

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ЗАПОРІЗЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
ІНЖЕНЕРНИЙ НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ  
ім. Ю.М. ПОТЕБНІ

Кафедра електроніки, інформаційних систем та програмного забезпечення  
(повна назва кафедри)

**Кваліфікаційна робота**

групи (магістерський)  
(рівень вищої освіти)

на тему: „Дослідження електромагнітних процесів в діоді синхронізації з електричною енергосистемою”

Виконав: студент II курсу, групи 8.1711

спеціальності 171 „Електроніка”  
(код і назва спеціальності)

освітньої програми Електроніка  
(код і назва освітньої програми)

Василь А.Є.  
(ініціали та прізвище)

Керівник: професор кафедри електроніки, інформаційних систем та програмного забезпечення, доктор технічних наук Алексієвський Д.Т.  
(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

Рецензент: заст. директора ПТ „НВКФ „Екотех”  
Чершов С.А.  
(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ЗАПОРІЗЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
ІНЖЕНЕРНИЙ НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ  
ім. Ю.М. ПОТЕБНІ

Кафедра електроніки, інформаційних систем та програмного забезпечення  
Рівень вищої освіти другий (магістерський)  
Спеціальність 171 „Електроніка“  
(код і назва)  
Освітня програма Електроніка  
(код і назва)  
Спеціалізація \_\_\_\_\_

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри Кристюк Т.В.  
“06” 09 2022 року

ЗАВДАННЯ  
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТОВІ (СТУДЕНТЦІ)

Поліш Артем Євгенович  
(прізвище, ім'я, по батькові)

1 Тема роботи (проекту) „Дослідження електромагнітних процесів в блоці синхронізації з електричною енергосистемою“

керівник роботи: Мекієвський Д.І. професор кафедри електроніки, інформаційних систем та програмного забезпечення, доктор технічних наук  
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом ЗНУ від “02” червня 2022 року № 597-с

2 Строк подання студентом роботи 02 грудня 2022 р.

3 Вихідні дані до роботи технічне завдання КДЛ „Промислова електроніка“, навчальні посібники, довідники, технічна інформація виробників пристроїв силові електроніки.

4 Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) 1. Керовані випрямлячі

2. Пристрій синхронізації з мережею

3. Дослідження пристрою синхронізації з мережею.

4. Механіка безпеки при проведенні досліджень

5. Організаційна частина



5 Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

1. Трифазні керовані випрямлячі, 2. Трифазний керований випрямляч. (схема електрична структурна), 3. Пристрій синхронізації з мережею. (схема електрична та часові діаграми), 4. Пристрій синхронізації з мережею. Моделювання процесів в схемі, 5. Моделювання процесів в схемі пристрою синхронізації з мережею при наявності мережевих перешкод, 6. Вибір параметрів фільтрів пригнічення перешкод, 7. Загальний пристрій, 8. Економічні розрахунки

6 Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
1	Алексієвський Д.Т., професор	01.02.22	04.03.22
2	Алексієвський Д.Т., професор	04.03.22	08.04.22
3	Алексієвський Д.Т., професор	08.04.22	13.06.22
4	Алексієвський Д.Т., професор	13.06.22	05.08.22
5	Алексієвський Д.Т., професор	05.08.22	07.10.22

7 Дата видачі завдання 01 лютого 2022 р.

**КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН**

№ з/п	Назва етапів кваліфікаційної роботи магістра	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Аналіз перетворювачів, що керуються мережею	04.03.22	
2	Розробка пристрою синхронізації з мережею	08.04.22	
3	Розробка методики розрахунку пристрою	13.06.22	
4	Дослідження пристрою синхронізації з мережею	05.08.22	
5	Механіка безрези, при проведенні досліджень	15.09.22	
6	Організаційна частина	01.11.22	
7	Сформування графічної частини	11.11.22	
8	Сформування пояснювальної записки	01.12.22	

Студент [підпис] Валій А.Є.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник роботи (проекту) [підпис] Алексієвський Д.Т.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Нормоконтроль пройдено

Нормоконтролер [підпис] Журишев К.О.  
(підпис) (прізвище та ініціали)



## РЕФЕРАТ

Кваліфікаційна робота магістра містить: 113 стор., 48 рис., 12 табл., 13 джерел літератури.

ВИПРЯМЛЯЧ, КЕРОВАНИЙ ВИПРЯМЛЯЧ, ВЕНТИЛЬ, КЛЮЧ, ДІОД, ТИРИСТОР, МЕРЕЖЕВІ ПЕРЕШКОДИ, СИСТЕМА УПРАВЛІННЯ, ПЕРЕТВОРЮВАЧ, ДЖЕРЕЛО ЖИВЛЕННЯ, СИНХРОНІЗАЦІЯ З МЕРЕЖЕЮ.

Об'єкт дослідження: блок синхронізації з електричною енергосистемою.

Мета проекту: дослідження електромагнітних процесів в блоці синхронізації з електричною енергосистемою та вирішення проблем пригнічення мережових перешкод у вихідних сигналах блоку.

Метод дослідження: моделювання динамічних процесів у схемі блоку за допомогою програми для аналогового та цифрового моделювання електричних та електронних ланцюгів з інтегрованим візуальним редактором Micro-Cap 12.

У проекті розглянуто основні схеми керованих випрямлячів, типи систем управління перетворювачів, що ведені мережею, способи управління тиристорами перетворювачів, розроблена електрична схема пристрою синхронізації з мережею (ПСМ), виконано моделювання динамічних процесів у схемі за відсутності та наявності електромагнітних перешкод в електричній енергосистемі, визначено спосіб придушення цих перешкод у вихідних сигналах блоку ПСМ, побудовано та проаналізовано залежність впливу ємності конденсаторів фільтрів на ефективність придушення перешкод залежно від співвідношення ємності цих конденсаторів.

Робота виконана на кафедрі електроніки, інформаційних систем та програмного забезпечення ІННІ ім. Ю.М. Потебні ЗНУ з 02.02.2022 по 01.12.2022



## ЗМІСТ

ВСТУП.....	6
1. КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ.....	8
1.1. ОДНОФАЗНІ ВИПРЯМЛЯЧІ.....	12
1.1.1. ОДНОНАПІВПЕРІОДНИЙ ВИПРЯМЛЯЧ.....	12
1.1.2. ВИПРЯМЛЯЧ З НУЛЬОВИМ ВИВОДОМ.....	14
1.1.3. ОДНОФАЗНИЙ МОСТОВИЙ ВИПРЯМЛЯЧ.....	17
1.2. ТРИФАЗНІ ВИПРЯМЛЯЧІ.....	20
1.2.1. ТРИФАЗНИЙ ВИПРЯМЛЯЧ З НУЛЬОВИМ ВИВОДОМ.....	21
1.2.2. ТРИФАЗНИЙ МОСТОВИЙ ВИПРЯМЛЯЧ.....	25
1.3. СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ ВИПРЯМЛЯЧАМИ.....	30
1.3.1. ВИМОГИ ДО СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ.....	32
1.3.2. ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ СИСТЕМИ ІМПУЛЬСНО ФАЗОВОГО УПРАВЛІННЯ.....	35
1.3.3. ЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ ІМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО УПРАВЛІННЯ.....	48
1.4. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ.....	63
2. ПРИСТРІЙ СИНХРОНІЗАЦІЇ З МЕРЕЖЕЮ.....	64
2.1. СТРУКТУРНА СХЕМА ПРИСТРОЮ.....	64
2.2. ЕЛЕКТРИЧНА ПРИНЦИПОВА СХЕМА ПРИСТРОЮ.....	66
2.3. ДВОКАНАЛЬНИЙ ПРИСТРІЙ СИНХРОНІЗАЦІЇ З МЕРЕЖЕЮ.....	68
3. ДОСЛІДЖЕННЯ ПРИСТРОЮ СИНХРОНІЗАЦІЇ З МЕРЕЖЕЮ.....	71
3.1. ІНЖЕНЕРНА МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ КОМПОНЕНТІВ ПРИСТРОЮ.....	71
3.2. МОДЕЛЮВАННЯ ДИНАМІЧНИХ ПРОЦЕСІВ В СХЕМІ ПРИСТРОЮ.....	75
3.3. МОДЕЛЮВАННЯ ДИНАМІЧНИХ ПРОЦЕСІВ В СХЕМІ ПРИСТРОЮ ПРИ НАЯВНОСТІ МЕРЕЖЕВИХ ПЕРЕШКОД.....	79
3.4. ВИБІР ПАРАМЕТРІВ ФІЛЬТРІВ ПРИГНІЧЕННЯ ПЕРЕШКОД.....	81
4. ТЕХНІКА БЕЗПЕКИ ПРИ ПРОВЕДЕННІ ДОСЛІДЖЕНЬ.....	85



