

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет
«Дніпровська політехніка»

Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
кваліфікаційної роботи ступеню магістра

студента Климовський Олексій Олегович
академічної групи 172м-19-1
спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка
спеціалізації _____
за освітньо-професійною програмою Телекомунікації та радіотехніка
на тему Розробка та моделювання підвищуючого перетворювача
постійного струму в середовищі MatLab-Simulink для систем вторинного
електроживлення

Керівники	Прізвище, ініціали	Оцінка за шкалою		Підпис
		рейтинговою	інституційною	
кваліфікаційної роботи	к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю.			
розділів:				
спеціальний	ас. Рибальченко Ю.П.			
економічний	к.е.н., доц. Романюк Н.М.			
Рецензент				
Норм.контроль	к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю.			

ЗАТВЕРДЖЕНО:

завідувач кафедри

безпеки інформації та телекомунікацій

д.т.н., проф. Корнієнко В.І.

« _____ » _____ 20__ року

**ЗАВДАННЯ
на кваліфікаційну роботу
ступеня магістра**

студенту Климовський Олексій Олегович академічної групи 172М-19-1
(прізвище ім'я по-батькові) (шифр)

спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка
(код і назва спеціальності)

на тему Розробка та моделювання підвищуючого перетворювача
постійного струму в середовищі MatLab-Simulink для систем вторинного
електроживлення

затверджену наказом ректора НТУ «Дніпровська політехніка» від _____ № _____

Розділ	Зміст	Термін виконання
Розділ 1	Огляд літератури за темою роботи, аналіз існуючих схем перетворювачів.	27.09.2020 - 06.10.2020
Розділ 2	Розробка та моделювання підвищуючого перетворювача постійного струму.	07.10.2020 - 15.11.2020
Розділ 3	Розраховані трудомісткість та капітальні витрати що необхідні для проектування пристрою.	16.11.2020 - 24.11.2020

Завдання видано

_____ (підпис керівника)

Гусєв О.Ю.
(прізвище, ініціали)

Дата видачі: 21.09.2020 р

Дата подання до екзаменаційної комісії: 30.11.2020 р.

Прийнято до виконання

_____ (підпис студента)

Климовський О.О.
(прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 60 с., 26 рис., 3 табл., 4 додатків, 11 джерел.

Об'єкт дослідження: системи вторинного електроживлення.

Предмет дослідження: підвищуючі перетворювачі.

Мета кваліфікаційної роботи: проектування схеми підвищуючого перетворювача постійного струму та її дослідження при певних параметрах.

У даній роботі проектується підвищуючий перетворювач постійного струму на основі розрахунку його параметрів, а також створюється його модель.

Проводиться порівняння різних варіантів систем зі змінною структурою (СПС). Проводиться аналіз впливу широтно-імпульсної модуляції на систему, а також аналіз впливу гістерезису на систему.

Проводиться аналіз реакції підвищуючого перетворювача постійного струму на перемикання навантаження, тобто не плавну зміну значення, а на різкий стрибок, або різке зниження.

Досліджується реакція підвищуючого перетворювача постійного струму на короткочасну зміну напруги живлення, аналізується його стійкість.

В економічній частині розраховані трудомісткість, що необхідна для розробки та моделювання підвищуючого перетворювача постійного струму для систем вторинного електроживлення, заробітна плата інженера телекомунікацій та капітальні витрати проектування пристрою.

МАНІПУЛЯЦІЯ, КВАДРАТУРНИЙ МОДУЛЯТОР,
РАДІОПЕРЕДАВАЧ, БІТОВА ПОМИЛКА.

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка: 60 с., 26 рис., 3 табл., 4 приложений, 11 источников.

Объект исследования: системы вторичного электропитания.

Предмет исследования: повышающие преобразователи.

Цель квалификационной работы: проектирование схемы повышающего преобразователя постоянного тока и ее исследования при определенных параметрах.

В данной работе проектируется повышающий преобразователь постоянного тока на основе расчета его параметров, а также создается его модель.

Проводится сравнение различных вариантов систем с переменной структурой (СПС). Проводится анализ влияния широтно-импульсной модуляции на систему, а также анализ влияния гистерезиса на систему.

Проводится анализ реакции повышающего преобразователя постоянного тока на переключение нагрузки, то есть не плавное изменение значения, а на резкий скачок, или резкое снижение.

Исследуется реакция повышающего преобразователя постоянного тока на кратковременную изменение напряжения питания, анализируется его устойчивость.

В экономической части рассчитаны трудоемкость, необходимая для разработки и моделирования повышающего преобразователя постоянного тока для систем вторичного электропитания, заработная плата инженера телекоммуникаций и капитальные расходы проектирования устройства.

МАНИПУЛЯЦИЯ, КВАДРАТУРНЫЙ МОДУЛЯТОР,
РАДИОПЕРЕДАТЧИКИ, БИТОВА ОШИБКА.

THE ABSTRACT

Explanatory note: 60 pages, 26 fig., 3 tab., 4 appendixes, 11 sources.

Subject of development: secondary power supply systems.

Subject of study: step-up converters.

The Purpose of qualifying work: design of the scheme of the increasing converter of a direct current and its research at certain parameters.

In this work, a step-up DC converter is designed based on the calculation of its parameters, and its model is created.

A comparison of different variants of systems with variable structure (ATP). An analysis of the effect of pulse-width modulation on the system, as well as an analysis of the effect of hysteresis on the system.

The analysis of the reaction of the increasing DC converter to the load switching, ie not a smooth change of value, but a sharp jump or a sharp decrease.

The reaction of the step-up converter of direct current to short-term change of supply voltage is investigated, its stability is analyzed.

In the economic part, the complexity required for the development and modeling of a boosting DC converter for secondary power supply systems, the salary of a telecommunications engineer and the capital costs of designing the device are calculated.

MANIPULATION, SQUARE MODULATOR, RADIO TRANSMITTER,
BITTLE ERROR.

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АІН – автономний інвертор напруги;

АІС – автономний інвертор струму;

ЕРС – електрорушійна сила;

НС – неперервний струм;

ПП – перетворюючий пристрій;

ПС – перервний струм;

ПЧ – перетворювач частоти;

СЖ – система живлення;

ЧІР – частотно-імпульсне регулювання;

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція;

ШІР – широтно-імпульсне регулювання;

IGBT – Integrated Gate Bipolar Transistor;

MOSFET – Metal Semiconductor Field Effect Transistor;

ЗМІСТ

	с.
ВСТУП.....	9
1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ	11
1.1 Принцип імпульсного регулювання.....	11
1.2 Основні способи імпульсного регулювання.....	13
1.3 Підвищуючий регулятор напруги.....	18
1.4. Системи управління (СУ) та їх види.....	22
1.5 СУ зі змінним режимом на основі ПД-регулятора.....	23
1.6 СУ на основі ефекту гістерезису з ПД-регулятором.....	27
1.7 СУ на основі роботи ШІМ з ПД-регулятором.....	29
1.8 Постановка задач дослідження.....	33
1.9 Висновки до першого розділу.....	34
2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА.....	35
2.1 Розробка моделі і результати моделювання.....	35
2.2 Підвищуючий перетворювач на основі СУ зі змінним режимом на основі ПД-регулятора.....	35
2.3 Підвищуючий перетворювач на основі СУ та на основі ефекту гістерезису з ПД-регулятором.....	38
2.4 Підвищуючий перетворювач на основі СУ та на основі роботи ШІМ з ПД-регулятором.....	41
2.5 Результати реакції підвищуючого перетворювача на різке переключення навантаження.....	44
2.6 Результати реакції підвищуючого перетворювача на короткочасну зміну напруги живлення.....	47
2.7 Висновки до другого розділу.....	49
3 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ.....	50
3.1 Визначення трудомісткості розробки та моделювання підвищуючого перетворювача постійного струму для систем вторинного	

електроживлення	50
3.2 Розрахунок витрат на розробку та моделювання підвищуючого перетворювача постійного струму	51
3.3 Висновок.....	54
ВИСНОВКИ.....	55
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	56
ДОДАТОК А. Відомість матеріалів кваліфікаційної роботи.....	57
ДОДАТОК Б. Перелік документів на оптичному носії.....	58
ДОДАТОК В. Відгук керівника економічного розділу.....	59
ДОДАТОК Г. Відгук керівника кваліфікаційної роботи.....	60

ВСТУП

В даний час, втім, як і завжди, підвищуючі перетворювачі мають дуже широке застосування в нашому житті. Принцип їх дії полягає в тому, що магнітне поле котушки індуктивності по черзі запасає енергію та передає її в навантаження з іншим рівнем напруги. Через порівняно малих втрат, перетворювачі добре підходять для задач, які вимагають наявності високого ККД. Для зменшення пульсацій вихідної напруги до виходу підвищуючого перетворювача підключають конденсатори.

Також, в деяких випадках, підвищуючі перетворювачі одночасно служать і стабілізаторами вхідної напруги, тобто напруга на виході має бути постійна, без будь-яких коливань та вібрацій. Але таке можливо лише в теорії, при використанні ідеальних елементів та в ідеальних умовах. В реальності ж не все так чудово. Хоча в теорії існують методи, які допомагають стабілізувати вихідну напругу підвищуючого перетворювача, тому що це дуже корисно. Наприклад, за допомогою такої системи підвищення і стабілізації напруги, можна уникнути стрибків напруги в міському та сільському енергозабезпеченні. Простіше кажучи, не буде перепадів напруги, отже, побутова техніка, підключена до мережі, не виходитиме з ладу. І не тільки побутова, перш за все не буде виходити з ладу телекомунікаційна техніка, а також техніка на різних виробництвах, що теж не мало важливо.

У даній роботі розглянуті додаткові схеми, а точніше системи управління схемою, що підключаються до підвищуючого перетворювача. Суть їх роботи полягає в принципі роботи ПД-регулятора: в ковзному режимі і його варіаціях. Ці варіації виходять шляхом включення в схему управління додаткових елементів.

Хоча на практиці такі схеми управління знайшли своє застосування в досить вузькій сфері, зважаючи на свою новизну. Говорячи про новизну, мають на увазі самі схеми управління, що працюють в пакетах багатьох

програм, але ніяк не про підвищуючі перетворювачі. Сама ідея досить корисна для подальшого вивчення, так як робота в ковзному режимі робить позитивний вплив на вихідні характеристики перетворювача.

Результатом даної роботи як раз і буде висновок, яку ж користь можуть мати такі схеми управління.

1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

1.1 Принцип імпульсного регулювання

Принцип дії імпульсних регуляторів базується на використанні імпульсних методів регулювання напруги. При цьому регулюючий елемент працює в режимі ключа (**Ошибка! Источник ссылки не найден.**рис. 1.1). Середнє значення напруги на навантаженні U_d регулюється за рахунок зміни співвідношення між тривалостями замкнутого і розімкнутого стану ключ S . Напруга на навантаженні $u_d(t)$ має форму прямокутних імпульсів (**Ошибка! Источник ссылки не найден.**рис. 1.2).

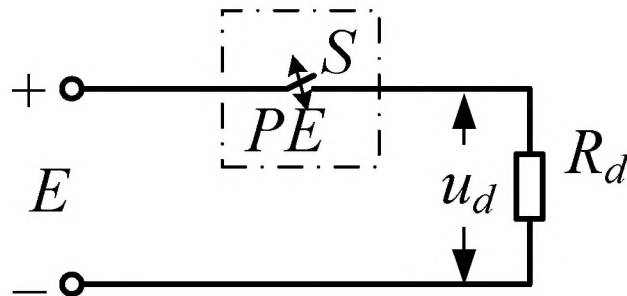


Рисунок 1.1 – Режим ключа

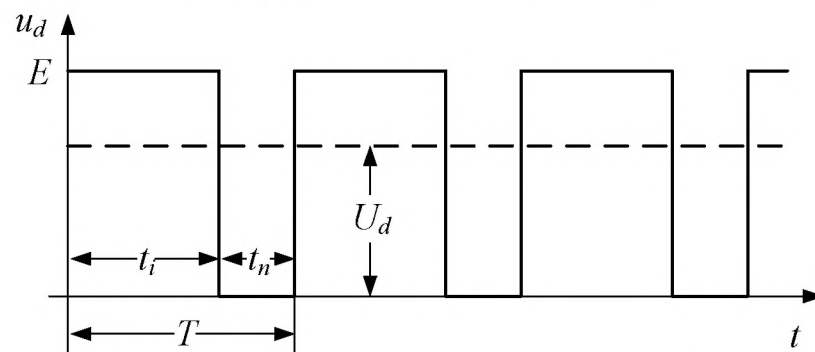


Рисунок 1.2 – Напруга на навантаженні

Середнє значення напруги на навантаженні

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^{t_i} E dt = \frac{E t_i}{T} = \frac{E(T - t_n)}{T}, \quad (0.1)$$

де t_i – тривалість імпульсу напруги на навантаженні;

t_n – тривалість паузи між імпульсами;

T – період повторення імпульсів.

Діюче значення вихідної напруги на навантаженні

$$U_{\text{вих}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_i} E^2 dt} = E \sqrt{\frac{t_i}{T}} = E \sqrt{\frac{T - t_n}{T}}. \quad (0.2)$$

Коефіцієнт форми напруги на навантаженні

$$K_{\phi} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_d} = \sqrt{\frac{T}{t_i}} = \sqrt{\frac{T}{T - t_n}}. \quad (0.3)$$

Оскільки вихідна напруги імпульсних регуляторів має періодичний характер, крім сталої складової, вона містить також гармоніки змінної складової. Середнє значення напруги U_d характеризує енергію, яка передається сталою складовою напруги. Діюче значення напруги характеризує всю енергію, яка передається як сталою, так і змінними складовими напруги. Для багатьох споживачів корисною є саме стала складова напруги. Змінні складові струму, перетікаючи через навантаження і елементи схеми регулятора, призводять лиш до їх додаткового нагрівання, тобто марних втрат енергії. Для того, щоб не пропустити до навантаження змінні складові струму, між регулюючим елементом і навантаженням ставлять відповідні фільтри. Коефіцієнт форми напруги, який дорівнює відношенню діючого до середнього значення напруги, характеризує співвідношення загальної кількості енергії, що передається, до енергії сталої складової. Очевидно, що для регуляторів сталої напруги бажано забезпечувати режими, за яких $K_{\phi} \rightarrow 1$. Як впливає з (0.3), ця умова буде виконуватися тоді, коли $t_i \rightarrow T$, тобто за малою тривалості паузи t_n . Оскільки ми розглядаємо регулятори сталої напруги, далі нас буде цікавити регулювання саме середнього значення напруги на навантаженні.

У схемах регуляторів сталої напруги, як регулюючий елемент (ключ), використовують транзистори або тиристори. Транзистори та двоопераційні тиристори за своїми властивостями наближаються до повністю керованих ключів. Тиристори (одноопераційні) за своїм принципом дії є напівкерованими ключами. Під час їх роботи в колах сталого струму треба застосовувати вузли примусової комутації.

1.2 Основні способи імпульсного регулювання

З (0.1) випливає, що при сталій напрузі джерела живлення E , середнє значення напруги на навантаженні U_d можна регулювати, змінюючи параметри імпульсної напруги: тривалість імпульсу t_i (паузи t_n), або період повторення T (частоту слідування f). Відповідно до цього розрізняють такі способи імпульсного регулювання.

Широтно-імпульсне регулювання (ШІР), при якому змінюється тривалість (ширина) імпульсів ($t_i = \text{var}$), а період їх повторення залишається сталим ($T = \text{const}$).

Середнє значення напруги на навантаженні

$$U_d = \frac{Et_i}{T} = E\gamma, \quad (0.4)$$

де $\gamma = t_i/T$ – коефіцієнт заповнення імпульсів.

Плавно змінюючи γ від 0 до 1, ми тим самим будемо плавно регулювати U_d від 0 до E .

Частотно-імпульсне регулювання (ЧІР) характеризується тим, що регулювання здійснюється шляхом зміни періоду повторення імпульсів T (частоти їх слідування $f = 1/T$).

При цьому можливі такі випадки:

а) $t_i = \text{const}$; $t_n = \text{var}$;

б) $t_n = \text{const}$; $t_i = \text{var}$;

в) $t_i = \text{var}$; $t_n = \text{var}$.

Останній випадок, при якому одночасно змінюються усі параметри імпульсів, називають *комбінованим регулюванням*.

Для випадку а) середнє значення напруги на навантаженні

$$U_d = \frac{Et_i}{T} = Et_i f. \quad (0.5)$$

При цьому способі регулювання максимальне значення напруги на навантаженні $U_{d\text{max}} \rightarrow E$, коли частота слідування імпульсів наближається до свого максимального значення $f \rightarrow 1/t_i$. Мінімальне значення $U_{d\text{min}} \rightarrow 0$, коли $f \rightarrow 0$.

Для випадку б) середнє значення напруги на навантаженні

$$U_d = \frac{E(T - t_n)}{T} = E(1 - t_n f). \quad (0.6)$$

При цьому способі регулювання максимальне значення напруги на навантаженні $U_{d\text{max}} \rightarrow E$ при $f \rightarrow 0$, а мінімальне значення напруги $U_{d\text{min}} \rightarrow 0$, коли частота слідування імпульсів наближається до свого максимального значення $f_{\text{max}} \rightarrow 1/t_n$. На **Ошибка! Источник ссылки не найден.**рис. 1.3 показано форму напруги на навантаженні для двох випадків частотно-імпульсного регулювання (**Ошибка! Источник ссылки не найден.**рис. 1.3,а,б), а також широтно-імпульсного регулювання (**Ошибка! Источник ссылки не найден.**рис. 1.3,в) при двох значеннях коефіцієнта заповнення імпульсів: $\gamma_1 = 0,25$; $\gamma_2 = 0,75$.

