB [Текст]: учебник / Ю. Лазарев. – СПб.: Питер; Киев: Издательская группа BHV, 2005. – 512 с.
- 68.William, J. Introduction to MATLAB for Engineers. 3 rd edition [Text] / J. William. – McGraw-Hill Education, 2010. – 564 p.
- 69.Васильківський І. С. Виконавчі пристрої систем автоматизації: навчальний посібник / І. С. Васильківський, В. О. Фединець, Я. П. Юсик. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2020. – 220 с
- 70.Трегуб В.Г. Проектування систем автоматизації: навчальний посібник. – К.: Ліра-К, 2017. – 344 с.
- 71.Самотокін Б.Б. Лекції з теорії автоматичного керування: навчальний посібник для студентів вищих навчальних закладів. – Житомир: ЖІТІ, 2001. – 508 с.
- 72.Масловський Б.І. Технології проектування комп'ютерних систем / Б.І. Масловський, В.І. Дровозов, О.В. Коба. – Київ, 2015. – 500 с.



**Міністерство освіти і науки України**  
**Київський національний університет технологій та дизайну**



**МЕХАТРОННІ СИСТЕМИ:  
ІННОВАЦІЇ ТА ІНЖИНІРИНГ**  
**ТЕЗИ ДОПОВІДЕЙ**  
**V МІЖНАРОДНОЇ НАУКОВО-ПРАКТИЧНОЇ  
КОНФЕРЕНЦІЇ**

4 листопада 2021



**MSIE**  
**2021**

Київ 2021

УДК 001.891(100)(106)  
М 55

*Організатори:*

Міністерство освіти і науки України  
Київський національний університет технологій та дизайну

*Редакційна колегія:*

*Павленко В. М.* – кандидат технічних наук, доцент, декан факультету мехатроніки та комп'ютерних технологій КНУТД;

*Хімичева Г. І.* – доктор технічних наук, професор, професор кафедри прикладної механіки та машин КНУТД;

*Рубанка М. М.* – кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри прикладної механіки та машин КНУТД;

*Дроменко В. Б.* – кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри інформаційних та комп'ютерних технологій КНУТД;

*Волівач А. П.* – кандидат технічних наук, старший викладач кафедри комп'ютерних наук КНУТД.

*Рецензенти:*

*Щербань Ю. Ю.* – доктор технічних наук, професор, академік міжнародної академії інформатизації, лауреат Державної премії України в галузі науки і техніки, заступник директора з навчально-методичної роботи Київського фахового коледжу прикладних наук;

*Віткін Л. М.* – доктор технічних наук, професор, професор кафедри управлінських технологій Університету «Крок».

Рекомендовано Вченою радою  
факультету мехатроніки та комп'ютерних технологій  
Київського національного університету технологій та дизайну  
(Протокол від 22 жовтня 2021 р. №3)

М 55 Мехатронні системи: інновації та інжиніринг : тези доповідей  
V Міжнародної науково-практичної конференції, 4 листопада 2021 р.  
Київ : КНУТД, 2021. 260 с.  
ISBN 978-617-7506-85-9

У виданні зібрано тези доповідей конференції, що присвячені  
проблемам в галузі мехатронних систем: інновацій та інжинірингу.

*Матеріали подано в авторській редакції*

УДК 001.891(100)(106)