4.1. ТЕХНІКА БЕЗПЕКИ У НАУКОВО-ДОСЛІДНОЇ ЛАБОРАТОРІЇ ....	86
4.2. РОЗРАХУНОК ПРИСТРОЮ ЗАЗЕМЛЕННЯ .....	90
4.3. РЕКОМЕНДАЦІЇ ПО МОНТАЖУ ЗАЗЕМЛЮЮЧОГО ПРИСТРОЮ .....	94
5. ОРГАНІЗАЦІЙНА ЧАСТИНА .....	95
5.1. ЗАГАЛЬНИЙ СКЛАД МОДЕЛІ ПРОЕКТУ .....	95
5.2. ФОРМУЛЯР ПРОЕКТУ .....	95
5.3. ХАРАКТЕРИСТИКА РОБІТ ЗА ПРОЕКТОМ .....	97
5.4. РОБОЧА СТРУКТУРА ПРОЕКТУ – WBS .....	98
5.5. ОРГАНІЗАЦІЙНА СТРУКТУРА ПРОЕКТУ — OBS.....	99
5.6. СТРУКТУРА ЗАТРАТ ПРОЕКТУ – CBS .....	99
5.7. МАТРИЦЯ ВІДПОВІДАЛЬНОСТІ.....	100
5.8. СИСТЕМА КОДУВАННЯ ПРОЕКТУ .....	101
5.9. STR – КАТАЛОГ .....	103
5.10. СТРІЛЧАСТИЙ ГРАФІК.....	105
5.11. РОЗРАХУНОК ТРИВАЛОСТІ ПРОЕКТУ .....	107
ВИСНОВКИ.....	109
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	110
ДОДАТОК А.....	112



## ВСТУП

Випрямляч являє собою пристрій, призначений для перетворення змінної напруги в постійну. Регулювання вихідної напруги випрямляча здійснюється за допомогою керованих ключів шляхом зміни моменту їх включення відносно природного включення. Випрямлячі, в яких, як ключі, використані діоди називаються некерованими. Випрямлячі, у яких, як ключі, використані тиристори чи транзистори – керованими [1...4].

Основними елементами випрямляча є трансформатор, ключі, за допомогою яких забезпечується одностороннє протікання струму в ланцюзі навантаження, в результаті чого змінна напруга перетворюється в пульсуючу та фільтри, що згладжують.

Трансформатор – електромагнітний прилад призначений для перетворення змінної напруги однієї величини в змінну напругу іншої величини і гальванічної розв'язки живильної електричної мережі та навантаження.

У перетворювальних пристроях знаходять застосування некеровані ключів (діоди), повністю керовані ключі (транзистори та тиристори, що замикаються) і неповністю керовані ключі (тиристори). Раніше, в якості неповністю керованих ключів (вентилів), використовувались тиратрони, екситрони та ігнітрони.

Діод - електронний прилад з двома електродами, що пропускає електричний струм лише в одному напрямі.

Тиристор - напівпровідниковий прилад з двома стійкими станами, що має три або більше *p-n*-переходів, який може перемикатися із закритого стану у відкрите і навпаки.

Управління ключами випрямляча здійснюється за допомогою системи керування. Система управління забезпечує функціонування силової частини електронного пристрою відповідно до заданих технічних вимог.



Вимоги, що пред'являються до систем управління вентиляного перетворювача, визначаються типом вентиля, застосованого в пристрої, режимом роботи перетворювача (випрямляючий, інвертуючий, реверсивний, неревверсивний) і видом навантаження, на яке працює перетворювач.

Для ефективної роботи перетворювача веденого мережею (ПВМ) необхідно забезпечити його синхронізацію з живильною електричною енергосистемою змінного струму. Синхронізація здійснюється за допомогою спеціальних пристроїв (блоків), які називаються "Пристрій синхронізації з мережею". Призначення цих пристроїв - формування вихідних сигналів, що являють собою послідовність позитивних прямокутних імпульсів, що збігаються по фазі з позитивними або негативними напівхвилями напруги мережі живлення.

У спеціальній літературі розглянуті різні схеми пристроїв синхронізації з мережею. Наведені схемотехнічні рішення не забезпечують необхідну точність визначення моментів переходу напруги мережі через нуль і характеризуються низькою перешкодозахищеністю. Вирішенню цієї проблеми присвячена дана дипломна робота.

Теоретична електрична схема, розробленого пристрою синхронізації з мережею, принцип роботи та результати моделювання викладені у двох доповідях на II Всеукраїнської науково-практичної конференції за участю молодих науковців «АКТУАЛЬНІ ПИТАННЯ СТАЛОГО НАУКОВО-ТЕХНІЧНОГО ТА СОЦІАЛЬНО-ЕКОНОМІЧНОГО РОЗВИТКУ РЕГІОНІВ УКРАЇНИ» [8, 9].

## 1. КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

Випрямляч – це електротехнічні пристрої, призначені для перетворення змінної напруги в постійне.

Основними елементами випрямляча є трансформатор і вентилі, за допомогою яких забезпечується одностороннє протікання струму в ланцюзі навантаження, в результаті чого змінна напруга перетворюється в однополярну пульсуючу.

Для згладжування пульсацій випрямленої напруги на виході випрямляча підключається фільтр, що згладжує. Регулювання вихідної напруги та/або струму навантаження, здійснюється за допомогою регулятора вхідної напруги встановленого на вході випрямляча або застосуванням в якості вентилів керованих або неповністю керованих ключів (запираючих тиристорів, транзисторів або тиристорів, відповідно). В залежності від типу ключа випрямлячі розділяють на: некеровані та керовані [5].

Режими роботи, як випрямляча в цілому, так і окремих його елементів визначаються режимами роботи споживача струму. Тому основне завдання, при розробці випрямлячів, зводиться до визначення розрахункових співвідношень, що дозволяють, за заданим режимом роботи споживача, визначити електричні параметри елементів випрямляча: регулятора, фільтра, вентилів і трансформатора. За закінченням розрахунків необхідно зробити вибір елементів за каталогом або, якщо це необхідно, спроектувати їх.

Схеми випрямлячів класифікують за низкою ознак:

- залежно від числа фаз джерела вхідної змінної напруги схеми розрізняють однофазні та трифазні;
- незалежно від потужності випрямлячів усі схеми ділять на однотактні та двотактні.