Імпульсні регулятори сталої напруги найчастіше використовуються для регулювання середнього значення напруги на навантаженні або для підтримування її на заданому рівні (стабілізації).

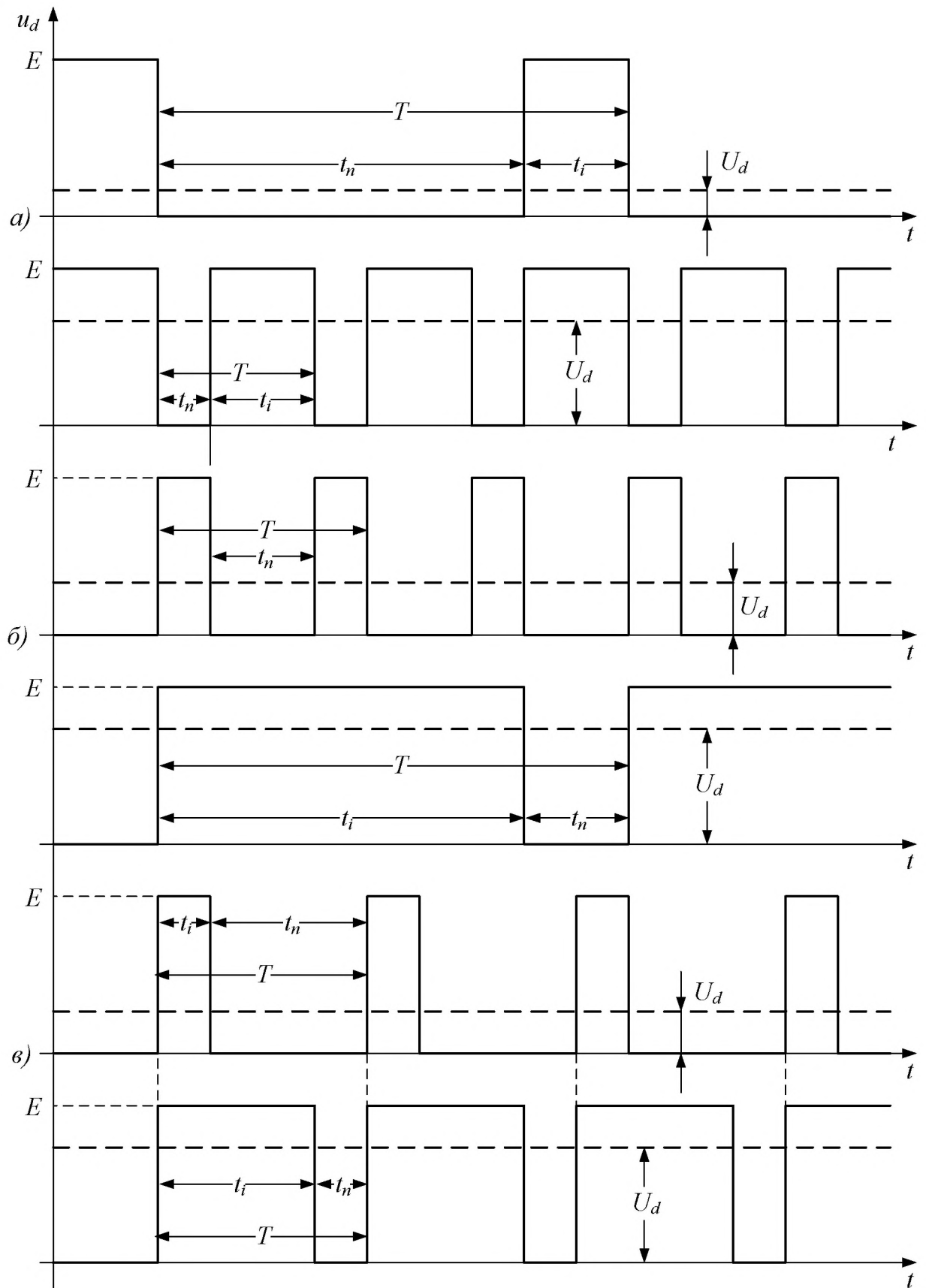


Рисунок 1.3 – Напряга на навантаженні при частотно-імпульсному регулюванні

У режимі регулювання основною характеристикою є регулювальна характеристика – залежність середнього значення вихідної напруги від величини регульованого параметра. Для широтно-імпульсного регулювання (ШІР) регульованим параметром є тривалість імпульсу t_i ($U_d = Et_i / T$). У режимі регулювання вважають, що напруга джерела живлення E залишається сталою. Максимально можлива напруга на навантаженні $U_d = E$. Для зручності використання регулювальні характеристики доцільно подавати у відносних одиницях. У цьому випадку регулювальна характеристика широтно-імпульсного регулятора у відносних одиницях матиме такий вигляд:

$$U_d^* = \frac{t_i}{T} = \gamma = t_i^* , \quad (0.7)$$

де $t_i^* = t_i / T$ – відносна тривалість імпульсу, або коефіцієнт заповнення імпульсів.

При частотно-імпульсному регулюванні зі сталою тривалістю імпульсу (ЧІР-а) регульованим параметром є період T (частота) імпульсів. Відносна напруга на навантаженні згідно з (0.5) $U_d^* = t_i f$. Враховуючи, що максимальна частота імпульсів $f_{\max} = 1 / t_i$, регулювальна характеристика для ЧІР-а у відносних одиницях має такий вигляд:

$$U_d^* = f^* , \quad (0.8)$$

де $f^* = f / f_{\max}$ – відносна частота імпульсів.

При частотно-імпульсному регулюванні зі сталою тривалістю паузи (ЧІР-б) згідно (0.6) відносна напруга на навантаженні $U_d^* = (1-t_n f)$. Враховуючи, що максимальна частота імпульсів $f_{\max} = 1/t_n$, регулювальна характеристика для ЧІР-б у відносних одиницях має такий вигляд

$$U_d^* = 1 - f^* , \quad (0.9)$$

де $f^* = f / f_{\max}$ – відносна частота слідування імпульсів.

На **Ошибка! Источник ссылки не найден.** рис. 1.4 наведено графік регулювальної характеристики для широтно-імпульсного регулювання, а на **Ошибка! Источник ссылки не найден.** рис. 1.5 – для частотно-імпульсного.

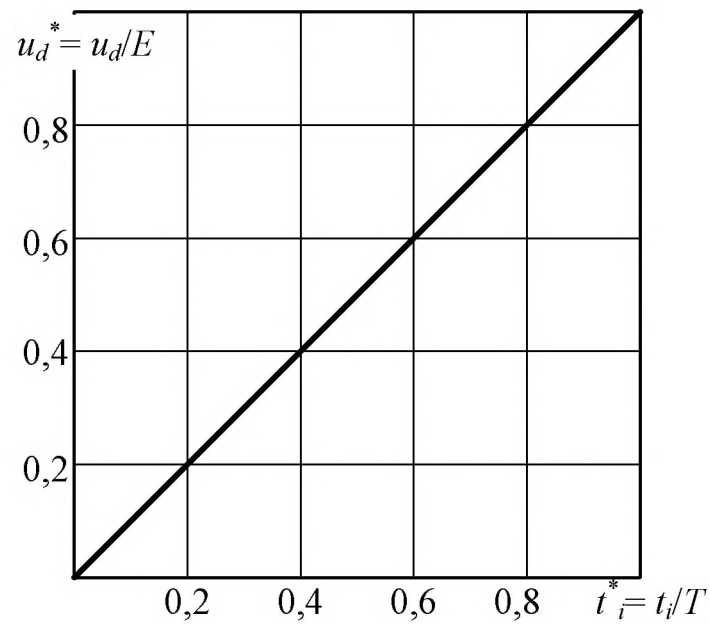


Рисунок 1.4 – Широтно-імпульсне регулювання

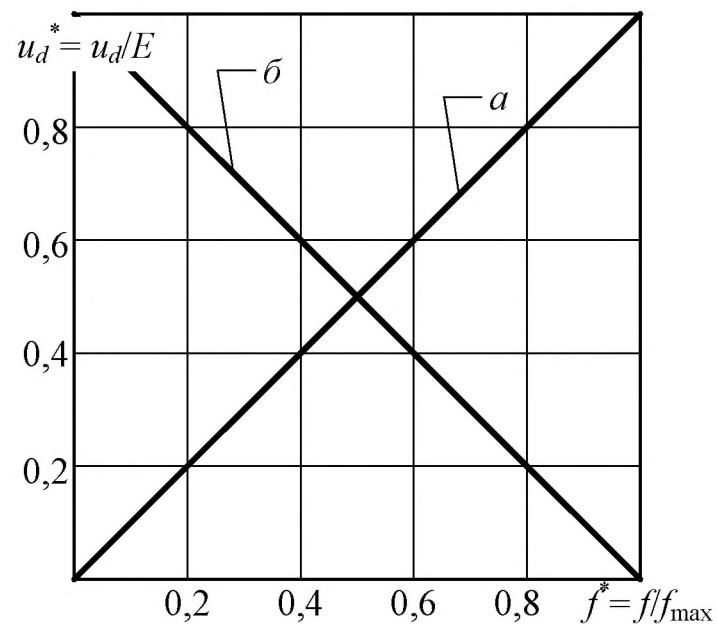


Рисунок 1.5 – Частотно-імпульсне регулювання

Наведені графіки дозволяють визначити для заданої напруги на навантаженні U_d величину регульованого параметра, або для заданого регульованого параметра – середнє значення напруги U_d .

1.3 Підвищуючий регулятор напруги

Підвищуючий імпульсний регулятор напруги (інші назви: boost converter, step-up converter; boost – підвищувати) з дроселем, з'єднаним послідовно з навантаженням і ключем, підключеним паралельно до навантаження (Ошибка! Источник ссылки не найден.рис. 1.6), дає можливість одержати на навантаженні напругу U_d , яка перевищує напругу джерела живлення ($U_d \geq E$).

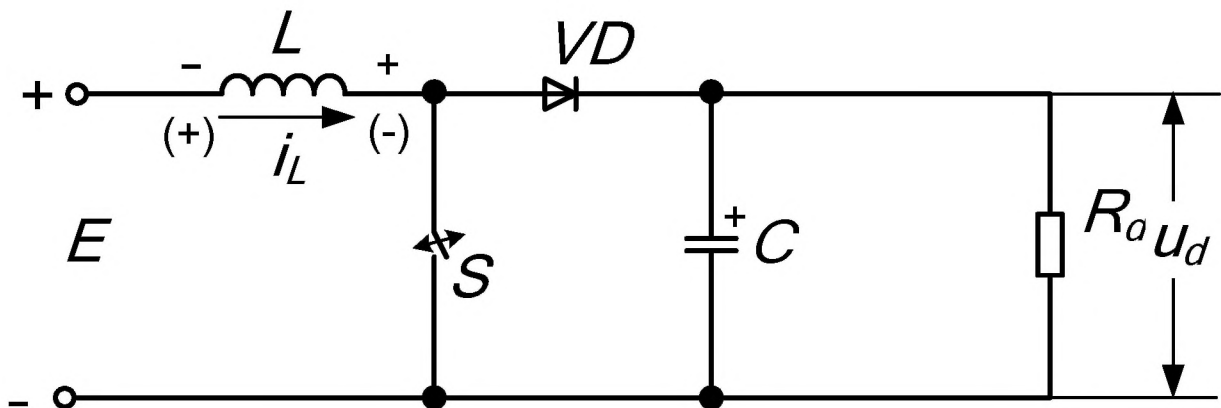


Рисунок 1.6 – Підвищуючий регулятор напруги

При замиканні ключа S дросель L з'єднується з джерелом живлення E . Струм у дроселі зростає і відбувається накопичення енергії. Під час розмикання ключа S відкривається діод VD і конденсатор заряджається від послідовно з'єднаних джерела живлення E і дроселя L . На цьому етапі роботи ЕРС самоіндукції дроселя має полярність, вказану без дужок. Напруга на конденсаторі, а отже, і на навантаженні U_d більша від напруги джерела живлення ($U_d \geq E$). При черговому замиканні ключа S діод VD закривається за рахунок напруги на конденсаторі C , а струм у навантаженні підтримується

за рахунок енергії, накопиченої в конденсаторі C . Діаграми напруг та струмів показані на **Ошибка! Источник ссылки не найден.** рис. 1.7.

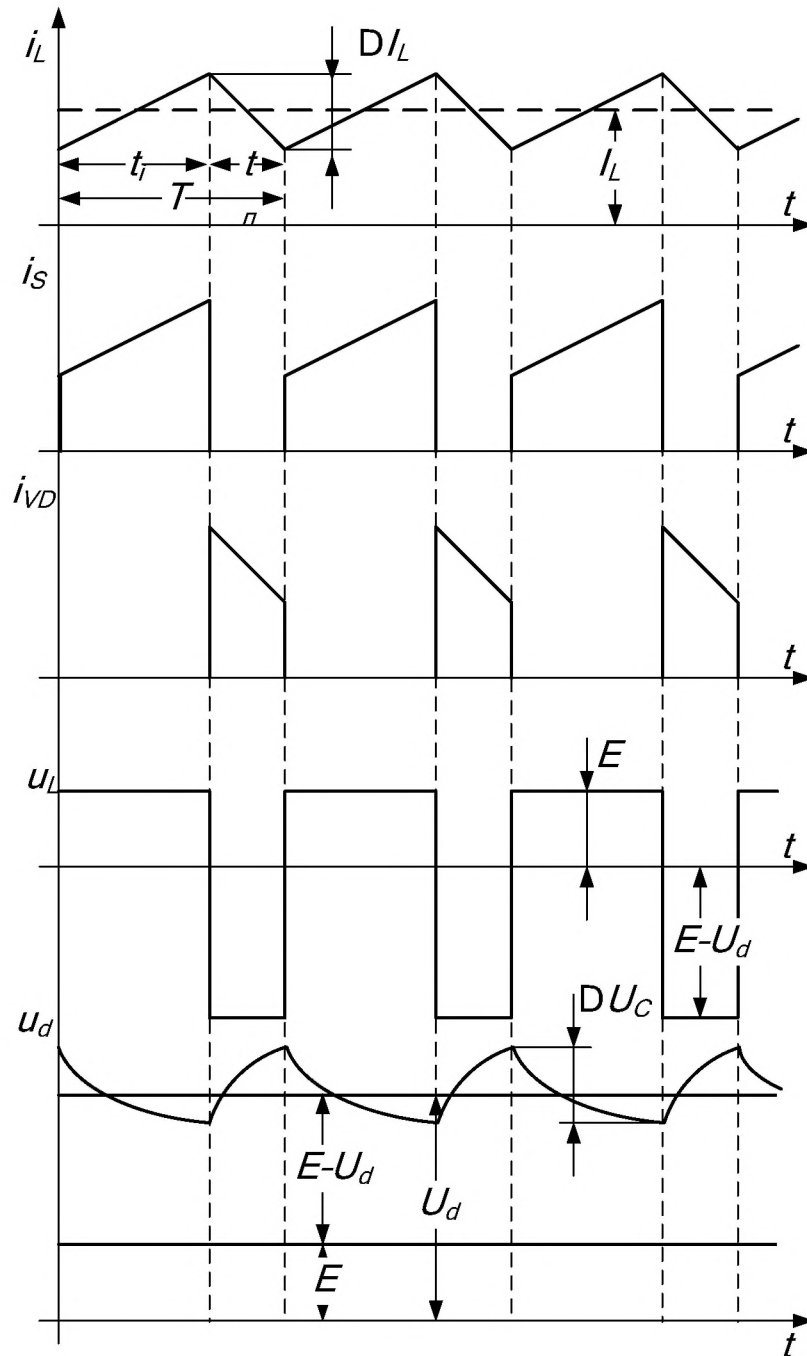


Рисунок 1.7 – Діаграма напруг та струмів

Будемо вважати елементи схеми ідеальними. Отже, потужність, яка споживається від джерела живлення E , повинна дорівнювати потужності, яка надходить до навантаження. Враховуючи, що в усталеному режимі середнє значення струму дроселя $I_L = \text{const}$, а середнє значення струму через

конденсатор $I_C = 0$, для схеми на рис. 1.6 можемо записати $E I_L = U_d I_L t_n / T$, де t_n – тривалість розімкненого стану ключа S ; T – період роботи ключа. Отже, регульовальна характеристика у відносних одиницях для широтно-імпульсного регулювання має такий вигляд:

$$U_d^* = \frac{U_d}{E} = \frac{T}{t_n} = \frac{T}{T - t_i} = \frac{1}{1 - t_i^*} = \frac{1}{1 - \gamma}, \quad (1.100)$$

де t_i – тривалість замкненого стану ключа S ; $t_i^* = t_i / T$ – відносна тривалість замкненого стану ключа, або коефіцієнт заповнення імпульсів γ .

Для частотно-імпульсного регулювання зі сталою тривалістю імпульсу (ЧІР-а) регульовальна характеристика

$$U_d^* = \frac{U_d}{E} = \frac{T}{t_n} = \frac{T}{T - t_i} = \frac{1}{1 - t_i/T} = \frac{1}{1 - f^*}, \quad (1.11)$$

де $f^* = f / f_{\max}$ – відносна частота імпульсів; $f_{\max} = 1/t_i$ – максимальна частота імпульсів.