ISBN 978-617-7506-85-9

© Київський національний університет  
технологій та дизайну, 2021

|   |     |
|---|-----|
| Шрамченко Б.Л., Воловик Р.В. Автоматизації діяльності відділу кадрів підприємства.....  | 184 |
| Шевченко К.Л., Склярєвський А.О. Принципи побудови систем моніторингу стану здоров'я людини.....  | 186 |
| Резанова В.Г., Ніка М.П., Нікітченко Я.Ю. Автоматизоване дослідження реологічних властивостей модифікованих полімерів.....                                  | 188 |
| Резанова В.Г., Красновид В.К., Можнякова С.В. Автоматизоване планування експерименту щодо впливу технологічних параметрів на формування мікрОВОЛОКОН.....   | 190 |
| Дроменко В.Б., Кудас М.О. Комп'ютерно-інтегрована система керування лабораторним джерелом живлення.....   | 192 |
| Голінко В.В. Використання хмарних технологій для автоматизованої обробки геоінформаційних даних.....  | 194 |
| Корогод Г.О., Верховенко О.С. Автоматизована система ідентифікації студентів.....   | 196 |
| Варення К.О., Дроменко В.Б. Розроблення структури комплексу технічних засобів комп'ютерно-інтегрованої системи автоматизованого керування дешламатором..... | 198 |
| Скідан В.В., Єрмакова М.О. Аналіз виробництва упаковки з картону, як об'єкт комплексної автоматизації.....  | 200 |
| Скідан В.В., Завацький Г.Е. Аналіз програмних продуктів-аналогів...   | 202 |
| Rudyk Y.I., Solyonuj S.V. IoT components integration into human life.....   | 204 |
| Яхно В.М. Математична модель задачі оперативно – диспетчерського керування.....   | 206 |
| Яхно В.М., Линець О.А. Система для автоматизації та графічного моделювання локальних комп'ютерних мереж.....  | 208 |
| Яхно В.М., Жук Д.В. Експертна система для визначення рівня забруднення навколишнього середовища.....  | 209 |
| Яхно В.М., Маков С.О. Розробка експертної системи для аналізу ефективності і підтримки планів оновлення програмних засобів підприємства.....                | 210 |
| Яхно В.М., Місра М.С. Розробка web-додатку для обслуговування блокчейн транзакцій.....  | 211 |
| Яхно В.М., Сергеев Д.Д. Експериментальне обґрунтування якості градієнтних методів оптимізації.....  | 212 |

УДК 004.94: 681.5

**КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНА СИСТЕМА КЕРУВАННЯ  
ЛАБОРАТОРНИМ ДЖЕРЕЛОМ ЖИВЛЕННЯ**

В.Б. Дроменко, кандидат технічних наук, доцент

*Київський національний університет технологій та дизайну*

М.О. Кудас, магістрант

*Київський національний університет технологій та дизайну*

Ключові слова: комп'ютерно-інтегрована система керування, джерело електроживлення, блок живлення, віртуальний прилад.

При розробці регульованих джерел електроживлення за відсутності високочастотного перетворювача відома проблема, коли при мінімальній вихідній напрузі та великому струмі навантаження на регульовальному елементі (стабілізатор) розсіюється велика потужність. Одним із раціональних рішень у цій ситуації є застосування транзисторних високочастотних перетворювачів. У цьому випадку є можливість розроблення джерела живлення, керованого одним задатчиком вихідної напруги у вигляді потенціометра або одним керуючим сигналом, наприклад, від комп'ютера.

Середовище програмування LabVIEW фірми National Instruments є досить зручним засобом програмування, яке широко використовується для автоматизації та керування, як різними технологічними процесами в промисловості, так і в наукових дослідженнях. Застосовуючи LabVIEW був розроблений віртуальний прилад, який дозволить керувати вихідною напругою лабораторного блоку живлення, задавати величину струмообмеження, а також відображати його параметри. При цьому дана програма буде зв'язуватися з блоком живлення через інтерфейс USB. Зрозуміло, користувач може в цьому випадку написати свою програму для зв'язку через цей інтерфейс в будь-якому зручному середовищі і під'єднати даний блок живлення в свою систему контролю параметрів. Крім того, додатково в блоці живлення передбачений інтерфейс RS-485, який також можна використовувати для керування. В цьому випадку з'являється можливість під'єднати блок живлення в промислову мережу і забезпечити його керування відповідно до необхідних параметрів технологічного процесу.

На рис. 1 представлена передня панель розробленого віртуального приладу, а на рис. 2 – фрагмент блоків програми. Розроблений прилад є, по суті, панеллю керування лабораторним блоком живлення і містить кнопки ввімкнення, вимкнення і скидання захистів. Крім того, є можливість задати вихідну напругу в діапазоні 0 ... 32В, а також струмообмеження в діапазоні 0 ... 150А. На моніторі відображаються режими роботи (готовий, робота, захист), а також розшифрування видів захистів (перегрів, перевантаження, захист верхнього і захист нижнього транзистора). У правій частині представлені два індикатори виміряних напруги і струму.