До однотактних відносять схеми, у яких за вторинними обмотками трансформатора струм протікає лише один раз за повний період (напівперіод або його частина). Відношення частоти пульсацій випрямленої напруги до



частоти мережі в одноктних схемах дорівнює числу фаз вторинної обмотки трансформатора. У таких схемах, крім найпростішого однофазного однополуперіодного випрямляча (рис. 1.1, а), обов'язково виводиться нульова точка трансформатора. Таким чином, одноктні схеми це схеми з нульовим виводом (рис. 1.1, б)

До двоктних відносять схеми, у яких у кожній фазі вторинної обмотки трансформатора струм протікає двічі за один період, до того ж у протилежних напрямках. Кратність пульсацій випрямленої напруги в таких схемах в два рази більше, ніж число фаз вторинної обмотки трансформатора. Схеми випрямлячів, що відносяться до двоктних, називають мостові (рис. 1.1, в, д). У мостових схемах струм у вторинному ланцюзі завжди проходить послідовно по двох вентилях.

Однією з основних характеристик схем випрямлення є пульсність схеми.

Пульсність схеми - кількість імпульсів перетвореної напруги (ЕРС) за період напруги мережі живлення [6].

$$q \cdot m = 2$$

де -  $q$  - кількість імпульсів напруги (струму) в одній фазі мережі живлення:

для однонапівперіодної схеми випрямлення -  $q = 1$ ;

для двонапівперіодної схеми випрямлення -  $q = 2$ .

$m$  - кількість фаз мережі живлення.

Схеми випрямлячів ділять на прості та складні. Найпростішими є схеми, зображені на рисунку 1.1. До простих відносять також схеми з множенням напруги, в яких як помножувачі використовуються заряджені конденсатори.

У складних схемах кілька простих схем випрямлячів з'єднуються послідовно чи паралельно.

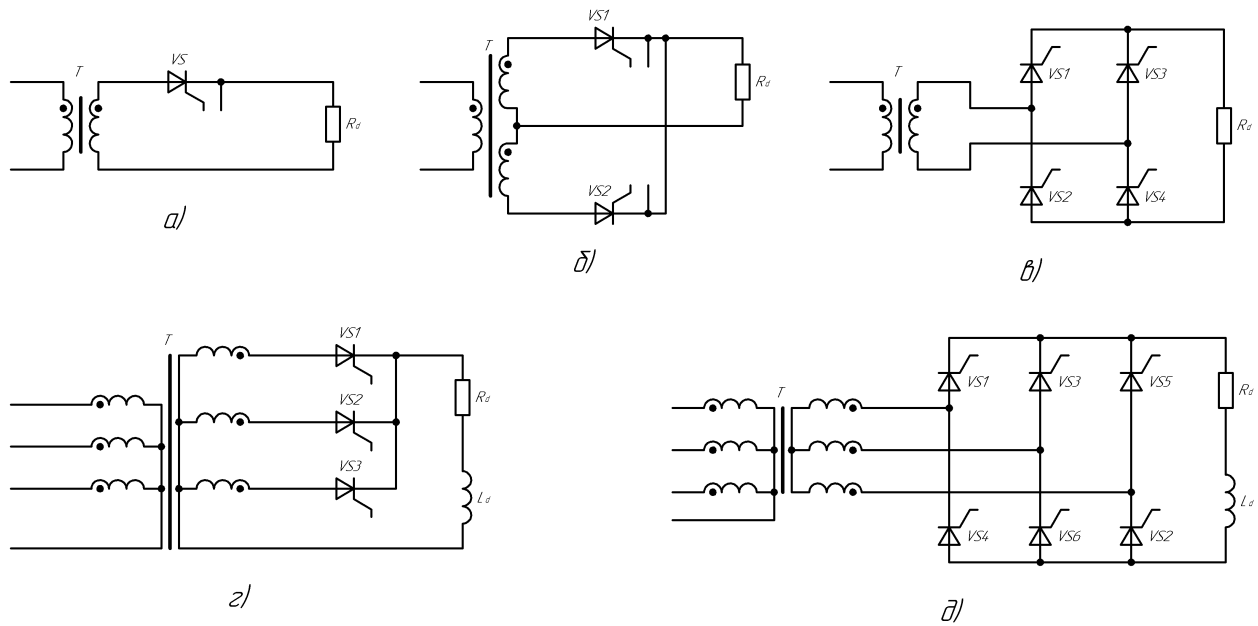


Рисунок 1.1 – Основні схеми випрямлячів: а – однофазного однонапівперіодного; б – однофазного з нульовим виводом; в – однофазного мостового; г – трифазного з нульовим виводом; д – трифазного мостового

Схеми випрямлячів класифікують також за кількістю пульсацій за період напруги живлення в кривій випрямленої напруги. Розрізняють схеми з однофазними пульсаціями (схема найпростішого однонапівперіодного випрямляча), з двофазними пульсаціями (однофазна схема з нульовим виводом, однофазна мостова схема), схема з трифазними пульсаціями (трифазна схема з нульовим виводом), схеми з чотирифазними пульсаціями, схеми з шестифазними пульсаціями (трифазна мостова схема, шестифазна схема з нульовим виводом, подвійна трифазна схема з зрівняльним реактором). Схеми з дванадцятифазними і більше пульсаціями являють собою послідовні і паралельні з'єднання попередніх схем [1, 4].

Залежно від призначення випрямлячі можуть бути керованими (з регульованою випрямленою напругою) та некерованими.

Можливі різні модифікації схем випрямлячів – з включенням вторинних обмоток трансформатора в зигзаг, несиметричні схеми, схеми з навантаженням, шунтованої діодом, та ін.



Основними величинами, що характеризують експлуатаційні властивості випрямлячів, є [7]:

1) середні значення випрямленої напруги і струму  $U_d, I_d$ ;

2) коефіцієнт корисної дії  $\eta$ ;

3) коефіцієнт потужності  $\chi$ ;

4) зовнішня характеристика, що становить залежність напруги на виході від струму навантаження:  $U_d = f(I_d)$

5) регульовальна характеристика, що представляє залежність випрямленої напруги від кута регулювання:  $U_d = f(\alpha)$

6) коефіцієнт пульсацій, що представляє відношення амплітуди даної гармонійної складової випрямленої напруги (струму) до середнього значення випрямленої напруги (струму):

$$K_{\Pi} = \frac{U_{(q)m}}{U_d}$$

7) коефіцієнт спотворення, рівний відношенню діючих значень переважно гармоніки і повного струму первинної обмотки трансформатора:

$$\nu = \frac{I_{1(1)}}{\sqrt{I_{1(1)}^2 + I_{2(1)}^2 + \dots + I_{q(1)}^2 + \dots}}$$

Важливими параметрами потужних вентилів, крім розглянутих раніше, є величина та тривалість перебільшення допустимого прямого струму навантаження. Для вентилів малої потужності, що працюють на ємнісне навантаження, необхідно враховувати також максимально допустиме значення частоти випрямленої змінної напруги.

Експлуатаційними та економічними характеристиками електричних вентилів є термін служби, вартість та надійність.

На вибір типу вентиля впливають і такі фактори, як рід навантаження, ціль та умови застосування, коефіцієнт корисної дії та ін. Тому вентиль потрібно вибирати з урахуванням усіх параметрів та особливостей для кожного конкретного випадку.

## 1.1. ОДНОФАЗНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

### 1.1.1. ОДНОНАПІВПЕРІОДНИЙ ВИПРЯМЛЯЧ

Розглянемо роботу однонапівперіодного випрямляча (рис. 1.1, а), навантаженого на активний опір, нехтуючи індуктивністю розсіювання трансформатора (випрямлячі малої потужності).

На рисунку 1.2, а показана еквівалентна схема випрямляча для випадку, коли втрати в первинній обмотці трансформатора рівні нулю.