Для частотно-імпульсного регулювання зі сталою тривалістю паузи (ЧІР-б) регульовальна характеристика

$$U_d^* = \frac{U_d}{E} = \frac{T}{t_n} = \frac{1}{f^*}, \quad (1.12)$$

де $f^* = f / f_{\max}$, а максимальна частота імпульсів $f_{\max} = 1 / t_n$.

Визначимо середній струм у дроселі I_L . Скористаємось балансом потужностей на вході та виході схеми, оскільки за прийнятих припущень втрати відсутні:

$$EI_L = U_d I_d \Rightarrow I_L = \frac{U_d}{E} I_d = \frac{I_d}{1-\gamma}. \quad (1.13)$$

Останній вираз дуже важливий та показує, що середній струм дроселя, так само, як і середній струм під час імпульсу в ключі і середній струм під час паузи в діоді, необмежено зростає при $\gamma \rightarrow 1$. Цей факт свідчить про надзвичайне перевантаження елементів при γ близьких до одиниці, тому не слід використовувати такий перетворювач у описаних режимах. Для визначення пульсації струму в дроселі ΔI_L (**Ошибка! Источник ссылки не найден.рис. 1.7**) виразимо напругу на дроселі під час імпульсу:

$$u_L = E = L \frac{\Delta I_L}{t_i}. \quad (1.14)$$

Приріст струму ΔI_L отримаємо з останнього виразу, використовуючи (1.100)

$$\Delta I_L = \frac{E}{L} t_i = \frac{E\gamma}{Lf} = \frac{U_d \gamma (1-\gamma)}{Lf}. \quad (1.15)$$

За час імпульсу відбувається розряд конденсатору струмом навантаження I_d . Для кінцевого значення ємності C за час імпульсу напруга на конденсаторі зменшиться на ΔU_C (**Ошибка! Источник ссылки не найден.рис. 1.7**). Ця зміна напруги пов'язана зі струмом навантаження

$$-\Delta U_C = \frac{1}{C} \int_0^{t_i} i_c dt = -\frac{1}{C} \int_0^{t_i} I_d dt;$$

$$\Delta U_C = \frac{I_d t_i}{C} = \frac{I_d \gamma}{fC}.$$

Змінна складова напруги, яка оцінюється як половина розмаху, дорівнює

$$U_{d\sim} = \frac{\Delta U_c}{2} = \frac{I_d \gamma}{2fC}. \quad (1.16)$$

Збільшення частоти переключення f дозволяє зменшити рівень пульсацій. При більшому значенні γ пульсація на навантаженні зростає, що цілком природно – конденсатору необхідно працювати більший час без підзарядки. Дросель у такому перетворювачі дозволяє забезпечити регулювання напруги на навантаженні, збільшення його індуктивності зменшує пульсацію струму на вході.

Для роботи в режимі неперервного струму необхідне виконання нерівності

$$I_{L\min} = \frac{I_d}{1-\gamma} - \frac{U_d \gamma (1-\gamma)}{2Lf} > 0. \quad (1.17)$$

З рівності $I_{L\min} = 0$ можна визначити граничне значення індуктивності, при якому здійснюється перехід від режиму неперервних струмів (НС) до режиму перервних струмів (ПС)

$$L_{zp} = \frac{U_d \gamma (1-\gamma)^2}{I_d 2f} = R_{d\max} \frac{\gamma (1-\gamma)^2}{2f}. \quad (1.18)$$

1.4. Системи управління (СУ) та їх види

В даний час, в електричних схемах застосовуються так звані системи управління, або схеми управління. Схема управління - це набір різних елементів, а також їх налаштувань, з їх допомогою здійснюється робота основної електричної схеми. У більшості випадків, без схеми управління неможлива робота самої електричної схеми, так як робота деяких її елементів

безпосередньо залежить від параметрів і налаштувань елементів схеми управління. Також, за допомогою схем управління, може здійснюватися зворотний зв'язок, важливе явище, на якому може бути заснована вся робота пристрою.

У даній роботі буде використано кілька систем управління. Перш за все, це система управління зі змінним режимом на основі пропорційно-інтегрально- диференціального (ПІД) регулятора.

Сам по собі математичний розрахунок ПІД-регулятора дуже складний і вимагає глибоких знань в математиці, якщо тільки ви не розбираєтеся в нейронних мережах, тоді програмне забезпечення саме буде перебирати всі значення складових ПІД-регулятора і знаходити оптимальне поєднання. Але теж дуже складно реалізувати такий процес.

Працюючи в Simulink, досить нескладно реалізувати роботу ПІД-регулятора, досить просто вибрати спеціальний блок і включити його в схему управління. У даній роботі не був використаний блок з бібліотеки Simulink, так як стандартні блоки мають масу додаткових, непотрібних в даній роботі функцій і уповільнюють роботу програми. ПІД-регулятор був зібраний вручну, тобто були включені три основних компоненти, після чого вони включалися в множник. І в ході роботи такої ПІД-регулятор досить добре виконав свою роботу.

Далі система змінена шляхом включення в неї гістерезиса. І після цього, гістерезис замінений на ШПМ. І всі три варіанти системи управління засновані на принципі зворотного зв'язку.

1.5 СУ зі змінним режимом на основі ПІД-регулятора

Ковзковий режим - вид руху динамічної системи, описуваної диференціальним рівнянням з розривом правої частиною. Ковзковий режим характеризується тим, що рух відбувається по поверхні розриву правої частини в просторі станів системи. Для існування ковзного режиму в системі

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t), x = (x_1, \dots, x_n),$$

де $f(x, t)$ - вектор-функція, що має розриви на гіперповерхні $g(x) = 0$

$$f(x, t) = \begin{cases} f^+(x, t) \text{ при } g(x) > 0; \\ f^-(x, t) \text{ при } g(x) < 0, \end{cases}$$

$f^+(x, t), f^-(x, t)$ - вектор-функція, безперервна по змінній стану x і параметру t в області $g(x) \geq 0$ ($g(x) \leq 0$) досить виконати умови $\lim_{g \rightarrow +0} \frac{dg}{dt} < 0$ та $\lim_{g \rightarrow -0} \frac{dg}{dt} > 0$, гарантуючи зустрічної траєкторії системи в околицях простору станів, що примикають до гіперповерхні розриву правої частини $g(x) = 0$ (рис 1.8, а).

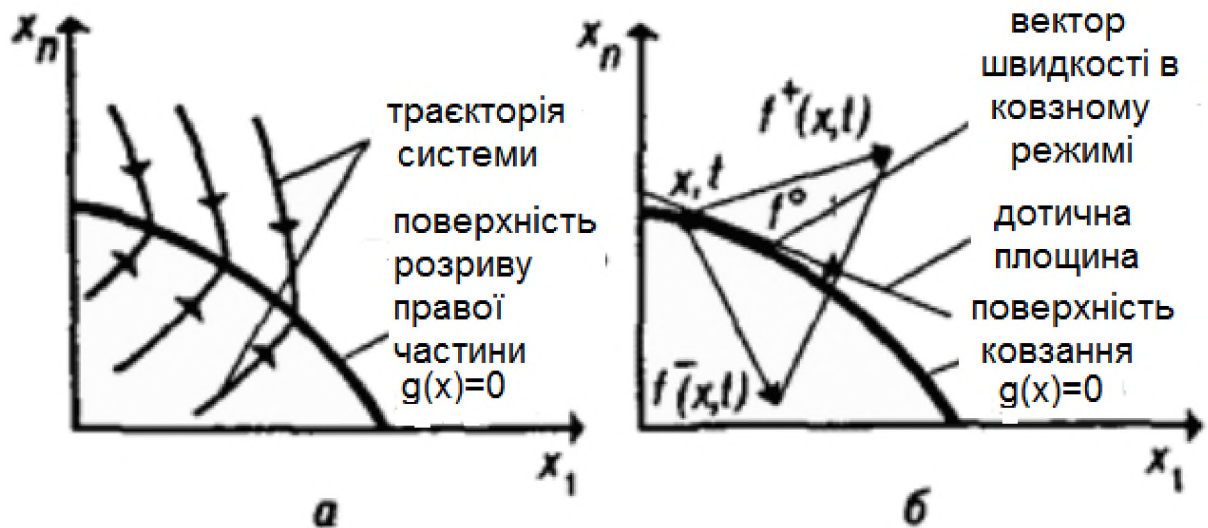


Рисунок 1.8 – Система зі змінним режимом: а - фазові траєкторії; б - геометрична інтерпретація до визначення

Рівняння руху системи по поверхні розриву необхідно до визначити, так як в цьому випадку не виконуються умови класичних теорем існування рішення диференціального рівняння. До визначення рішення диференціального рівняння має збігатися з рішенням, отриманим при введенні в механізм, який реалізує розриви правої частини, різного роду

малих неідеальностей, що знімають невизначеність продовженням рішення уздовж поверхні розриву і при подальшому граничному переході до ідеального випадку. Такий підхід часто призводить до наступного до визначення рівняння ковзання:

$$\frac{dx}{dt} = f^0(x, t), x \in \{x: g(x) = 0\},$$

де вектор швидкості $f^0(x, t)$ шукають у вигляді

$$f^0(x, t) = \mu f^+(x, t) + (1 - \mu) f^-(x, t), 0 \leq \mu \leq 1.$$

Цей вектор належить дотичній площині до поверхні $g(x) = 0$ (рис 1.8, б).

Ковзковий режим широко використовують при синтезі релейних систем управління та систем управління зі змінною структурою.

У даній роботі, ковзний режим служить для стабілізації вихідної напруги та його стійкості до нестабільності вхідної напруги. Показником змінного режиму служить так званий «чаттерінг» (англ. - chattering) - явище при якому функція має постійні короткочасні пульсації (рис. 1.9). А він як раз і отримується завдяки симетричності руху назустріч один одній траєкторій системи.

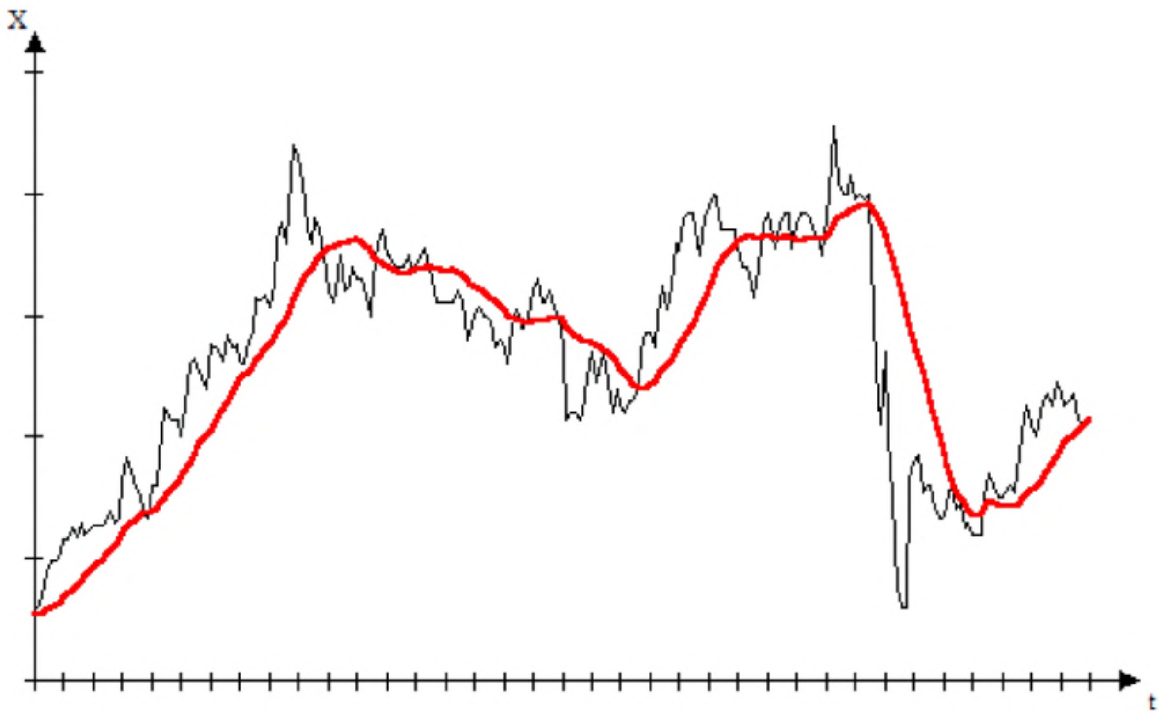


Рисунок 1.9 – Приклад функції зі змінним режимом

ПД регулятор - пристрій в системах управління зі зворотним зв'язком. Використовується в системах автоматичного управління для формування керуючого сигналу з метою отримання більшої точності та якості перехідного процесу. ПД-регулятор формує керуючий сигнал, який є сумою трьох доданків. Перший з доданків пропорційний різниці вхідного сигналу та сигналу зворотного зв'язку, другий доданок є інтегралом першого доданка, а третій доданок є похідна першого доданка. У тому випадку, якщо будь-які зі складових не застосовуються, то регулятор називають пропорційно-інтегруючим, пропорційно-диференціальним, пропорційним і так далі.

А тепер більш докладно розберемо кожен зі складових ПД регулятора.

Пропорційна складова створює сигнал на виході, який максимально протидіє відхиленню регульованої величини від заданого значення, що спостерігається в даний момент часу. Чим більше це відхилення, тим більший цей сигнал. Якщо вхідний сигнал дорівнює заданому значенню, то вихідний сигнал дорівнює нулю.

Однак при використанні тільки пропорційного регулятора значення регульованої величини ніколи не стабілізується на заданому значенні. Існує так звана статична помилка, яка дорівнює такому відхиленню регульованої величини, яке забезпечує вихідний сигнал, стабілізуючий вихідну величину саме на цьому значенні.

Чим більший коефіцієнт пропорційності між вхідним і вихідним сигналом, тим менше статична помилка, проте при занадто великому коефіцієнті посилення при наявності затримок в системі можуть початися автоколивання, а при подальшому збільшенні коефіцієнта система може втратити стійкість.

Інтегруюча складова пропорційна інтегралу за часом від відхилення регульованої величини. Її використовують для усунення статичної помилки. Вона дозволяє регулятору згодом врахувати статичну помилку.

Якщо система не відчуває зовнішніх збурень, то через деякий час регульована величина стабілізується на заданому значенні, сигнал пропорційною складовою буде дорівнює нулю, а вихідний сигнал буде повністю забезпечуватися інтегруючою складовою. Проте, інтегруюча складова також може призводити до автоколивання при неправильному виборі її коефіцієнта.

Диференціююча складова пропорційна швидкості зміни відхилення регульованої величини та призначена для протидії відхилень від потрібного значення, які можливі в подальшому. Відхилення можуть бути викликані зовнішніми збуреннями або запізненням впливу регулятора на систему.

1.6 СУ на основі ефекту гістерезису з ПД-регулятором

В електроніці та електротехніці використовуються пристрої, що володіють магнітним гістерезисом - різні магнітні носії інформації, або електричним гістерезисом, наприклад, тригер Шмітта або гістерезисний двигун.

Гістерезис використовується для придушення шумів в момент перемикання логічних сигналів.

В електронних приладах всіх видів спостерігається явище теплового гістерезиса: після нагрівання приладу і його подальшого охолодження до початкової температури його параметри не повертаються до початкових значень.

Гістерезис - явище, яке полягає в тому, що фізична величина, описує стан тіла, неоднозначно залежить від фізичної величини, характеризує зовнішні умови. Іншими словами результат роботи системи залежить як від внутрішніх, так і від зовнішніх умов. Гістерезис спостерігається в тих випадках, коли стан тіла в даний момент часу визначається зовнішніми умовами не тільки в той же, але і в попередні моменти часу. Неоднозначна залежність величин спостерігається в будь-яких процесах, так як для зміни стану тіла завжди потрібно відповідний час, та реакція тіла відстає від викликаючих це причин. Таке відставання тим менше, чим повільніше змінюються зовнішні умови. Однак для деяких процесів відставання при уповільненні зміни зовнішніх умов не зменшується. В цих випадках неоднозначна залежність величин називається гістерезисом, а саме явище - Гістерезис.

Петля гістерезису - крива, що зображує, наприклад, хід залежності намагнічування від напруженості зовнішнього поля. Чим більше площа петлі, тим більшу роботу на перемагнічування треба затратити.

На рисунку нижче представлено зображення петлі гістерезису (рис.1.10).