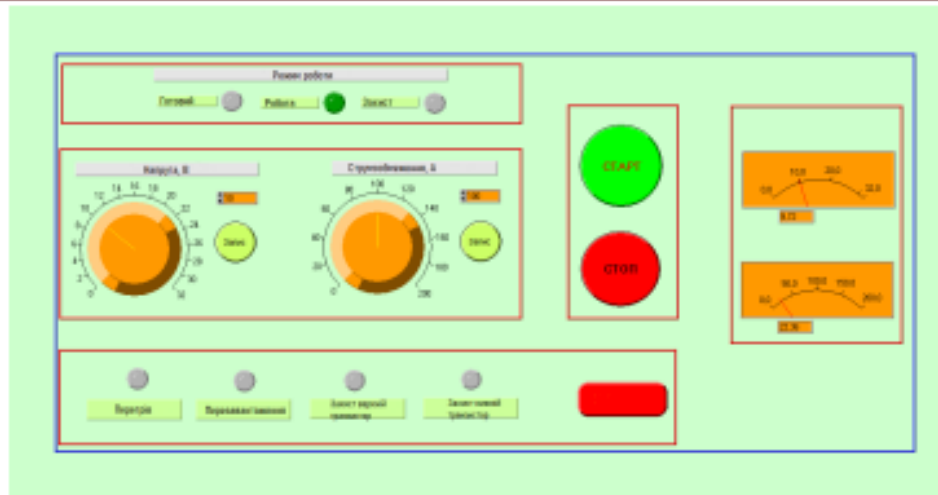


Рисунок 1 – Передня панель віртуального приладу

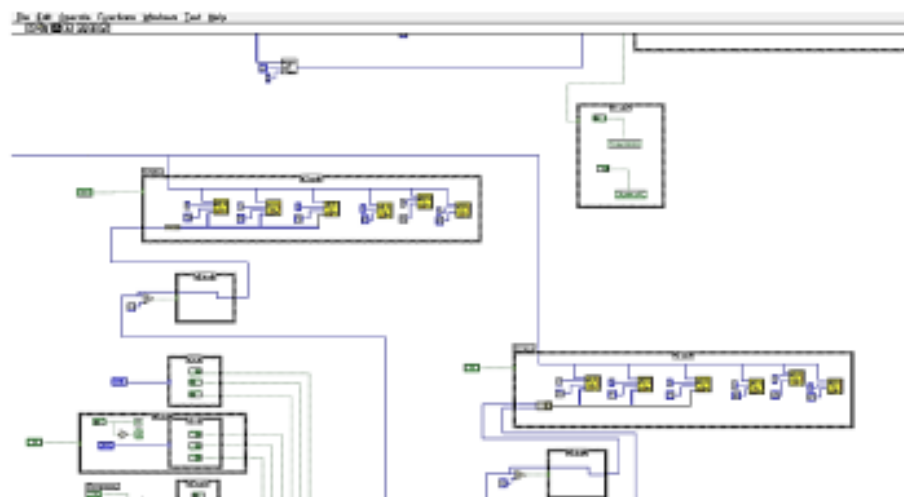


Рисунок 2 – Фрагмент блоків програми

## Список використаних джерел

1. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению / Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Додэка–XXI», 2008. – 272 с.: ил. (серия «Силовая электроника»).

2. Импульсные стабилизаторы // Электроника и микросхемотехника [Электронный ресурс]: Интернет-учебник / Винницкий гос. тех. ун-т, институт АЭКСУ, каф. МПА; под ред. к.т.н. Ю.В. Шабатуры. –

[http://faksu.vstu.vinnica.ua/SiteNEV/rus/electronic\\_inter/ew2/ch2-3/12\\_4.htm](http://faksu.vstu.vinnica.ua/SiteNEV/rus/electronic_inter/ew2/ch2-3/12_4.htm)