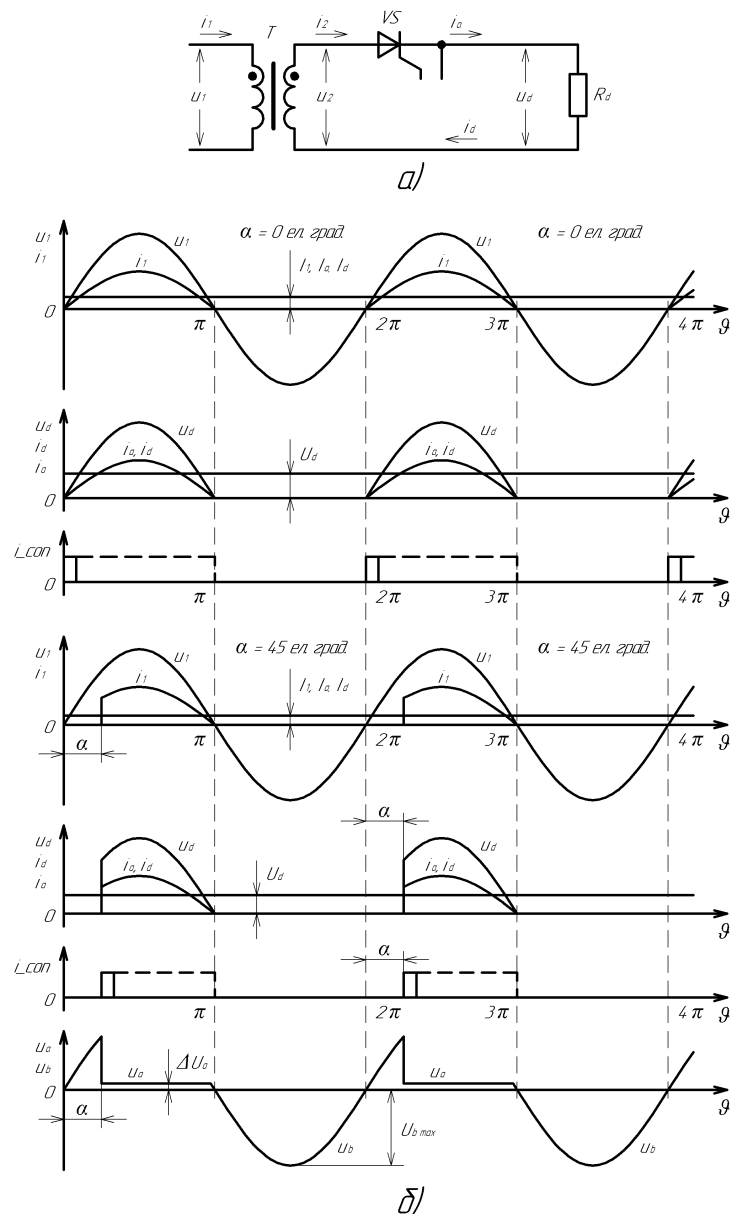


Рисунок 1.2 – Однонапівперіодний випрямляч з активним навантаженням:

а – еквівалентна схема; б – часові діаграми напруг і струмів



Під дією синусоїдальної напруги вторинної обмотки  $u_2 = U_{2m} \sin\theta$ , де  $\theta = \omega t$ , струм в ланцюзі навантаження може проходити тільки протягом тих напівперіодів, коли анод вентиля має позитивний потенціал щодо катода. На рисунку 1.2, б представлені часові діаграми напруг і струмів, що пояснюють роботу випрямляча. Вентиль пропускає струм в перший напівперіод, в другий напівперіод, коли потенціал анода стає негативним, струм в ланцюгу дорівнює нулю [1].

Максимальна зворотна напруга на вентилі, як видно з рисунку 1.2, б досягає амплітудного значення е.р.с. (напруга холостого ходу) вторинної обмотки.

Вентиль повинен допускати амплітудне значення струму і максимальну напругу, щонайменше в  $\pi$  разів перевищує середнє значення струму і напруги на навантаженні.

Змінна складова випрямленої напруги і струму для даної схеми, як впливає з часових діаграм для  $u_d$  і  $i_d$ , велика, причому основна гармоніка пульсацій має частоту, що дорівнює частоті мережі живлення.

Виходячи з вище перерахованого можна виділити переваги та недоліки однонапівперіодного випрямляча:

Переваги: простота схеми.

Недоліки:

1. низький коефіцієнт перетворення;
2. низька частота пульсацій;
3. незадовільна форма вихідної напруги;
4. низьке використання трансформатора;
5. потужність, споживана від мережі живлення значно більше потужності, що віддається в навантаження.

Ця схема застосовується лише у випадках, коли неефективне використання трансформатора виправдовується економією, досягненої з допомогою використання одного вентиля.

### 1.1.2. ВИПРЯМЛЯЧ З НУЛЬОВИМ ВИВОДОМ

Випрямляч з нульовим виводом по суті є двофазним, тому що вторинна обмотка трансформатора з нульовою точкою створює дві е.р.с., рівні за величиною, але протилежні за напрямом.

Еквівалентна схема випрямляча, а також часові діаграми напруги та струмів показані на рисунку 1.3.