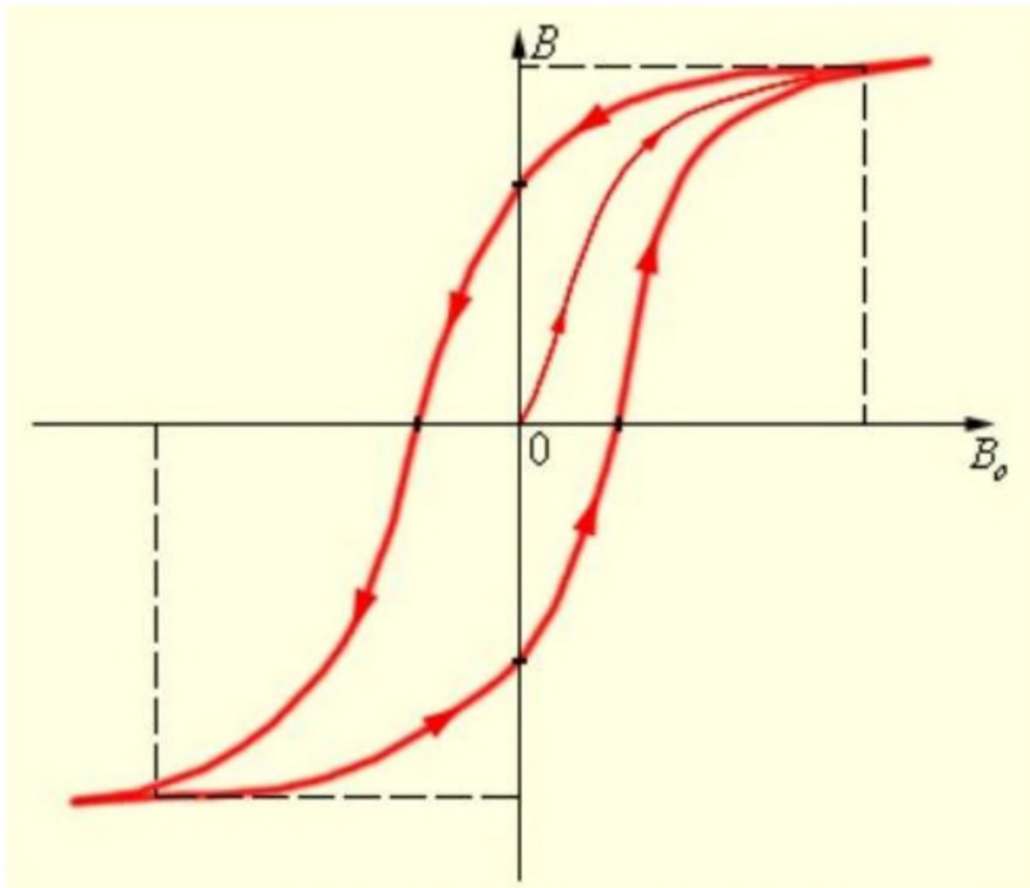


Рисунок 1.10 – Петля гістерезису

1.7 СУ на основі роботи ШІМ з ПД-регулятором

Широтно-імпульсна модуляція - наближення бажаного сигналу до дійсним бінарним сигналам, так, що, в середньому, за певний відрізок часу, їх значення рівні. Формально, це можна записати так:

$$\int_{t_1}^{t_2} x(t) dt = \sum A * \Delta T_i$$

де $x(t)$ - потрібного вхідного сигналу в межах від t_1 до t_2 , а ΔT_i - тривалість i -го ШІМ імпульсу, кожного з амплітудою A . ΔT_i підбирається таким чином,

що сумарні площі (енергії) обох величин приблизно рівні за досить тривалий проміжок часу, рівні так само і середні значення величин за період:

$$\frac{\int_{t_1}^{t_2} x(t) dt}{t_2 - t_1} = \frac{\sum A * \Delta T_i}{t_2 - t_1}$$

Керованими "рівнями", як правило, є параметри живлення силової установки, наприклад, напруга імпульсних перетворювачів, або регуляторів постійної напруги, або швидкість електродвигуна. Для імпульсних джерел $x(t) = U_{const}$ стабілізації.

ШІМ - широтно-імпульсний перетворювач, що генерує ШІМ сигнал по заданому значенню керуючого напруги. Основна перевага ШІМ - високий ККД його підсилювачів потужності, який досягається за рахунок використання їх виключно в ключовому режимі. Це значно зменшує виділення потужності на силовому перетворювачі (СП).

При широтно-імпульсній модуляції в якості несучих коливань використовується періодична послідовність прямокутних імпульсів, а інформаційним параметром, пов'язаним з дискретним модулюючим сигналом, це і є тривалість цих імпульсів. Періодична послідовність прямокутних імпульсів однакової тривалості має постійну складову, зворотньо-пропорційну шпаруватості імпульсів, тобто прямо пропорційну їх тривалості. Пропустивши імпульси через ФНЧ з частотою зрізу, значно меншою, ніж частота проходження імпульсів, цю постійну складову можна легко виділити, отримавши постійну напругу. Якщо тривалість імпульсів буде різною, ФНЧ виділить повільно змінючу напругу, що відстежує закон зміни тривалості імпульсів. Таким чином, за допомогою ШІМ можна створити нескладний ЦАП: значення відліків сигналу кодуються тривалістю імпульсів, а ФНЧ перетворює імпульсну послідовність в плавно змінюваний сигнал.

ШІМ використовує як транзистори, так і інші елементи, але не в активному, або лінійному, а в ключовому режимі, тобто транзистор весь час або розімкнута (вимкнений), або замкнута (знаходиться в стані насичення). У першому випадку транзистор має нескінченний опір, тому струм в колі не тече, і, хоча вся напруга живлення падає на транзисторі, тобто $\text{ККД} = 0$, в абсолютному вираженні виділяється на транзисторі потужність дорівнює нулю. У другому випадку, коли ключ замкнута, опір транзистора вкрай малий, і, отже, падіння напруги на ньому близько до нуля - виділяється потужність так же мала.

$$R_{tr} \rightarrow \infty \leftrightarrow P = \frac{U^2}{R} \rightarrow 0$$

$$R_{tr} \rightarrow 0 \leftrightarrow P = I^2 R \rightarrow 0$$

ШІМ є імпульсний сигнал постійної частоти і змінної шпаруватості, тобто відношення тривалості імпульсу до періоду його проходження. За допомогою завдання шпаруватості, або тривалості імпульсів, можна змінювати середню напругу на виході ШІМ (рисунок 1.11).

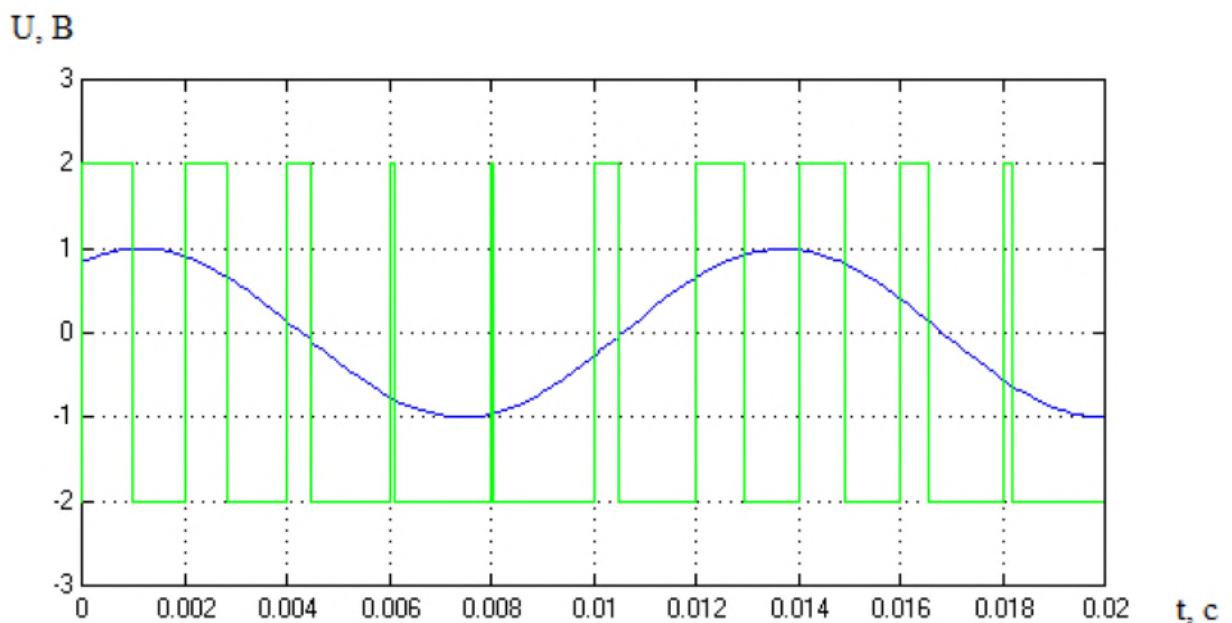


Рисунок 1.11 – ШІМ

Генерується аналоговим компаратором, на негативний вхід якого подається опорний сигнал у вигляді «пилки» або «трикутника», а на позитивний - власне сам модульований безперервний аналоговий сигнал. Частота імпульсів відповідає частоті «зубів» пилки. Ту частину періоду, коли вхідний сигнал вище опорного, на виході виходить одиниця, нижче - нуль.

У цифровій техніці, виходи якої можуть приймати тільки одне з двох значень, наближення бажаного середнього рівня виходу за допомогою ШІМ є абсолютно природним. Схема настільки ж проста: пилоподібний сигнал генерується N -бітним лічильником. Цифрові пристрої працюють на фіксованій частоті, зазвичай набагато перевищує реакцію керованих установок. У періоди між фронтами тактових імпульсів, вихід ЦШП залишається стабільним, на ньому діє або низький рівень, або високий, в залежності від виходу цифрового компаратора, який би порівнював значення лічильника з рівнем наближається цифрового сигналу $V(n)$. Вихід за багато тактів можна трактувати як низку імпульсів з двома можливими значеннями 0 і 1, що змінюють один одного кожен такт T . Частота появи одиничних імпульсів виходить пропорційної рівня наближається сигналу $\sim V(n)$. Одиниці, що слідує одна за одною, формують контур одного, більш широкого імпульсу. Тривалості отриманих імпульсів змінної ширини $\sim V(n)$, кратні періоду тактування T , а частота дорівнює $1 / (T * 2N)$. Низька частота означає тривалі, щодо T , періоди сталості сигналу одного рівня, що дає невисоку рівномірність розподілу імпульсів.

Описана цифрова схема генерації підпадає під визначення однобітних імпульсно-кової модуляції. Однобітний ІКМ можна розглядати в термінах ШІМ як серію імпульсів частотою $1 / T$ і шириною 0 або T . Високою якістю володіє такий різновид однобітних ІКМ, як імпульсно-плотностна модуляція, яка ще іменується імпульсно-частотною модуляцією.

Відновлюється безперервний аналоговий сигнал арифметичним усередненням імпульсів за багато періодів за допомогою найпростішого

фільтра низьких частот. Але зазвичай навіть цього не потрібно, так як електромеханічні складові приводу мають індуктивність, а об'єкт управління - інерцію, імпульси з виходу ШІМ згладжуються і ОП, при достатній частоті ШІМ-сигналу, поводить ся як при управлінні звичайним аналоговим сигналом.

1.8 Постановка задач дослідження

Для досягнення поставленої мети дипломної магістерської роботи сформульовані наступні завдання:

- вибрати схему підвищуючого перетворювача;
- побудувати схему управління підвищуючого перетворювача в ковзному режимі;
- модернізувати систему управління шляхом введення гістерезиса для стабілізації частоти комутації;
- проаналізувати модернізовану систему;
- модернізувати систему управління шляхом введення ШІМ для стабілізації частоти комутації;
- проаналізувати модернізовану систему;
- перевірити реакцію підвищуючого перетворювача на різке переключення навантаження;
- вибрати значення початкового та кінцевого навантажень;
- проаналізувати зміни в результаті перемикання;
- виконати перевірку реакції підвищуючого перетворювача на короткочасне зміну напруги живлення;
- вибрати значення початкової та кінцевої напруги;
- проаналізувати зміни в результаті перемикання.

1.9 Висновки до першого розділу

У першому розділі описані та проаналізовані основні види підвищуючого перетворювача. Це дозволило зрозуміти принцип передачі енергії для отримання на навантаженні напругу яка перевищує напругу джерела живлення.

Сформульовано завдання та вибудувати подальші дії по розробці схеми управління підвищуючого перетворювача.

2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

2.1 Розробка моделі і результати моделювання

У цій частині роботи представлені безпосередньо всі результати моделювання, отримані на практиці. Так як в результаті побудови схеми, вона виявилася робочою, що впливає з того, що ми отримали на вихідній напрузі заздалегідь відоме значення, то тепер з цієї самої схемою буде проведена робота по дослідженню деяких її характеристик. Також результатом роботи буде підтвердження всього того, що написано в теоретичній частині.

2.2 Підвищуючий перетворювач на основі СУ зі змінним режимом на основі ПД-регулятора

Для початку, уявімо схему найпростішого підвищуючого перетворювача, на основі схеми управління, заснованої на роботі змінного режиму. Основним елементом цієї системи управління є ПД-регулятор. Схема змодельована в Simulink. Були реалізовані такі номінали елементів схеми (таблиця 2.1).

Таблиця 2.1 – Номінали елементів

Елемент	Значення
$U_{\text{живлення}}$	12 В
L	1000 мкФ
C	50 мкГн
R1	500 Ом
R2	1000 Ом
$R_{\text{наг}} (\text{min})$	48 Ом
$R_{\text{наг}} (\text{max})$	192 Ом
$U_{\text{опорне}}$	48 В

Нижче наведена схема (рисунок 2.1).

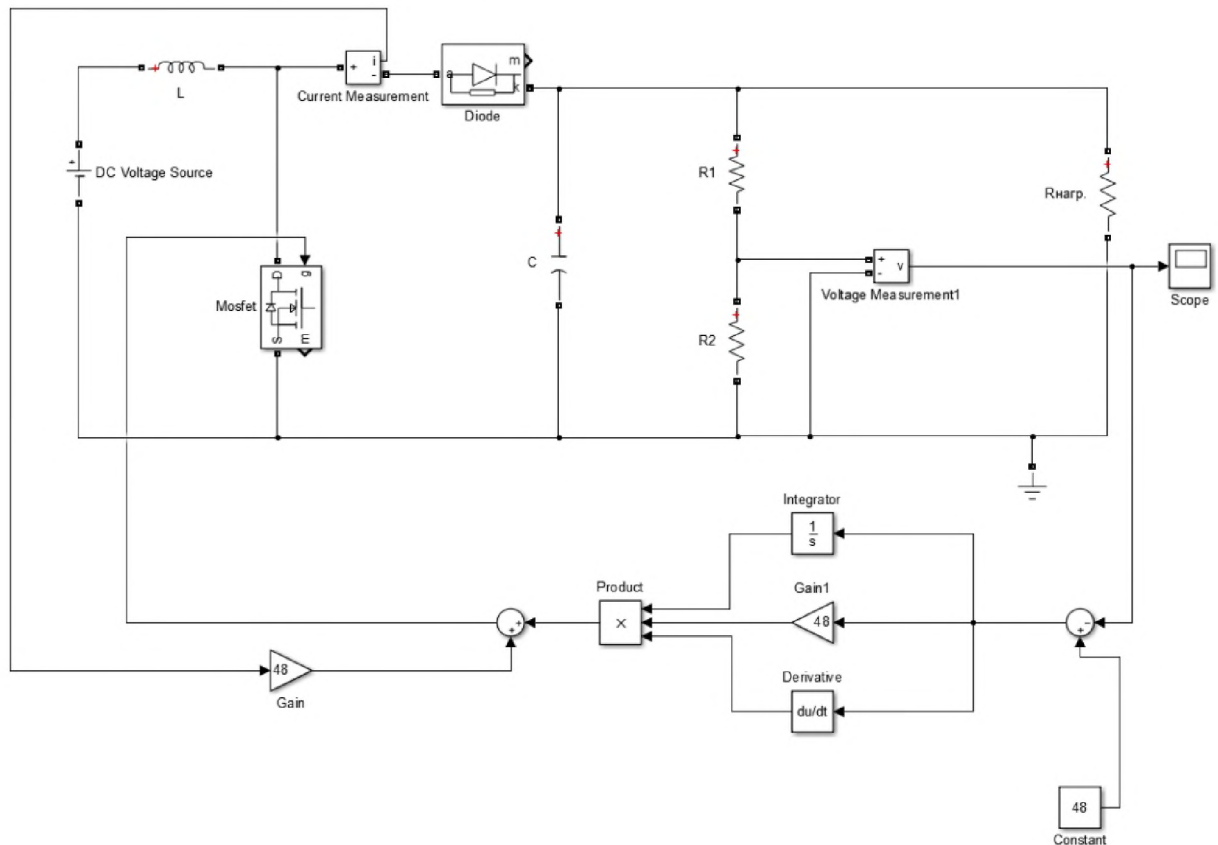


Рисунок 2.1 – Схема підвищуючого перетворювача з керуванням

І дійсно, перетворювач на виході видає потрібні 48 вольт, зазначені в опорній напрузі, при входній 12 вольтах, хоча це не має значення, яка напруга на вході.

Як ми бачимо, система управління заснована на принципі зворотного зв'язку. Головним процесом є перемноження всіх трьох складових ПД-регулятора з подальшим надходженням на суматор, в свою чергу включений в основну схему.

Нижче наведена вихідна характеристика напруги (рисунок 2.2).

Як ми бачимо, на графіку спостерігається ефект, іменований «чаттерінг» (англ. - chattering). Графік з таким ефектом виглядає як періодична функція з однаковою амплітудою. Як і було задано в опорній напрузі, ми отримали необхідні 48 вольт.

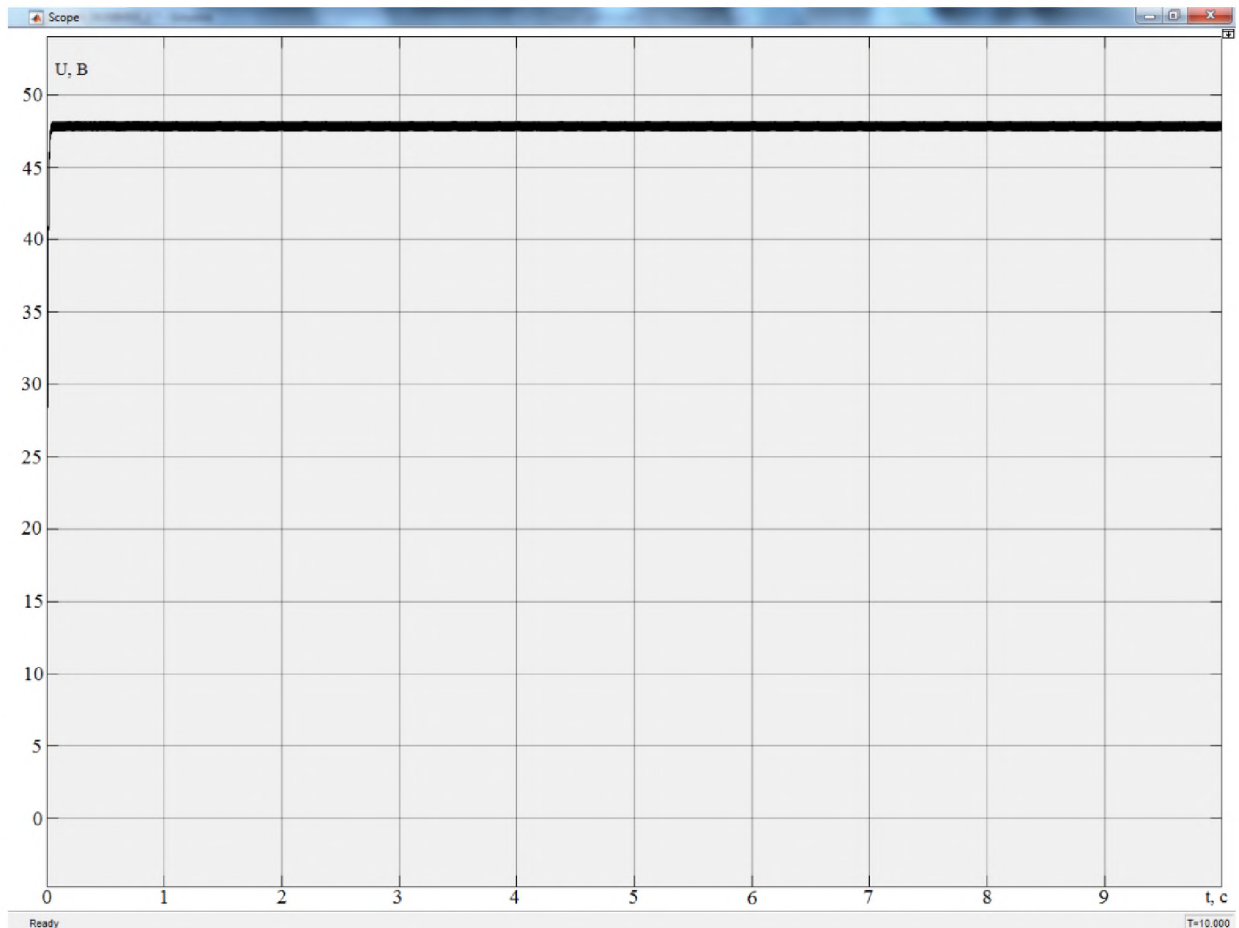


Рисунок 2.2 – Вихідна характеристика напруги

На зображенні, наведеному нижче, можна докладніше розглянути дане явище (рисунок 2.3).

З цього випливає, що ми добилися ефекту «ковзання», що характеризується як раз такою поведінкою графіка. Вихідна напруга хоча і має пульсації, але вони незначні і мають одну і ту ж амплітуду.

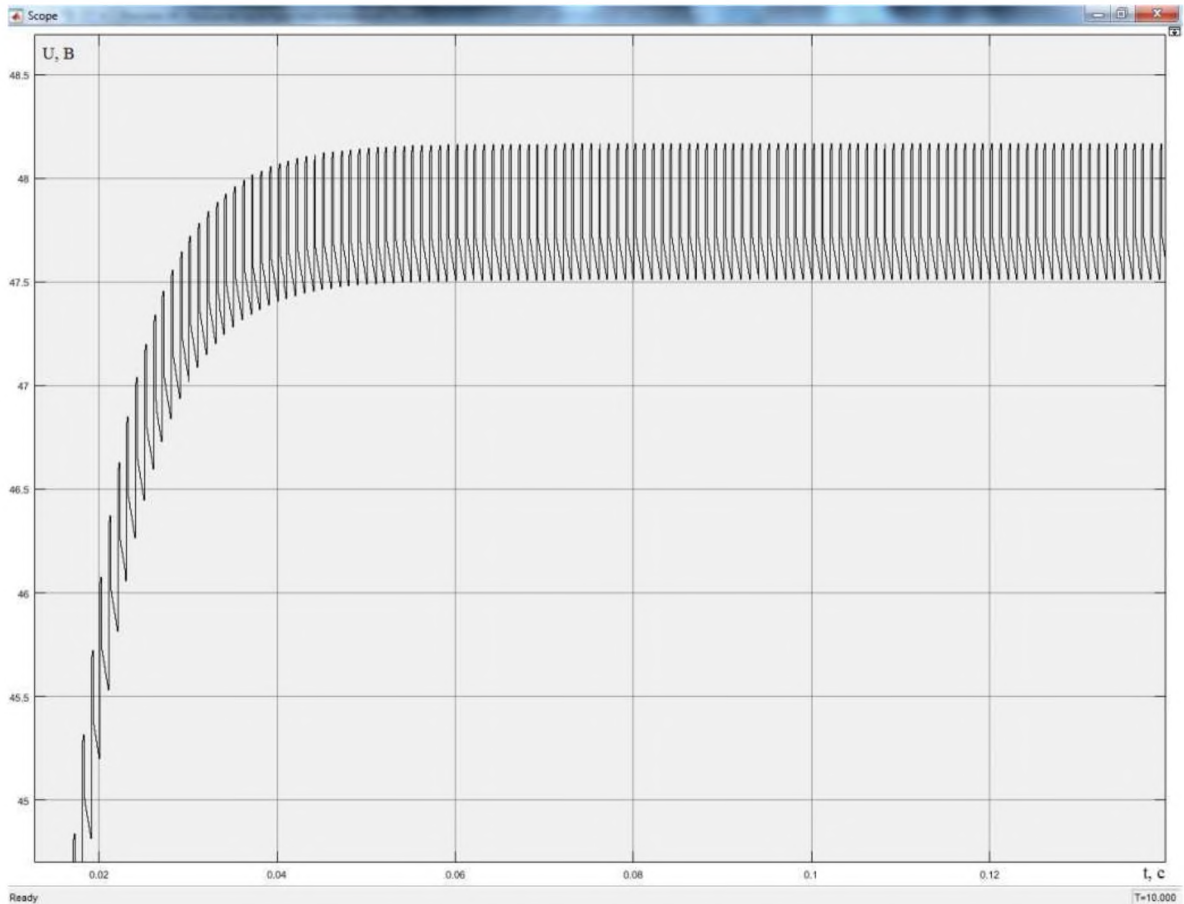


Рисунок 2.3 – Явище «чаттерінга»

2.3 Підвищуючий перетворювач на основі СУ та на основі ефекту гістерезису з ПД-регулятором

Наступним етапом було включення в схему управління гістерезиса. Були реалізовані такі номінали елементів схеми (таблиця 2.2).

Таблиця 2.2 – Номінали елементів

Елемент	Значення
$U_{\text{живлення}}$	12 В
L	1000 мкФ
C	50 мкГн
R1	500 Ом
R2	1000 Ом
$R_{\text{наг}} (\text{min})$	48 Ом
$R_{\text{наг}} (\text{max})$	192 Ом
$U_{\text{опорне}}$	48 В
fs	200 кГц

Схема з гістерезисом представлена нижче (рисунок 2.4).

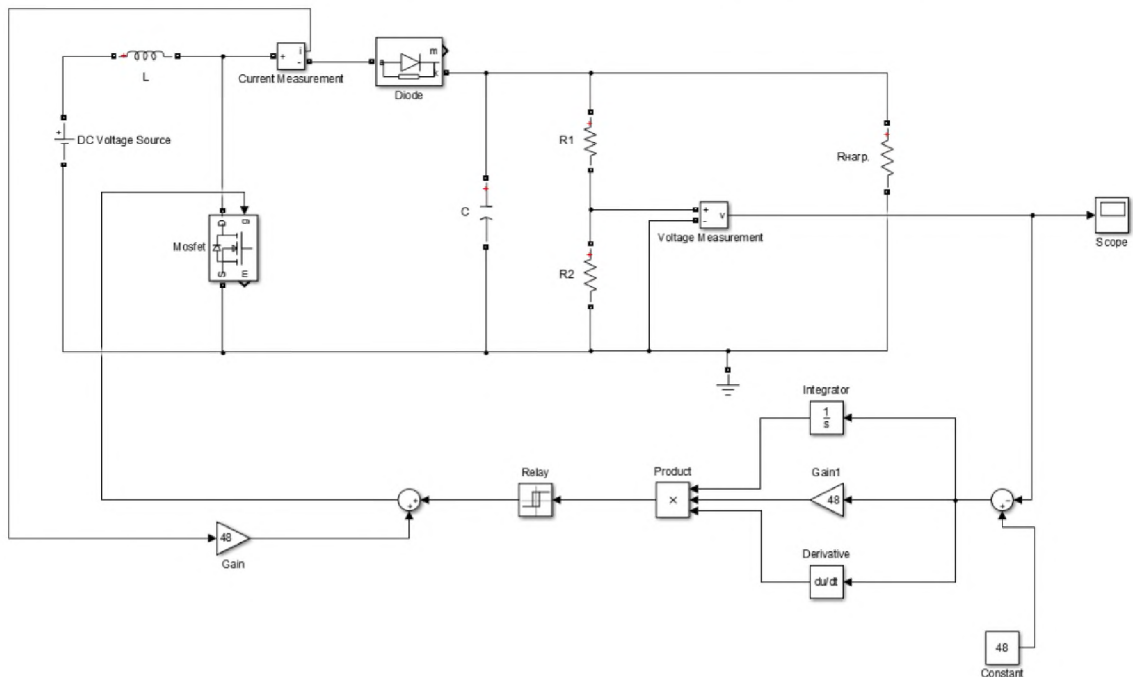


Рисунок 2.4 – Схема з гістерезисом

У схемі гістерезис позначений як елемент «Relay», і саме за рахунок нього відбувається позначення меж амплітуди чаттерінга, але так як всі значення задані по дефолту, система сама підбирає діапазон пульсацій. Графік вихідної залежності представлений нижче.

Як видно з графіка, спочатку процесу спостерігається нестабільність вихідної напруги, але дуже скоро явище чаттерінга її нейтралізує. І знову ми отримуємо на виході потрібні 48 вольт.

Для подання повної картини процесу, збільшимо частину графіка і представимо її нижче (рисунок 2.6).

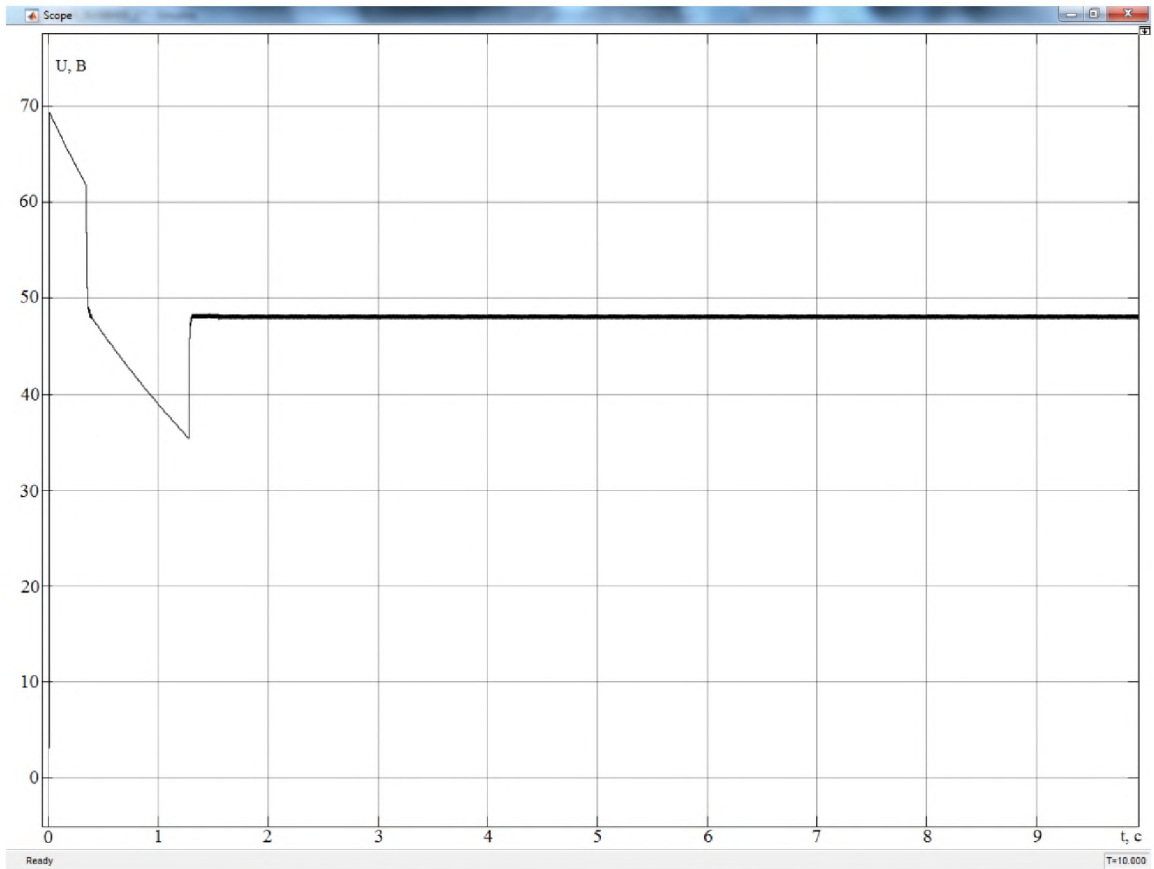


Рисунок 2.5 – Вихідна напруга схеми з гістерезисом

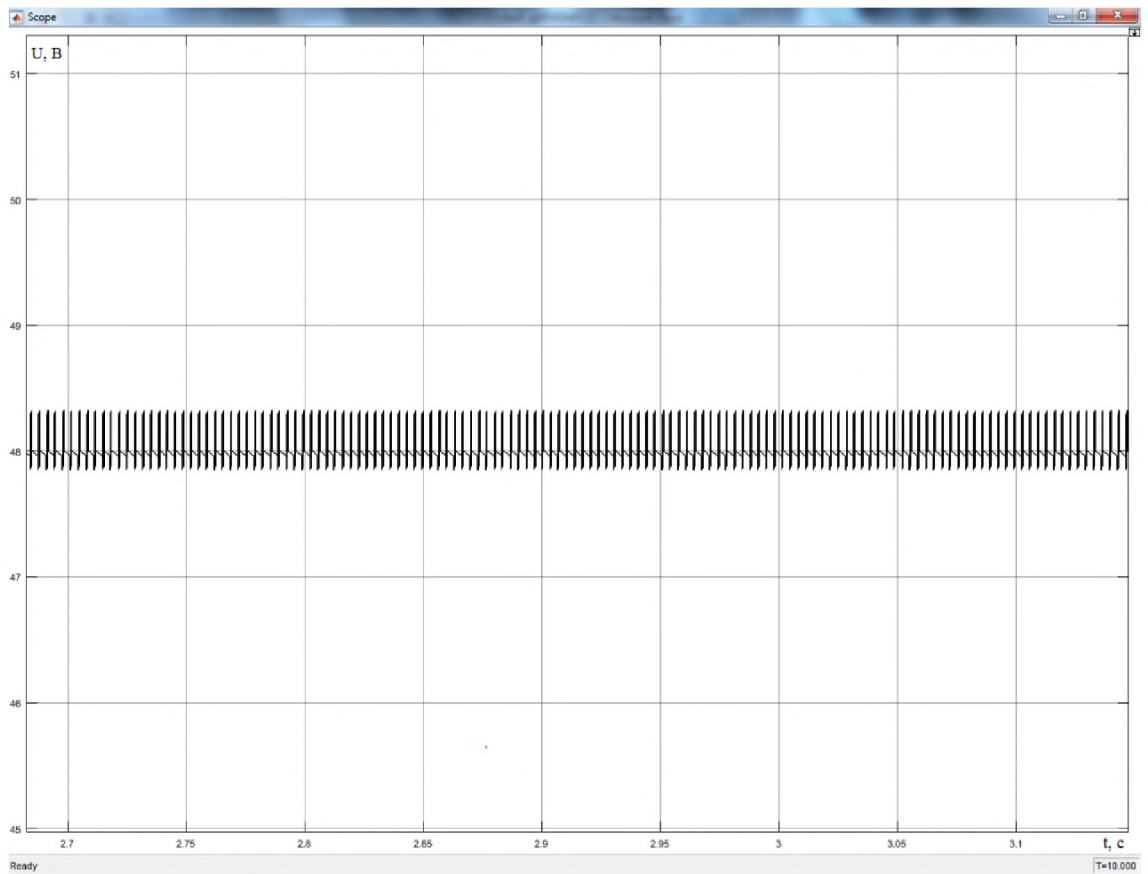


Рисунок 2.6 – Чаттерінг в збільшеному вигляді

Нижче можна найбільш докладно розглянути явища чаттерінга, найбільш зрозуміло показані амплітуда та період (рисунок 2.7).