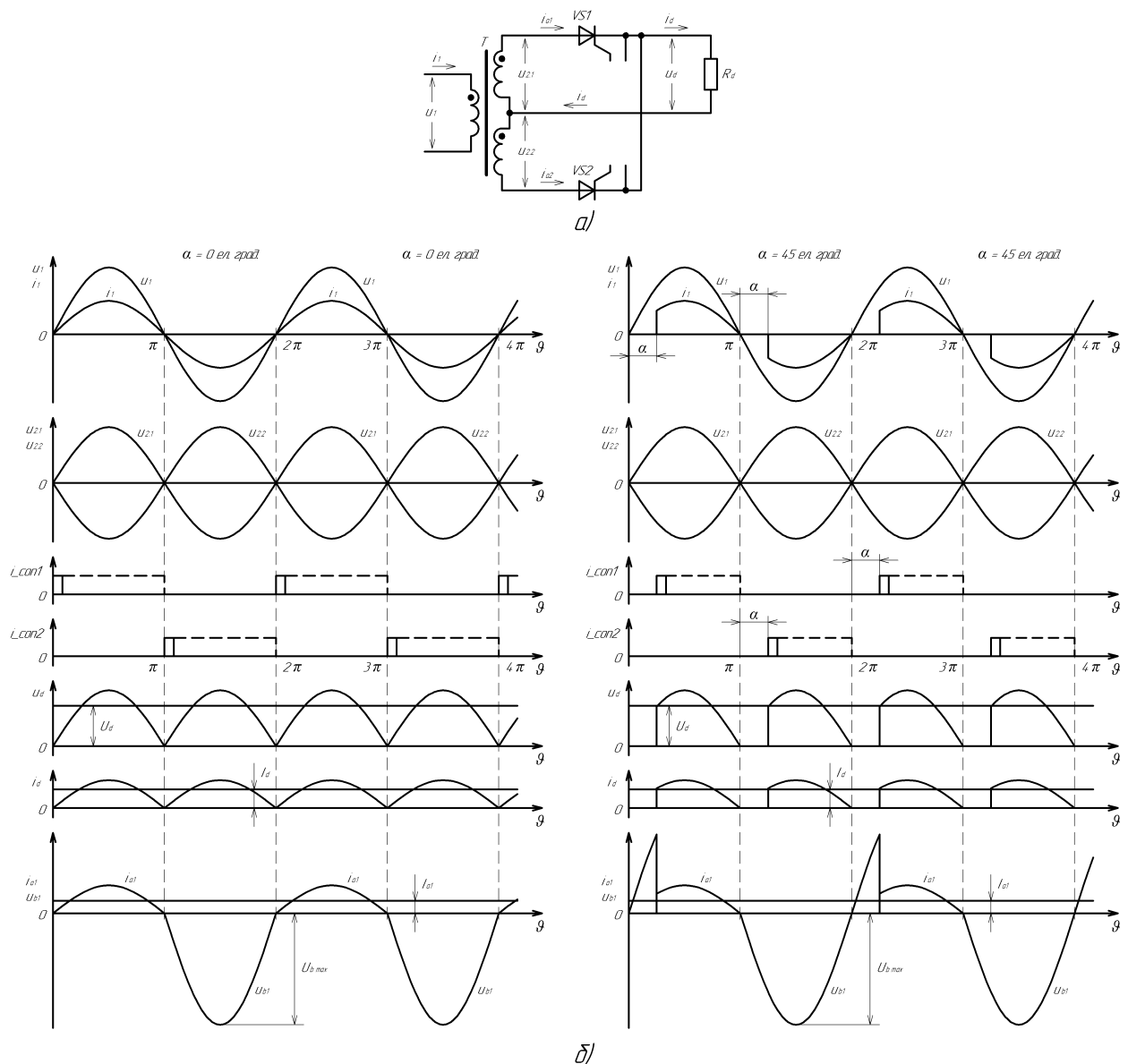


Рисунок 1.3 – Однофазний випрямляч з нульовим виводом:

а - еквівалентна схема; б - часові діаграми напруг та струмів

Вентилі  $VS1$  та  $VS2$  пропускають струм по черзі; протягом першого півперіоду позитивний потенціал має анод вентиля  $VS1$ , тому струм проходить через цей вентиль, опір навантаження та половину обмотки з напругою  $u_{2.1}$ ; протягом другого півперіоду позитивний потенціал має анод вентиля  $VS2$  струм проходить через половину обмотки з напругою  $u_{2.2}$ , вентиль  $VS2$  і опір навантаження у тому напрямі, що у перший напівперіод [2].

Таким чином, на відміну від найпростішого однонапівперіодного випрямляча у випрямлячі з нульовим виводом випрямлений струм проходить по навантаженню протягом обох напівперіодів змінного струму, але кожна з половин вторинної обмотки трансформатора виявляється навантаженою струмом тільки протягом напівперіоду. Внаслідок зустрічного напрямку постійних складових струмів вторинних напівобмоток у сердечнику трансформатора немає вимушеного намагнічування.

Розрахункова потужність вторинної обмотки трансформатора

$$S_2 = 2U_2I_2 = 1,73P_d$$

Розрахункова потужність первинної обмотки трансформатора

$$S_1 = 1,23P_d$$

У вторинній обмотці через наявність вентилів струм несинусоїдальний, що зумовлює появу потужності спотворення. У первинній обмотці струм синусоїдальний і потужності спотворення немає. Тому повна (розрахункова) потужність  $S_2 > S_1$ .

Розрахункова (типова) потужність трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,48P_d.$$

Для випрямляча слід проектувати спеціальний трансформатор з різними розрахунковими потужностями обмоток. Часто, особливо для малопотужних випрямлячів застосовують звичайні стандартні трансформатори з рівними потужностями обмоток  $S_1 = S_2 = S_T$ . Потужність такого трансформатора  $S_T$  повинна бути не меншою за типову потужність  $S_T$  знайдену при розрахунку випрямляча. Але потрібно враховувати, що у стандартному трансформаторі

вторинна обмотка працюватиме з перевантаженням, а первинна з недовантаженням. Тепловий режим трансформатора буде близьким до номінального.

Переваги випрямляча (в порівнянні з однофазним однополуперіодним випрямлячем):

1. відносна простота схеми;
2. більш високе використання трансформатора (удвічі);
3. висока частота пульсацій першої гармоніки випрямленої напруги (удвічі);
4. хороші форми кривої вхідного струму та вихідної напруги.

Недоліки випрямляча:

1. складна конструкція трансформатора;
2. високе значення зворотної напруги на вентилях.

Дана схема застосовується як силова частина низьковольтних джерел постійної напруги (випрямлячів): джерел живлення електролізних установок, джерел живлення гальванічних установок, пристроїв для зарядки акумуляторів, зварювального обладнання і т.д.



### 1.1.3. ОДНОФАЗНИЙ МОСТОВИЙ ВИПРЯМЛЯЧ

За допомогою однофазної мостової схеми (рис. 1.1, в) можна також здійснити двопівперіодне випрямлення, як і в попередній схемі.

Мостова схема складається з двообмотувального трансформатора та комплекту вентилів  $VS1$ ,  $VS2$ ,  $VS3$ ,  $VS4$ . Еквівалентна схема випрямляча для режиму, що розглядається, представлена на рисунку 1.4, а.

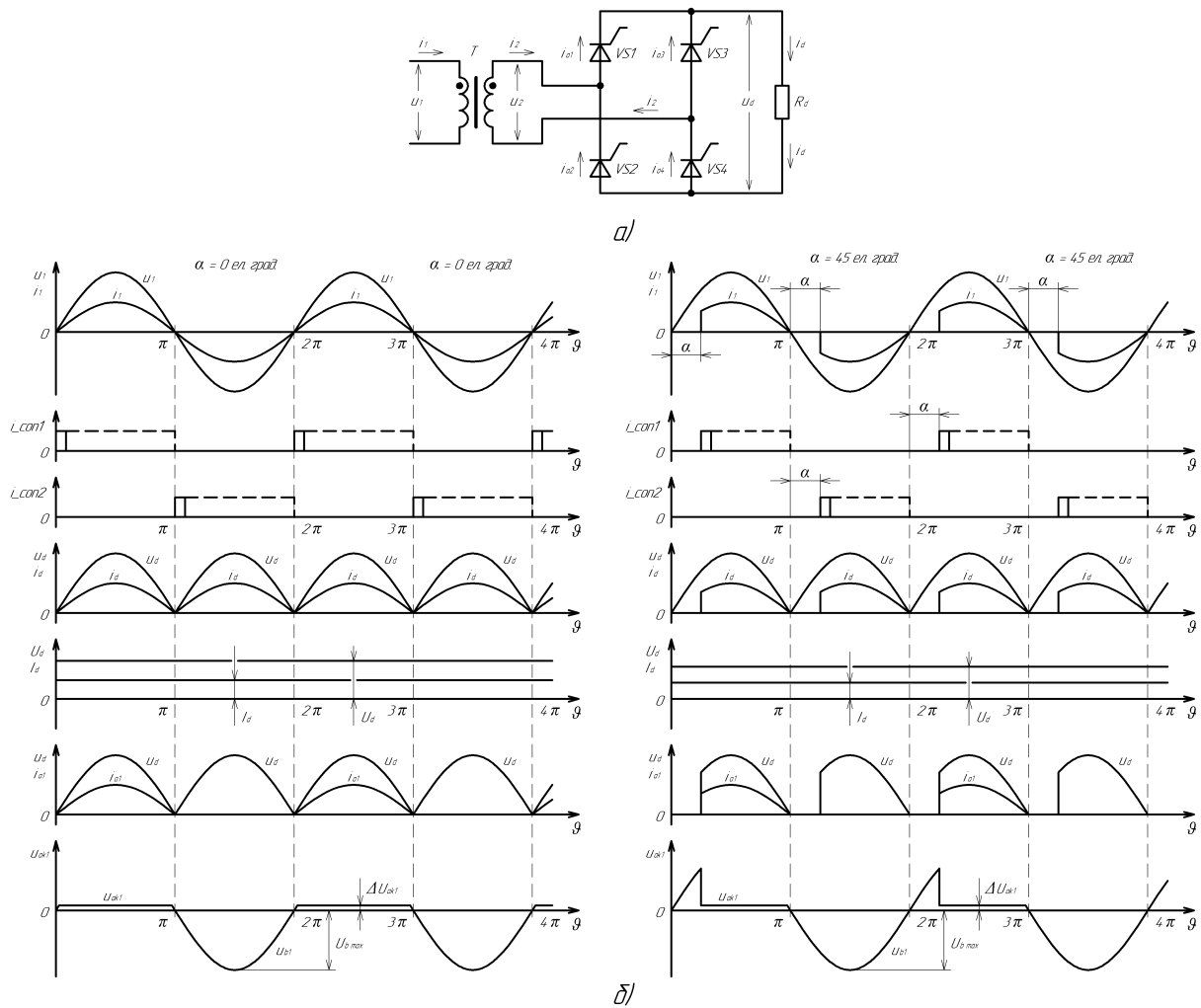


Рисунок 1.4 – Однофазний мостовий випрямляч:

а – еквівалентна схема; б – часові діаграми струмів та напруг

Змінна напруга підводиться до однієї діагоналі моста, а навантаження підключається до іншої діагоналі - між точкою з'єднання катодів двох вентилів, що утворюють катодну групу вентилів ( $VS1$ ,  $VS3$ ) і точкою з'єднання анодів двох вентилів, що утворюють анодну групу вентилів ( $VS2$ ,  $VS4$ ).

У схемі вентиля пропускають струм попарно:  $VS1$ ,  $VS4$  та  $VS2$ ,  $VS3$ ; вони з'єднані між собою та навантаженням послідовно. У кожну пару входить один вентиль із катодної групи та другий вентиль із анодної групи, тому потрібно враховувати подвоєну напругу на вентилях. У схемі почне пропускати струм пари вентилів, у якої анод вентиля катодної групи ( $VS1$  або  $VS3$ ) має найвищий потенціал, а катод вентиля анодної групи ( $VS2$  або  $VS4$ ) - найнижчий потенціал. Протягом позитивної півхвилі напруги вторинної обмотки анод вентиля  $VS1$  матиме найвищий потенціал, а катод вентиля  $VS4$  найнижчий потенціал, тобто в цьому випадку вентиля  $VS1$  та  $VS4$  пропускають електричний струм. Протягом негативної півхвилі  $u_2$  катод вентиля  $VS2$  має найнижчий потенціал, а анод вентиля  $VS3$  - найвищий потенціал, тому струм пропускають вентиля  $VS2$  та  $VS3$  [4].

Часові діаграми для постійної напруги з урахуванням падіння напруги на тиристорах випрямляча показані на рисунку 1.4, б. Напруга на навантаженні менше е.р.с. вторинної обмотки (напруги холостого ходу) трансформатора  $e_2$  на величину падіння напруги в обмотці та двох послідовно з'єднаних вентилях.

Середні значення випрямленої напруги та струму, а також середнє та діюче значення струму вентиля мостової схеми такі самі, як і у схемі з нульовим виводом.

Зворотна напруга на вентилях менше е.р.с.  $e_2$  на величину падіння напруги у вторинній обмотці трансформатора та в одному працюючому вентилі. Найбільше значення зворотної напруги на вентилі буде при холостому ході, коли воно досягає амплітуди е.р.с. вторинної обмотки трансформатора, що вдвічі менше, ніж у схемі з нульовим виведенням.

У вторинній обмотці струм протікає двічі за період і за активного навантаження має форму синусоїди. Вимушеного намагнічування сердечника трансформатора немає. Струм у первинній обмотці (при  $\alpha = 0$  ел. град.) також синусоїдальний. Тому роботу трансформатора за такого режиму випрямлення можна як роботу на звичайний активний опір без урахування вентилів.

Розрахункові потужності обмоток трансформатора та типова потужність трансформатора рівні між собою.

Порівняно з попередніми схемами в мостовій схемі випрямляча коефіцієнт використання трансформатора вище, а максимальна зворотна напруга на вентилях менше. Мостовий випрямляч можна живити без трансформатора, якщо напруга мережі відповідає випрямленій напрузі (схема з нульовим виведенням без трансформатора неможлива), а використання в мостовій схемі трансформатора з нульовим виводом дозволяє отримати два значення випрямленої напруги:  $U_d$  і  $U_d/2$

Мостова схема є найбільш прийнятною і перспективною в порівнянні з іншими схемами.

Переваги випрямляча:

1. простота конструкції трансформатора (порівняно з однофазним двопівперіодним випрямлячем);
2. більш високе використання трансформатора (у порівнянні з однофазним двонапівперіодним випрямлячем на 20%; порівняно з однофазним однапівперіодним випрямлячем у 2,5 рази);
3. висока частота пульсацій першої гармоніки випрямленої напруги (порівняно з однофазним однополуперіодним випрямлячем у два рази);
4. хороші форми кривої вхідного струму і вихідної напруги (у порівнянні з однофазним двопівперіодним випрямлячем);
5. низьке значення зворотної напруги, що прикладається до вентилів (у порівнянні з однофазним двопівперіодним випрямлячем).

Недоліки випрямляча:

1. великі прямі втрати на вентилях схеми (наявність двох вентилів у контурі протікання струму навантаження у кожному з напівперіодів);
2. велика кількість вентилів (порівняно з випрямлячами, що описані вище).

Дана схема є найбільш поширеною і застосовується як силова частина однофазних джерел постійної напруги (випрямлячів).

## 1.2. ТРИФАЗНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

Схеми випрямлячів трифазного живлення застосовуються в основному для живлення споживачів середньої та великої потужності. Первинна обмотка трансформаторів таких випрямлячів складається з трьох фаз і з'єднується або в зірку або в трикутник. Вторинні обмотки трансформатора (їх може бути кілька) також трифазні. За допомогою спеціальних схем з'єднання вторинних обмоток та всього випрямляча можна отримати випрямлену напругу з числом пульсацій за період, кратним трьом. Зі збільшенням числа пульсацій у випрямленій напрузі значно скорочуються габаритні розміри електричних фільтрів, що згладжують, або взагалі відпадає потреба в них.

Випрямлячі трифазного живлення рівномірно навантажують мережу трифазного струму та відрізняються високим коефіцієнтом використання трансформатора.

Схеми випрямлячів трифазного живлення використовуються для живлення статичних навантажень активного та активно-індуктивного характеру, статичних навантажень з проти-е.р.с. (електроліз та ін.), а також динамічних навантажень у вигляді електродвигунів постійного струму. Останній вид навантаження слід розглядати як проти-е.р.с. з індуктивністю.

Складовим елементом складних схем випрямлячів трифазного живлення є проста трифазна схема з нульовим виводом, запропонована Міткевичем (рис. 1.1, з).



### 1.2.1. ТРИФАЗНИЙ ВИПРЯМЛЯЧ З НУЛЬОВИМ ВИВОДОМ

Електрична схема випрямляча зображена на рисунку 1.5 а. У схемі не враховують індуктивності розсіювання в обмотках трансформатора, що припустимо випрямлячів малої потужності; передбачається також, що вентиль та трансформатор ідеальні.