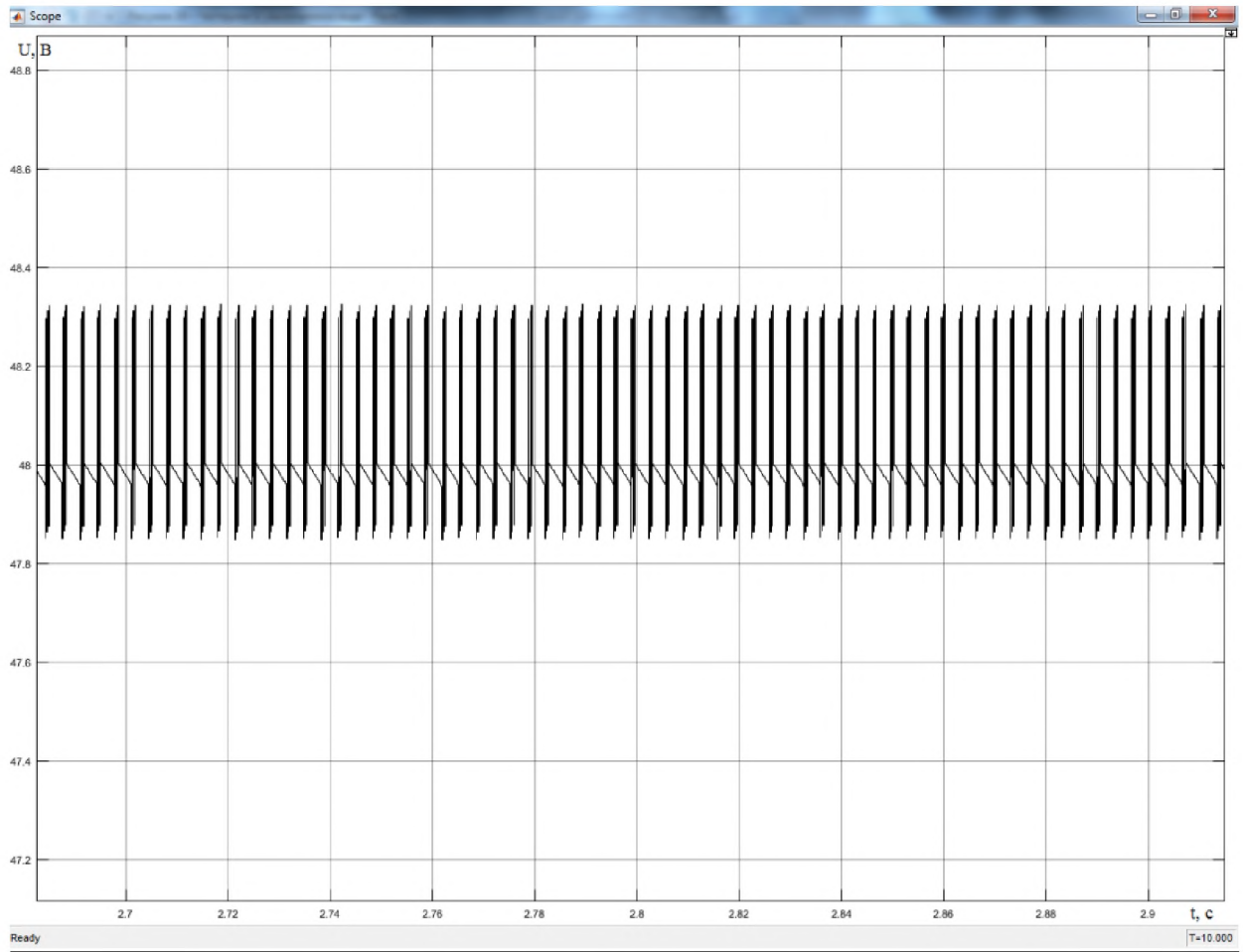


Рисунок 2.7 – Чаттерінг ще більш збільшеному вигляді

Гістерезис, у випадку з вихідним напругою, не дає значенню напруги, скажімо, різко підскочити або різко впасти, так як система постійно знаходиться під контролем петлі гістерезиса, тому значення напруги коливається в строго певних межах.

2.4 Підвищуючий перетворювач на основі СУ та на основі роботи ШІМ з ПД-регулятором

Наступним етапом було включення в схему управління блоку ШІМ. Цей блок посів місце блоку гістерезиса. Реалізовані наступні номінали елементів схеми (таблиця 2.3).

Таблиця 2.3 – Номінали елементів

Елемент	Значення
$U_{\text{живлення}}$	12 В
L	1000 мкФ
C	50 мкГн
R1	500 Ом
R2	1000 Ом
$R_{\text{наг (min)}}$	48 Ом
$R_{\text{наг (max)}}$	192 Ом
$U_{\text{опорне}}$	48 В
fs	200 кГц

Схема з ШІМ представлена нижче (рисунок 2.8)

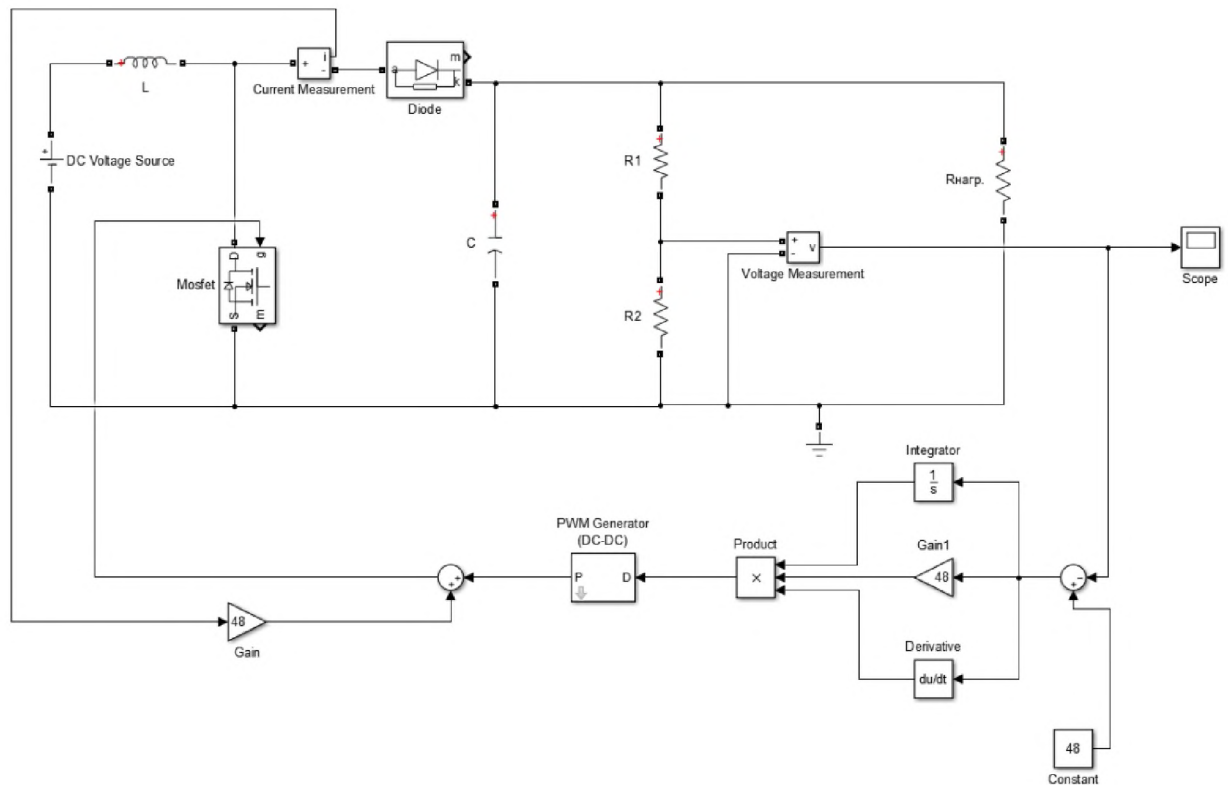


Рисунок 2.8 – Схема з ШІМ

У схемі ШІМ позначений як елемент «PWMGenerator», і саме за рахунок нього відбувається позначення меж амплітуди пульсацій, явище скважності. Графік вихідний залежності представлений нижче (рисунок 2.9).

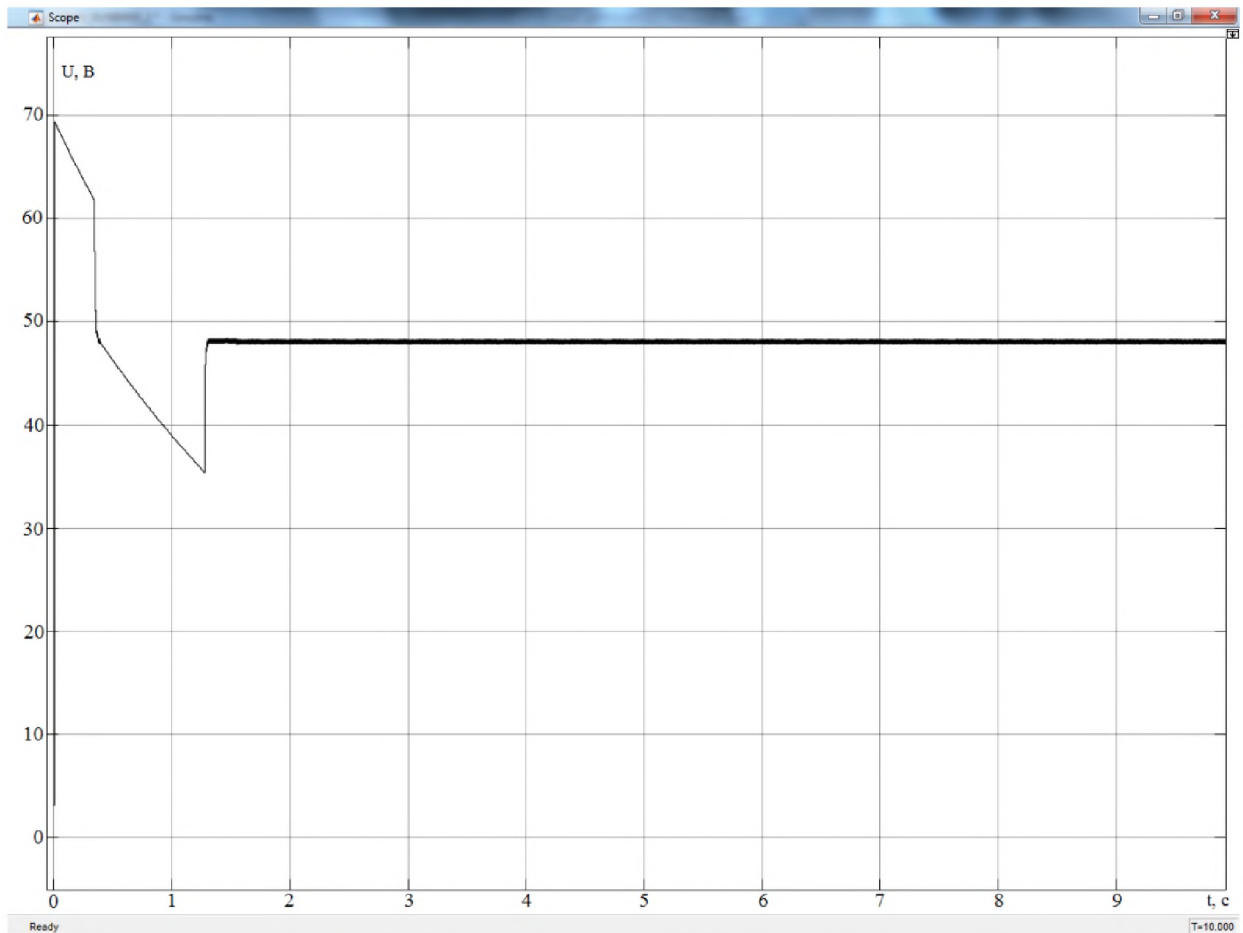


Рисунок 2.9 – Вихідна напруга схеми з ШІМ

Як видно з графіка, спочатку процесу спостерігається нестабільність вихідної напруги, але дуже скоро явище чаттерінга її нейтралізує. Завдяки ШІМ, напруга подається порціями. І знову ми отримуємо на виході потрібні 48 вольт.

Для найкращого представлення процесу, збільшимо частину графіка і представимо нижче (рисунок 2.10).

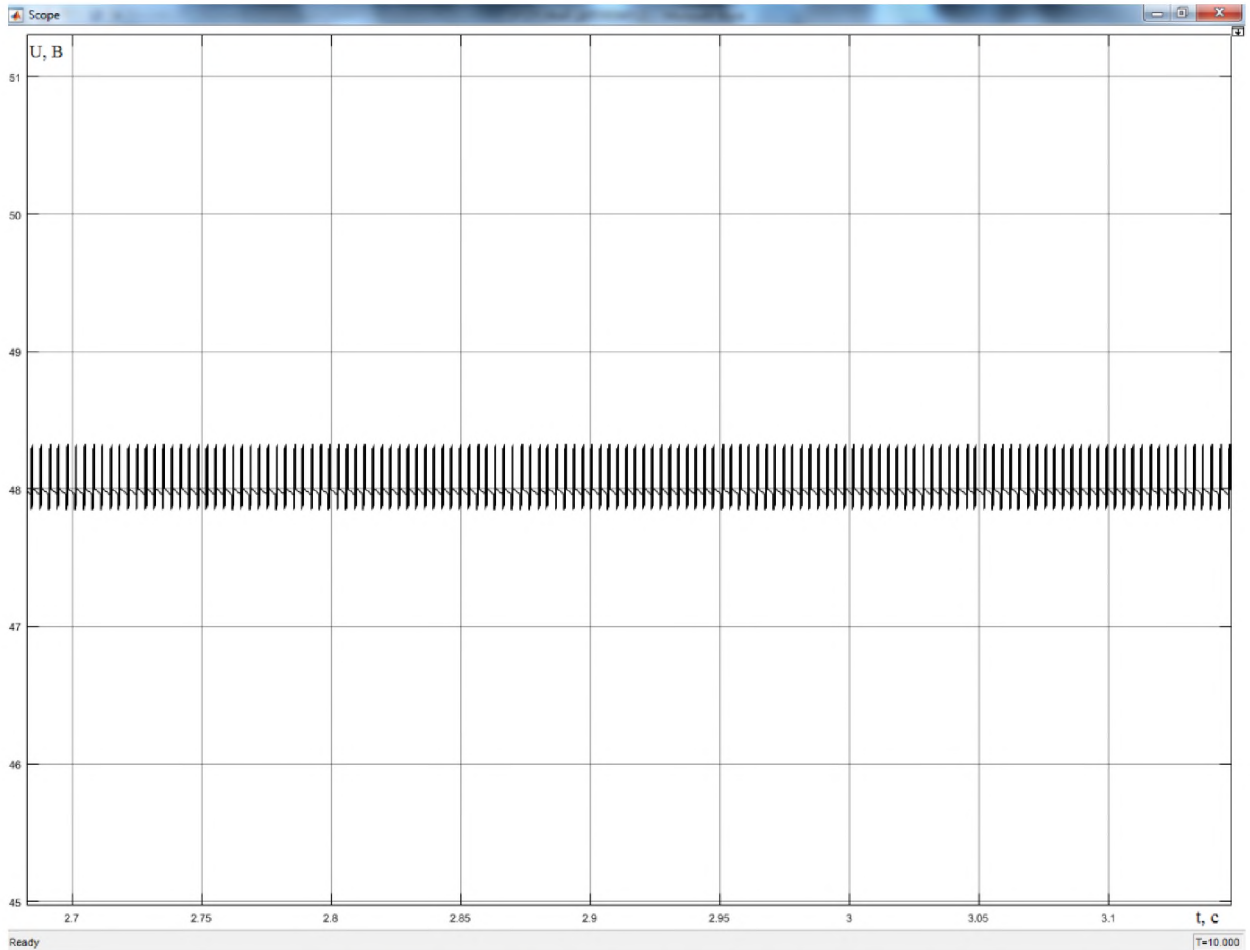


Рисунок 2.10 – Чаттерінг в збільшенні

2.5 Результати реакції підвищуючого перетворювача на різке переключення навантаження

У цій частині роботи була проведена перевірка реакції схеми на раптове перемикання навантаження. У схему був вбудований ключ, і два навантаження, в певний момент ключ переключався з одного значення навантаження на інше.

Було проведено два експерименти, спочатку навантаження з 192 Ом різко переключалася до 48 Ом. І як видно на представленому нижче графіку, вихідна характеристика напруги в момент переключення ключа спочатку трохи звузилася, а потім повернулася до первісного стану. Такий перехідний відрізок можна вважати незначним, так як в подальшому напруга залишалася цілком стабільним (рисунок 2.11).

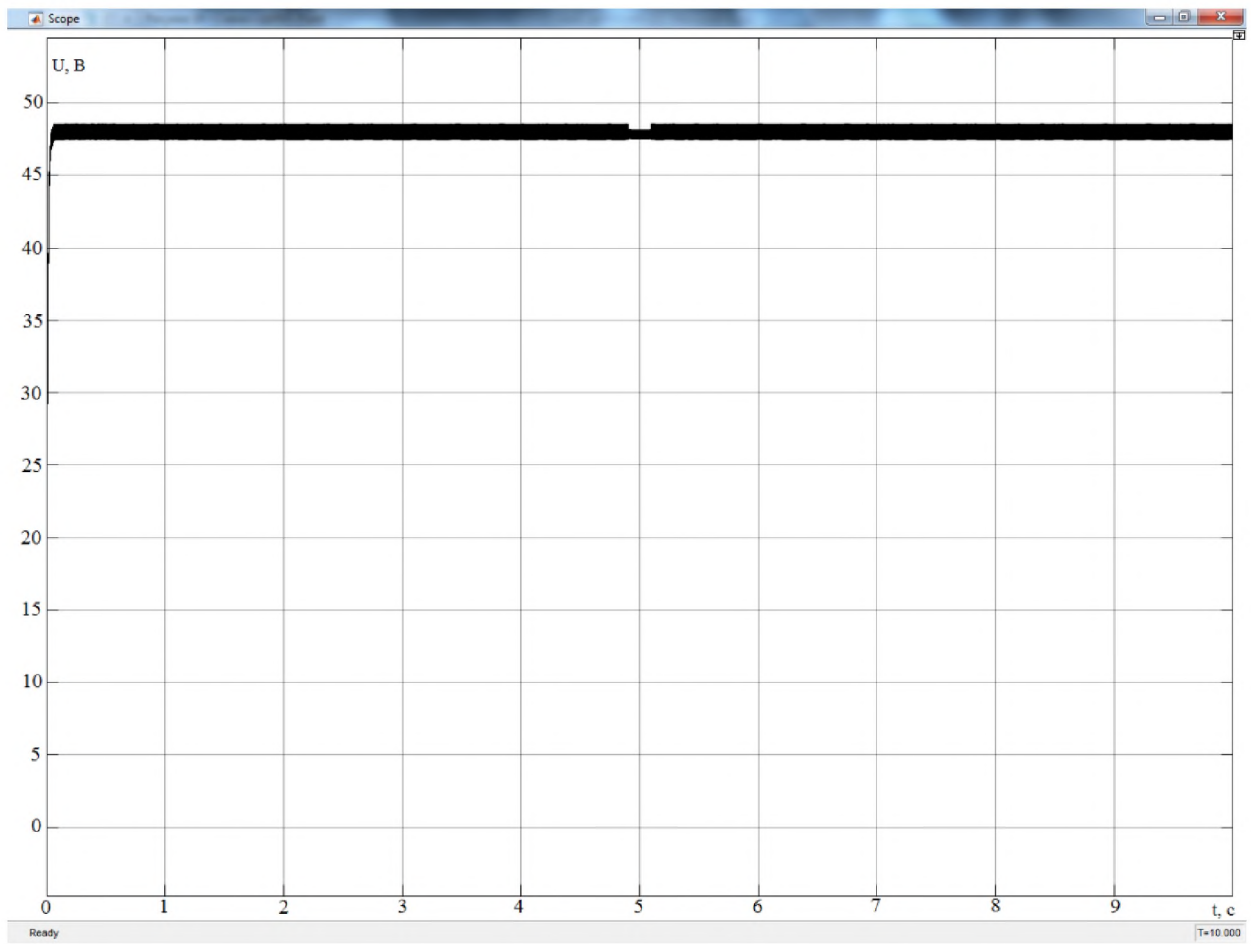


Рисунок 2.11 – Вихідна напруга при зменшенні навантаження

Нижче, в збільшеному вигляді представлений момент стрибка навантаження, який стався приблизно через 4,9 секунди після початку роботи (рисунок 2.12).

На отриманому, графіку, ми бачимо, що різке переключення навантаження дуже несуттєво вплинуло на вихідну характеристику напруги, це обумовлено наявністю змінного режиму.

У другому експерименті навантаження навпаки збільшили з початкових 48 Ом до 198 Ом. Нижче наведено графік вихідного напруги (рисунок 2.13).

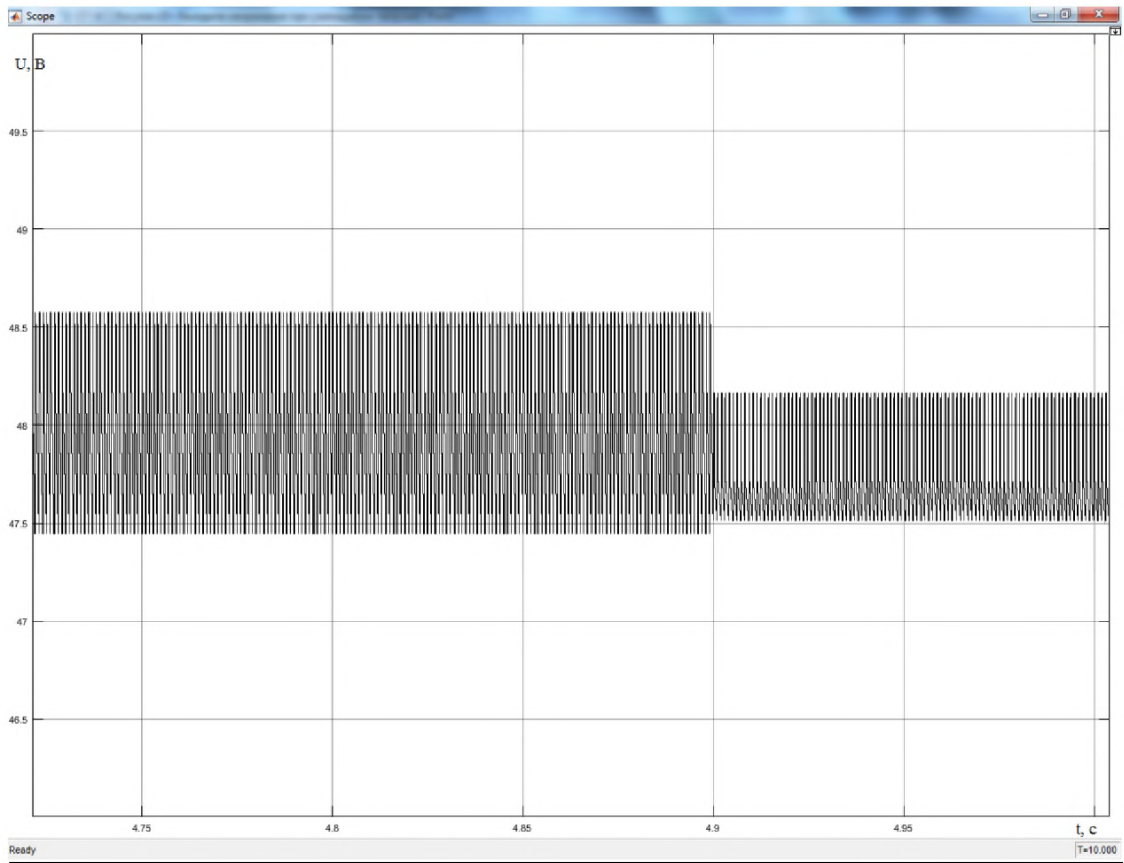


Рисунок 2.12 – Момент зниження навантаження

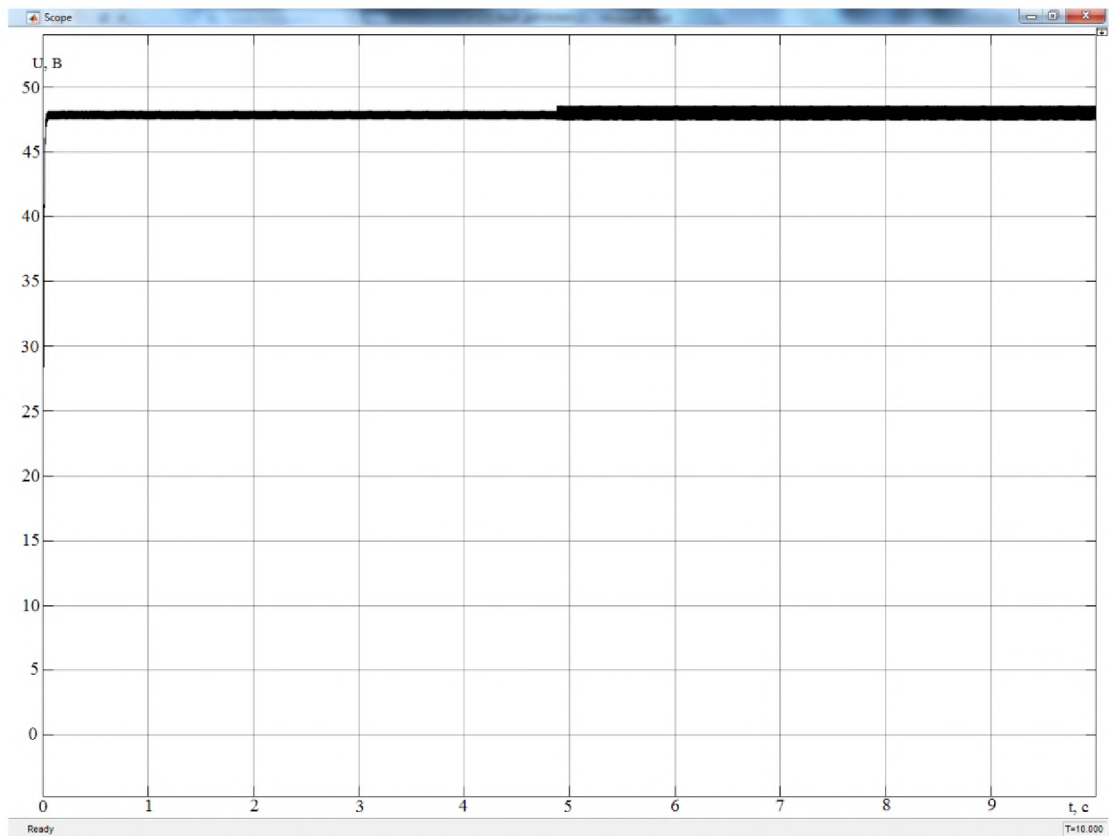


Рисунок 2.13 – Вихідна напруга при збільшенні навантаження

Далі в багаторазовому збільшенні представлений момент зміни кордону пульсацій (рисунок 2.14).

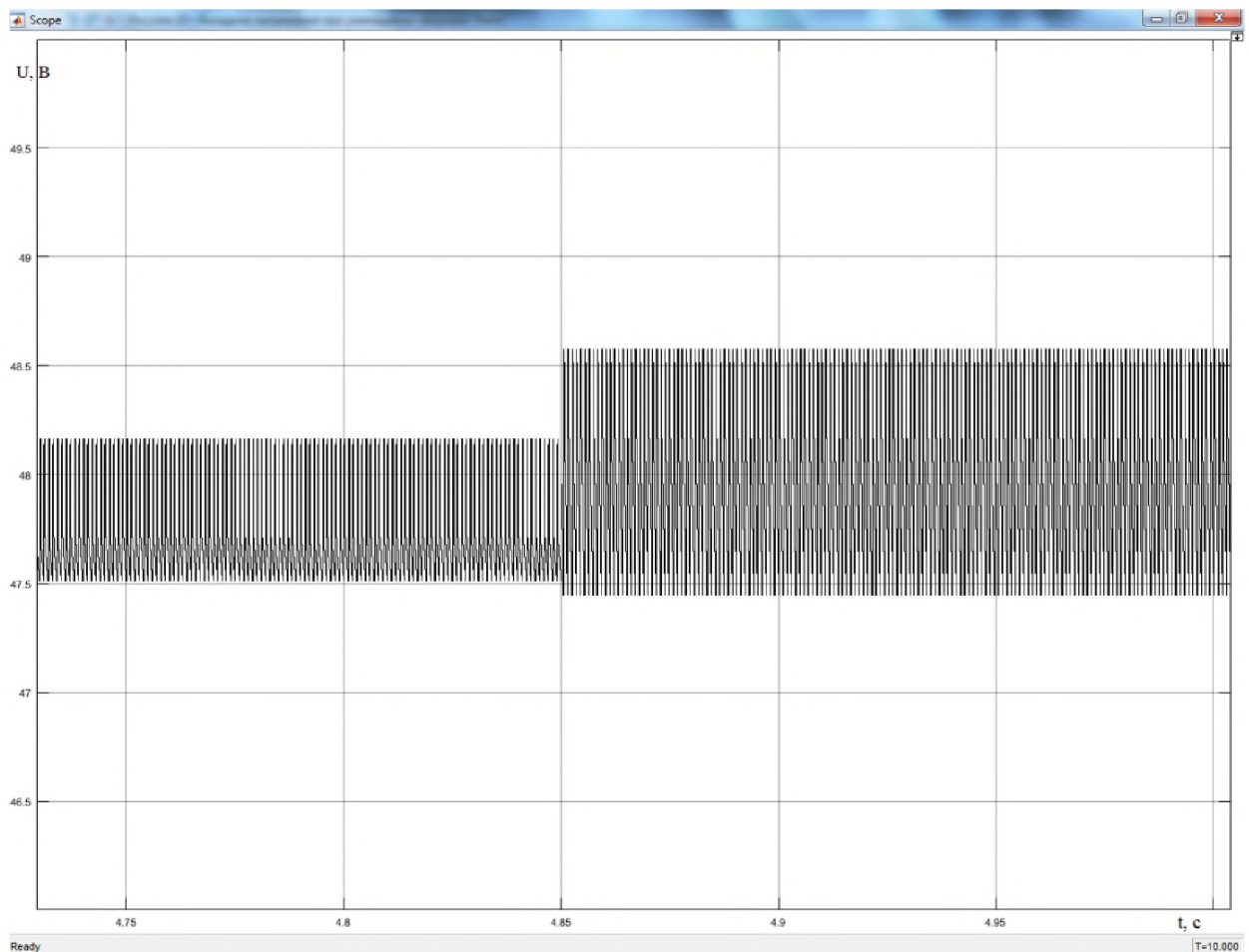


Рисунок 2.13 – Момент підвищення навантаження

І знову, видно, що різке переключення навантаження дуже несуттєво вплинуло на вихідну характеристику напруги. Хоч ширина чаттерінга і збільшилася, в подальшому графік досить стабільний. Це обумовлено наявністю змінного режиму.

2.6 Результати реакції підвищуючого перетворювача на короткочасну зміну напруги живлення

У цій частині роботи, також як і в попередній, перевірялася стійкість системи до різного виду втручань. В даному випадку перевірялася реакція на

різку зміну вхідної напруги. При будь-якій зміні вхідної напруги, на виході отримали потрібні 48 В. Єдиним показником того, що був проведений різкий стрибок напруги, є наявність невеликого перехідного проміжку, але для даного виду схеми це цілком прийнятно.

Нижче наведена вихідна характеристика напруги (рисунок 2.14).

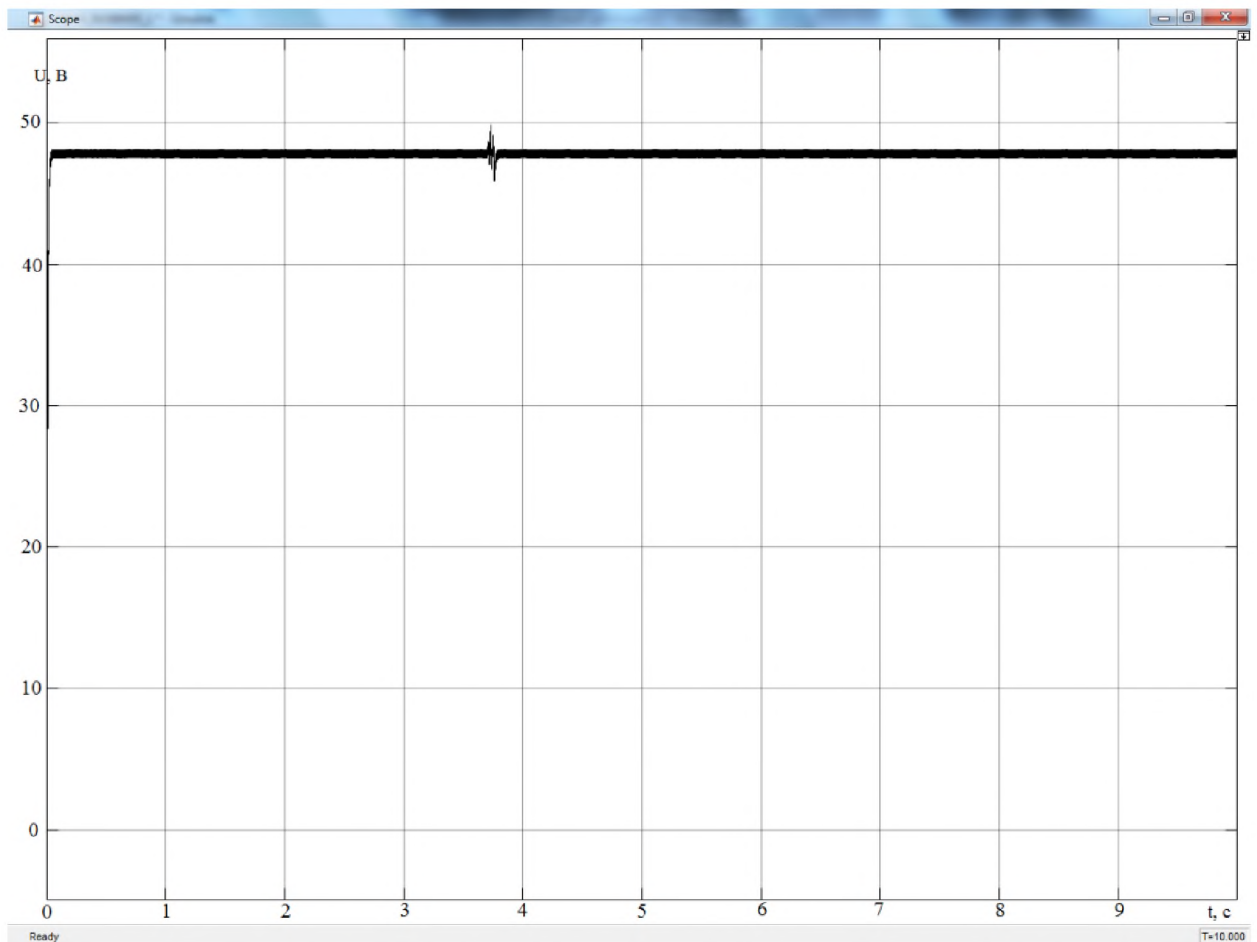


Рисунок 2.14 – Вихідна напруга при стрибку вхідної

Нижче, в збільшеному вигляді представлений момент стрибка напруги, який виник приблизно через 3,7 секунди після початку роботи (рисунок 2.15).