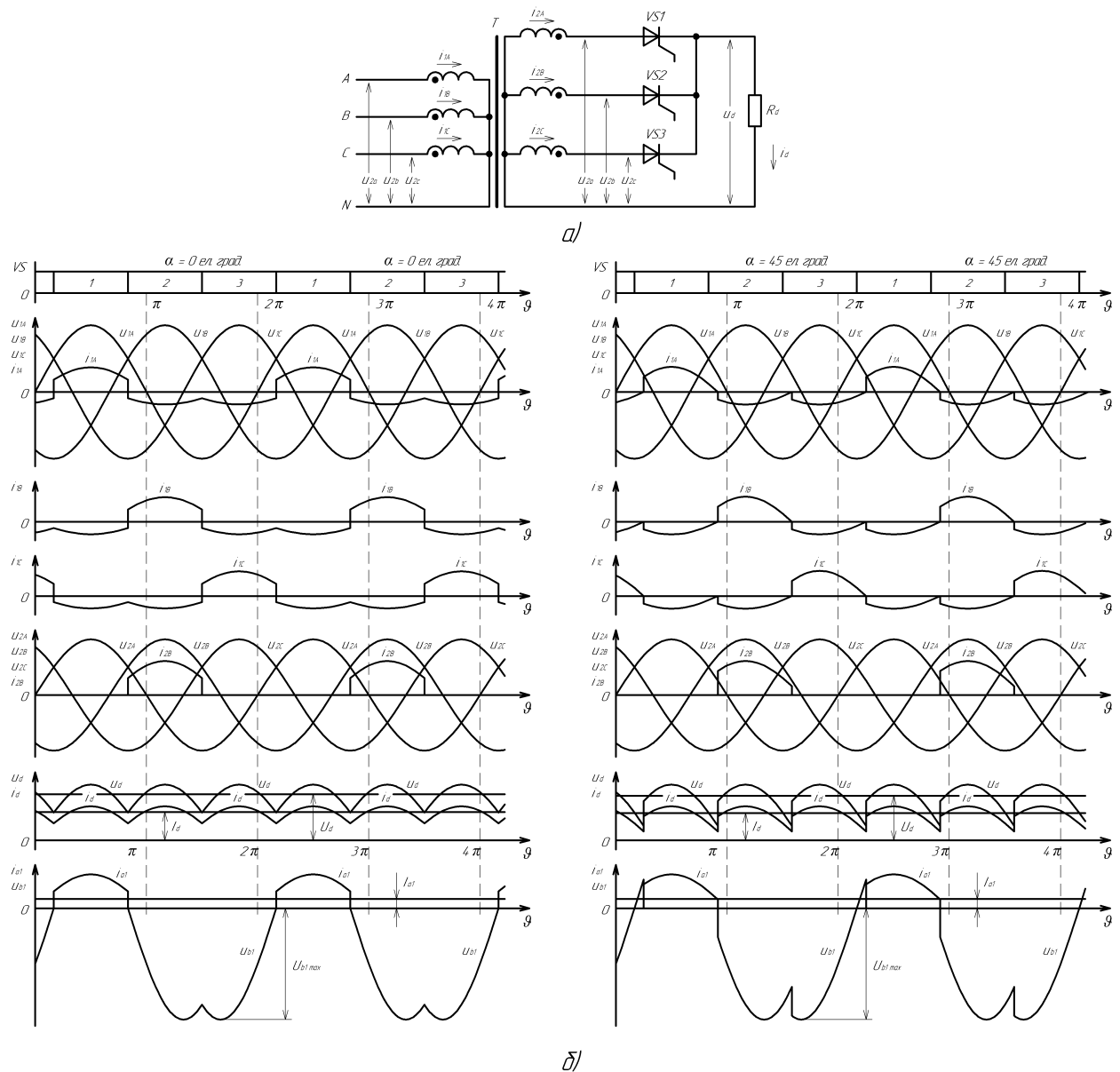


Рисунок 1.5 – Трифазний випрямляч з нульовим виводом:

а – еквівалентна схема; б - часові діаграми струмів та напруг

В ідеалізованій схемі комутація здійснюється миттєво, тобто у будь-який момент часу струм пропускає лише один вентиль, анод якого має

найвищий потенціал. Тривалість роботи кожного вентиля  $\lambda=2\pi/3$ . Випрямлена напруга та струм мають однакову форму і містять триразові пульсації за період. Максимальне значення зворотної напруги на вентилі  $U_{b \max}$  у  $\sqrt{3}$  разів більше за амплітудне значення е.р.с. вторинної обмотки [7].

Електричні параметри визначимо у загальному вигляді багатого фазного випрямляча з числом пульсацій випрямленого напруги у період  $m_n = m_2$ .

Розглянемо спочатку електричні параметри ланцюга навантаження.

Середнє значення випрямленої напруги дорівнює:

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_d dt = \frac{1}{2\pi/3} \cdot \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \cos \vartheta dt = \frac{3}{\pi} \cdot \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \cos \vartheta dt = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot U_2$$

$$U_d = 1,17 \cdot U_2$$

Чинне значення напруги вторинної обмотки трансформатора, відповідно, дорівнює:

$$U_2 = \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} \cdot U_d = 0,855 \cdot U_d$$

Максимальне значення зворотної напруги, що прикладається до вентиля, дорівнює амплітудному значенню лінійної напруги вторинних обмоток трансформатора:

$$U_{b \max} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot U_2 = 2,45 \cdot U_2 = 2,094 \cdot U_d$$

Пульсації випрямленої напруги характеризуються коефіцієнтом пульсацій  $k_p$ , що дорівнює відношенню амплітуди першої гармоніки напруги пульсацій ( $U_{p1 \max}$ ) до його середнього значення:

$$k_p = \frac{U_{p1 \max}}{U_d}$$

Після розкладання кривої випрямленої напруги в ряд Фур'є та відповідних перетворень:

$$k_p = \frac{2}{(qm)^2 - 1}$$

Коефіцієнт пульсацій випрямлених напруги та струму, у схеми трифазного мостового випрямляча становить:

$$k_p = 0,25$$

Середнє значення струму навантаження дорівнює:

$$I_d = \frac{U_d}{R_d}$$

Тривалість провідного стану вентилів:

$$\lambda = \frac{2\pi}{3} = 120 \text{ ел. градусів}$$

Наведені нижче числові співвідношення між значеннями струмів трифазної нульової схеми відповідають режиму згладженого струму навантаження - коефіцієнт пульсацій  $k_p = 0$ .

Амплітудне (максимальне) значення струму вентилів:

$$I_{a\max} = I_d$$

При тривалості протікання струму вентиля, що дорівнює одній третині періоду, середнє значення струму вентиля:

$$I_a = \frac{I_d}{3}$$

Діюче значення струму вентиля  $I_A$ :

$$I_A = \frac{I_d}{\sqrt{3}}$$

Амплітудне значення струмів вентилів з урахуванням пульсацій у кривій струму навантаження:

$$I_{a\max} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_2}{R_d} = \sqrt{2} \cdot \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{U_d}{R_d} = 1,21 \cdot I_d = 3,63 \cdot I_a$$

Номінальна вихідна потужність випрямляча:

$$P_d = U_d \cdot I_d$$

Розрахункове значення потужності вторинної обмотки трансформатора:

$$P_2 = 3 \cdot U_2 \cdot I_2 = 3 \cdot \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} \cdot U_d \cdot \frac{I_d}{\sqrt{3}} = \frac{2\pi}{3\sqrt{2}} \cdot P_d = 1,48 \cdot P_d$$

Розрахункове значення потужності первинної обмотки трансформатора:

$$P_1 = 3 \cdot U_1 \cdot I_1 = 3 \cdot k_T \cdot U_2 \cdot I_1 = 3 \cdot k_T \cdot \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} \cdot U_d \cdot \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{I_d}{k_T} = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \cdot P_d = 1,21 \cdot P_d$$

Розрахункове значення типової потужності трансформатора:

$$P_T = \frac{P_2 + P_1}{2} = \frac{1,48 + 1,21}{2} \cdot P_d = 1,345 \cdot P_d$$

Переваги випрямляча:

1. відносно низький коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги (порівняно з однофазними випрямлячами);
2. досить висока частота пульсацій випрямленої напруги (150 Гц при частоті мережі живлення 50 Гц);
3. низькі прямі втрати на вентилях схеми (один вентиль у контурі протікання струму навантаження);
4. невелика кількість вентилів (у порівнянні з трифазним мостовим випрямлячем – у два рази).