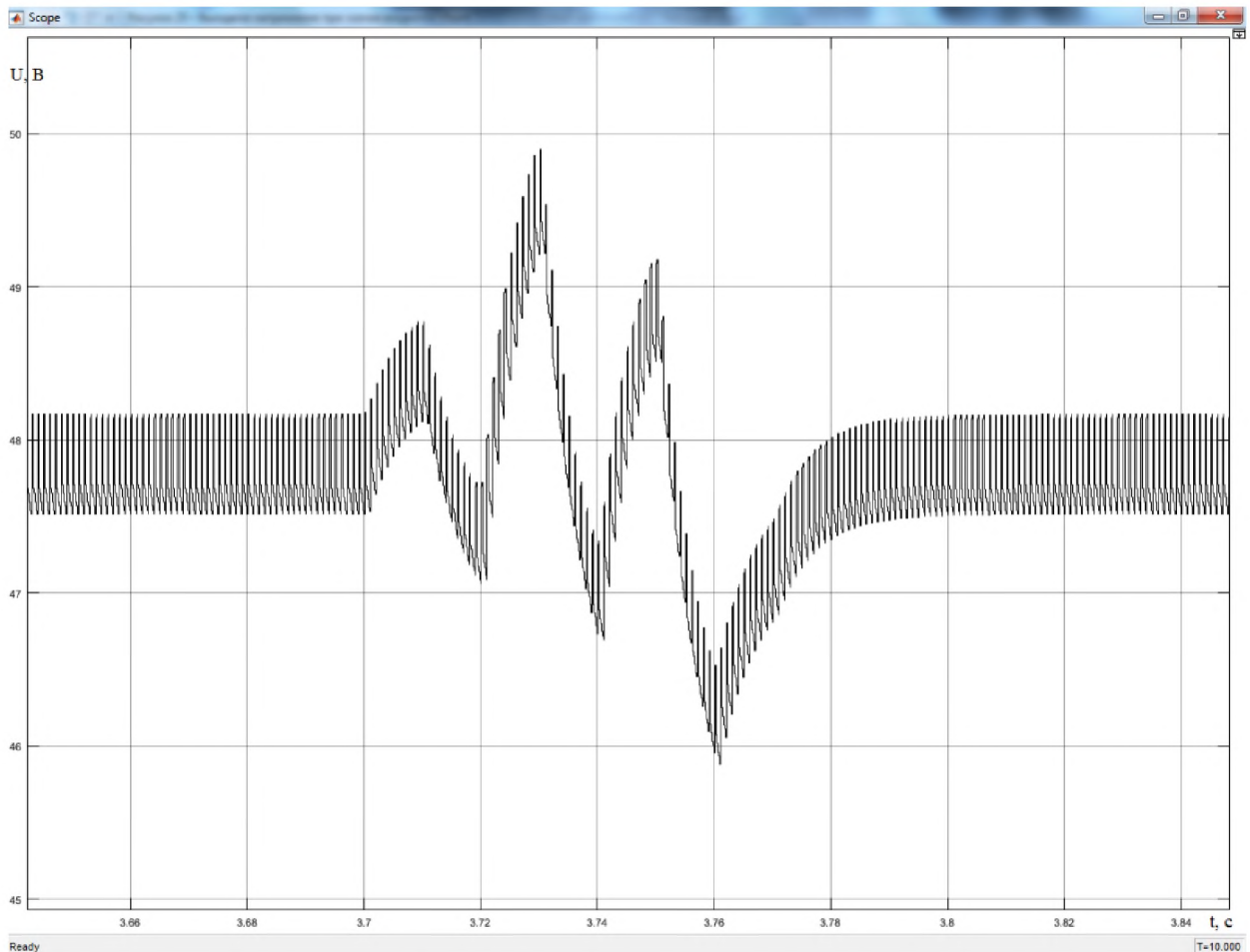


Рисунок 2.15 – Момент стрибка вхідної напруги

З усього цього можна зробити висновок, що хоч система і реагує на зміни номіналів елементів схеми, але незначно. Причому на різкі та суттєві зміни, а наприклад, на невеликі скачки напруги, схема практично не буде реагувати. Отже, що підвищує перетворювач одночасно служить і стабілізатором вихідної напруги.

2.7 Висновки до другого розділу

У спеціальній частині дипломної роботи спроектована схема управління підвищуючого перетворювача в ковзному режимі яка може використовуватись як лабораторна робота. Також було розглянуті основні принципи роботи обраної схеми та зроблений аналіз роботи макету.

3 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ

3.1 Визначення трудомісткості розробки та моделювання підвищуючого перетворювача постійного струму для систем вторинного електроживлення

Трудомісткість продукції – показник, який характеризує витрати робочого часу на виробництво будь-якої споживчої вартості або на виконання конкретної технологічної операції. Трудомісткість розробки та моделювання підвищуючого перетворювача постійного струму для систем вторинного електроживлення розраховується за формулою (3.1):

$$t = t_0 + t_d + t_{да} + t_{p1} + t_{p2} + t_p \quad (3.1)$$

де t_0 – витрати праці на підготовку і опис поставленого завдання;

t_d – витрати праці на дослідження принципів імпульсного регулювання та основних способів імпульсного регулювання;

$t_{да}$ – витрати праці на дослідження та аналіз існуючих систем управління (СУ) та їх видів;

t_{p1} – витрати праці на розробку підвищуючого перетворювача на основі СУ зі змінним режимом на основі ПД-регулятора;

t_{p2} – витрати праці на розробку підвищуючого перетворювача на основі СУ та на основі роботи ШІМ з ПД-регулятором;

t_p – витрати праці на підготовку документації.

У таблиці 3.1 зведені данні тривалості процесів, що мали місце при розробці та моделюванні підвищуючого перетворювача постійного струму для систем вторинного електроживлення.

Таблиця 3.1 – Тривалість робочих процесів

Назва робочого процесу	Тривалість, год.
Витрати праці на підготовку і опис поставленого завдання	7
Витрати праці на дослідження принципів імпульсного регулювання та основних способів імпульсного регулювання	25
Витрати праці на дослідження та аналіз існуючих систем управління (СУ) та їх видів	21
Витрати праці на розробку підвищуючого перетворювача на основі СУ зі змінним режимом на основі ПД-регулятора	24
Витрати праці на розробку підвищуючого перетворювач на основі СУ та на основі роботи ШІМ з ПД-регулятором	19
Витрати праці на підготовку документації	15

Отже, загальна трудомісткість за формулою 3.1:

$$t = 7 + 25 + 21 + 24 + 19 + 15 = 111 \text{ годин}$$

3.2 Розрахунок витрат на розробку та моделювання підвищуючого перетворювача постійного струму

Витрати на розробку та моделювання підвищуючого перетворювача постійного струму для систем вторинного електроживлення включають витрати на заробітну плату інженера телекомунікацій і вартість машинного часу.

Заробітна плата – винагорода, обчислена, зазвичай, у грошовому виразі, яку за трудовим договором власник або уповноважений ним орган виплачує працівникові за виконану ним роботу. Розмір заробітної плати залежить від складності та умов виконуваної роботи, професійно-ділових якостей працівника, результатів його праці та господарської діяльності підприємства.

Заробітна плата виконавців визначається за формулою 3.2:

$$ЗП = t C \quad (3.2)$$

де t – загальна трудомісткість розробки та моделювання підвищуючого перетворювача постійного струму;

C – середня годинна заробітна плата інженера телекомунікацій (основна і додаткова) з урахуванням відрахувань на соціальні потреби, грн/год.

Середня заробітна плата інженера телекомунікацій на 01.09.2020р. складає 10850 грн. Отже, заробітна плата інженера телекомунікацій з урахуванням премій (20%) і можливих надбавок (10%) складає 14105 грн. Таким чином, річний фонд заробітної плати – 169260 грн. Єдиний соціальний внесок складає 36%, тобто 60933,6 грн.

Визначимо номінальний річний фонд робочого часу, при цьому прийнявши середню тривалість робочого дня рівної 8 годинам:

$$F_H = (T_k - T_{св} - T_{вих} - T_{від}) t_p \quad (3.3)$$

де T_k – кількість календарних днів у році, днів;

$T_{св}$ – кількість святкових днів у році, днів;

$T_{вих}$ – кількість вихідних днів у році, днів;

$T_{від}$ – календарна тривалість відпустки, днів.

Отже, річний фонд часу за формулою 3.3 дорівнює:

$$F = (356 - 10 - 104 - 22) \cdot 8 = 1832 \text{ годин}$$

Середня годинна заробітна плата інженера телекомунікацій визначається співвідношенням 3.4, яка має вигляд:

$$C_{зн} = \frac{\Phi ЗП_{сн}}{F_{\text{н}}} \quad \text{грн/год}, \quad (3.4)$$

де $\Phi ЗП_{сн}$ – річний фонд заробітної плати з урахуванням відрахувань на соціальні потреби;

$F_{\text{н}}$ – річний фонд робочого часу.

Отже середня годинна заробітна плата інженера телекомунікацій за формулою 3.4 дорівнює:

$$C_{зн} = 230193,6 / 1832 = 125,65 \text{ грн}$$

Таким чином, витрати на оплату праці розробника складають з урахуванням формули 3.2 отримаємо:

$$ЗП = 111 \times 125,65 = 13947,15 \text{ грн}$$

Розрахунок вартості машинного часу, необхідного для розробки на ЕОМ включає витрати на програмне та апаратне забезпечення і витрати за електроенергію, здійснюється по формулі 3.5:

$$З_{мч} = C_o + C_{ел} \quad (3.5)$$

де C_o – витрати на обладнання, грн;

$C_{ел}$ – витрати на електроенергію, грн.

Для розрахунку вартості машино-часу необхідно знати вартість ЕОМ та ПЗ на момент їх придбання і введення в експлуатацію, і вартість споживаної електроенергії. Вартість персонального комп'ютеру складає 11500 грн, Matlab 6.5 – 5000 грн, разом – 16500 грн.

Витрати на електроенергію залежать від часу роботи на ЕОМ та собівартості машино-години роботи ЕОМ і розраховується за формулою:

$$C_{\text{ел}} = C_{\text{мч}} \cdot t \quad (3.6)$$

$$C_{\text{мч}} = W \cdot \Pi_{\text{ел}} \quad (3.7)$$

де W – потужність ЕОМ, $W = 0,5$ кВт/год.

$\Pi_{\text{ел}}$ – вартість $1\text{кВт}\cdot\text{год}$ електроенергії. З 1.09.20 за обсяг, спожитий понад 150 кВт · год до 600 кВт · год електроенергії на місяць (включно) складає 1,93 грн.

$$C_{\text{ел}} = 0,5 \times 1,93 \times 111 = 107,12 \text{ грн}$$

Отже, витрати на розробку та моделювання підвищуючого перетворювача постійного струму для систем вторинного електроживлення складають:

$$B_{\text{роз}} = 13947,15 + 16500 + 107,12 = 30554,27 \text{ грн}$$

3.3 Висновки до третього розділу

В економічному розділі розраховані трудомісткість, що необхідна для розробки та моделювання підвищуючого перетворювача постійного струму для систем вторинного електроживлення (111 години), заробітна плата інженера телекомунікацій (13947,15 грн), капітальні витрати проектування пристрою, що становлять 30554,27 грн.

ВИСНОВОК

На основі вивчених в даній роботі методів управління можна зробити кілька висновків.

Системи управління показали свою придатність для управління підвищуючим перетворювачем. Вони дозволили виконати вимоги, що пред'являються до параметрів вихідного сигналу системи, а саме стабільну вихідну напругу та довели, що можуть змагатися з використовуваними в даний час регуляторами на ковзних режимах.

Всі три системи управління показали, що володіють всіма перевагами управлінь на ковзних режимах, а саме нечутливістю до зовнішніх збурень і варіації внутрішніх параметрів системи. Якраз це було показано в експериментах зі зміною навантаження і вхідної напруги. З цього можна зробити висновок, що використання ковзних режимів дозволяє підвищити стійкість систем до різного роду впливів ззовні і змін параметрів безпосередньо в самій схемі.

В цілому можна зробити висновок, що наявність ковзного режиму в схемах підвищувального перетворювача, а також додаткове включення таких елементів як гістерезіс та ШІМ, є позитивним аспектом в перетворенні електричної енергії і покращує вихідні характеристики.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2005. – 384 с.
2. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
3. Перетворювальна техніка. Підручник. Ч.2 / Ю.П. Гончаров, О.В. Будьоний, В.Г. Морозов, М.В. Панасенко, В.Я. Ромашко, В.С. Руденко. За ред. В.С. Руденка. – Харків: Фоліо, 2000. – 360 с.
4. Руденко В.С., Ромашко В.Я., Морозов В.Г. Перетворювальна техніка. Частина I. – К.: ІСДО, 1996.
5. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 416 с.
6. Иванов-Цыганов, А.И. Электропреобразовательные устройства РЭС / А.И. Иванов-Цыганов. - Москва: Высшая школа, 1991. - 272 с.
7. Глушков В.М. Энциклопедия кибернетики. Том 2. / В. М. Глушков, Н.М. Амосов, И.А. Артеменко - Киев: Главная редакция УКЭ, 1974 г. - 619 с.
8. Coleman, C. P. A comparison of robustness: fuzzy logic, PID and sliding mode control / C. P. Coleman, D. Godbole. - <http://robotics.eecs.berkeley.edu/~charles/robust.ps>.
9. Tan, Siew-Chong. Sliding Mode Control of Switching Power Converters. Techniques and Implementation / Siew-Chong Tan, Yuk-Ming Lai, Chi Kong Tse. - Boca Raton: CRC Press, 2012. - 285 p.
10. Сю, Д. Современная теория автоматического управления и ее применение / Д. Сю, А. Мейер. - Москва: Машиностроение, 1972. - 544 с.
11. Хоровиц П. Искусство схемотехники: В 2-х томах. Пер. с англ. – М.: Мир, 1983.-Т.1. 598 с./ П. Хоровицын, У. Хилл.

ДОДАТОК А. Відомість матеріалів кваліфікаційної роботи

№	Формат	Найменування	Кількість листів	Примітки
<i>Документація</i>				
1	A4	Реферат	3	
2	A4	Список умовних скорочень	1	
3	A4	Зміст	2	
4	A4	Вступ	2	
5	A4	Стан питання. Постановка задачі	24	
6	A4	Спеціальна частина	15	
7	A4	Економічний розділ	5	
8	A4	Висновки	1	
9	A4	Перелік посилань	1	
10	A4	Додаток А	1	
11	A4	Додаток Б	1	
12	A4	Додаток В	1	
12	A4	Додаток Г	1	

ДОДАТОК Б. Перелік документів на оптичному носії

1. Пояснювальна записка
2. Презентація

ДОДАТОК В. Відгук керівника економічного розділу

Керівник розділу

(підпис)

Романюк Н.М.
(прізвище, ініціали)

ДОДАТОК Г. Відгук керівника дипломної роботи

В І Д Г У К

на дипломну роботу студента групи 172м-19-1

Климовського Олексія Олеговича.

на тему: «Розробка та моделювання підвищуючого перетворювача постійного струму в середовищі MatLab-Simulink для систем вторинного електроживлення»

Пояснювальна записка складається зі вступу, трьох розділів і висновків, розташованих на 60 сторінках.

У даній роботі автор проектує підвищуючий перетворювач постійного струму на основі розрахунку його параметрів, а також створюється його модель.

Характеризуючи роботу необхідно відзначити, що вибрана автором логіка дослідження, послідовність і зміст розділів дають змогу якісно розкрити тему.

В економічному розділі розрахована трудомісткість, що необхідна для розробки та моделювання підвищуючого перетворювача постійного струму для систем вторинного електроживлення, заробітна плата інженера телекомунікацій та капітальні витрати проектування пристрою.

Рівень запозичень у кваліфікаційній роботі відповідає вимогам "Положення про систему виявлення та запобігання плагіату".

Як зауваження необхідно відзначити деякі стилістичні неточності та недостатню проробку окремих питань.

В цілому кваліфікаційна робота магістра заслуговує оцінки «_____», а її автор присвоєння кваліфікації «Магістр з телекомунікації та радіотехніки».

Керівник спеціальної частини,

асистент кафедри БІТ

Керівник роботи,

к.ф.-м.н., проф. кафедри БІТ

Ю.П. Рибальченко

О.Ю. Гусєв