Недоліки випрямляча:

1. задовільний використання трансформатора (проти трифазним мостовим випрямлячем, нижче 28 %);
2. високе значення зворотної напруги, що прикладається до вентилів.

Дана схема застосовується як силова частина трифазних джерел низьковольтної постійної напруги (випрямлячів) для електрохімічних технологій.



### 1.2.2. ТРИФАЗНИЙ МОСТОВИЙ ВИПРЯМЛЯЧ

Схема та часові діаграми струмів та напруг трифазного мостового випрямляча (схема Ларіонова) за ідеалізованих умов зображені відповідно на рисунку 1.6, *a* і *б* [1].

У схемі послідовно з'єднані дві трифазні випрямні групи: анодна  $VS4$ ,  $VS6$ ,  $VS2$  і катодна  $VS1$ ,  $VS3$ ,  $VS5$ , кожна з яких повторює роботу трифазної схеми з нульовим виведенням – тобто максимальність тривалість відкритого стану кожного вентиля складає 120 ел. градусів. Отже, за такого ж значення е.р.с. вторинної обмотки трансформатора  $E_2$ , як і в трифазній схемі з нульовим виводом, дана схема має середню випрямлену напругу  $U_d$  вдвічі більше, або, навпаки, при тому самому значенні  $U_d$  е.р.с.  $E_2$  буде вдвічі менше ( $E_2=0,43 U_d$ ).

У мостовій схемі одночасно пропускають струм два вентиля: один - з найбільш високим потенціалом анода щодо нульової точки трансформатора з катодної групи вентилів, а інший - з найбільш низьким потенціалом катода з анодної групи вентилів. Так, наприклад, при  $\alpha = 0$  ел. градусів, в інтервалі  $\pi/6 - \pi/2$  (рис. 1.6 б) пропускають струм вентиля  $VS1$  і  $VS6$ , в інтервалі  $\pi/2 - 5\pi/6$  - вентиля  $VS1$  і  $VS2$ , в інтервалі  $5\pi/6 - 7\pi/6$  - вентиля  $VS3$  і  $VS2$  і т. д.

В інтервалі  $\pi/6 - \pi/2$  випрямлену напругу  $U_d$  визначається різницею фазних е.р.с.  $e_a - e_b$ , в інтервалі  $\pi/2 - 5\pi/6$  напруга  $U_d = e_a - e_c$  і т. д. Таким чином, випрямлена напруга має шестифазні пульсації, хоча тривалість роботи кожного вентиля залишилася такою ж, як і трифазною схемою з нульовим виведенням.

У мостовому випрямлячі немає вимушеного намагнічування сердечника трансформатора, тому що струм у вторинній обмотці протікає за період двічі, причому в протилежних напрямках.

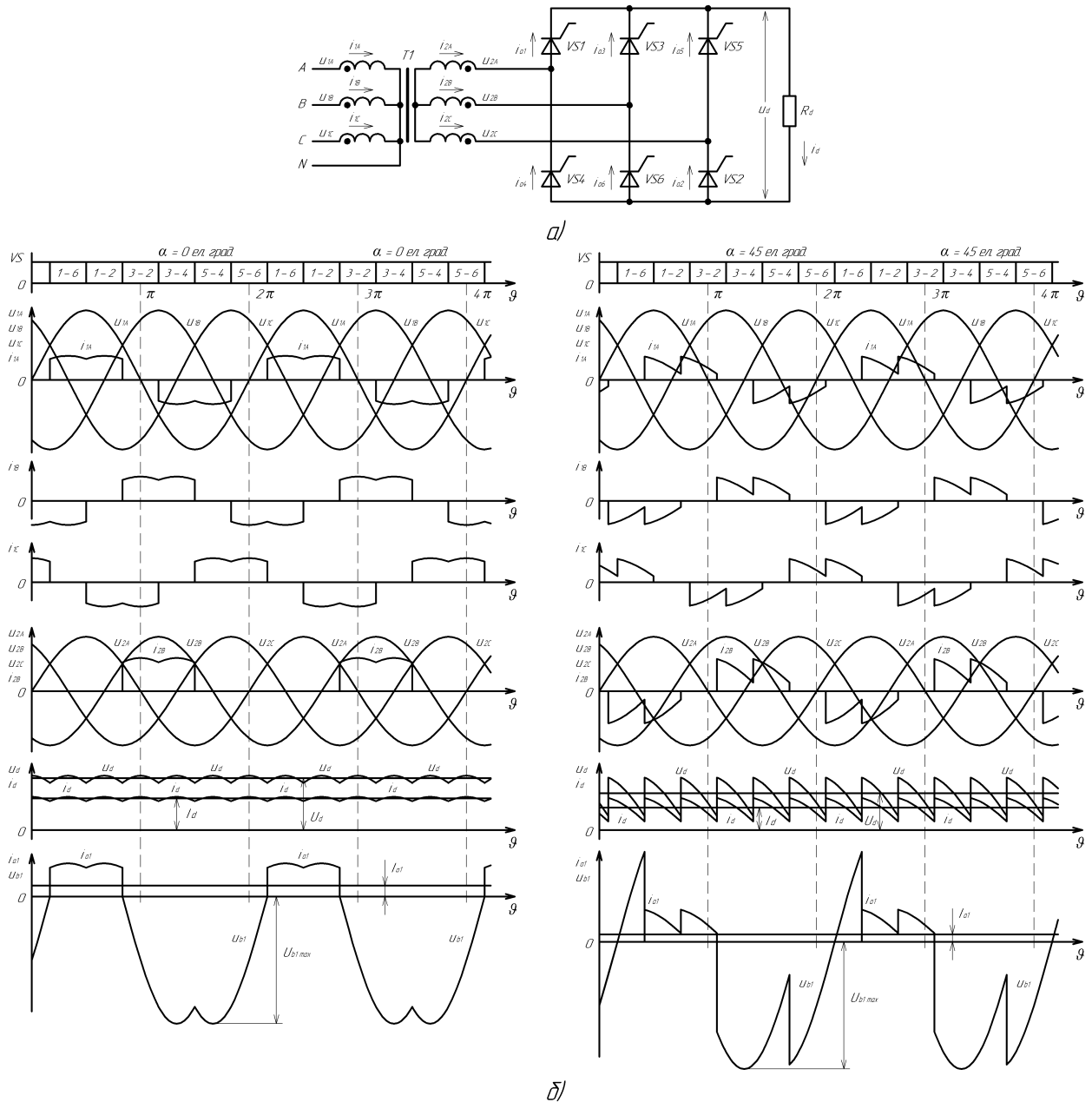


Рисунок 1.6 – Трифазний мостовий випрямляч:

а – схема; б - часові діаграми струмів і напруг

Електричні параметри схеми Ларіонова розраховуються за формулами, наведеними раніше у загальному вигляді багатозафазного випрямляча.

Період повторення випрямленої напруги  $u_d$  дорівнює  $\pi/3$ . Середнє значення випрямленої напруги визначається інтегруванням лінійної напруги вторинних обмоток трансформатора на інтервалі між  $-\pi/6$  та  $\pi/6$ :

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_d dt = \frac{1}{2\pi/6} \cdot \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \cos \vartheta dt = \frac{3}{\pi} \cdot \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \cos \vartheta dt = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_2$$

$$U_d = 2,34 \cdot U_2$$

Чинне значення напруги вторинної обмотки трансформатора, відповідно, дорівнює:

$$U_2 = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} \cdot U_d = 0,4275 \cdot U_d$$

Максимальне значення зворотної напруги, що прикладається до вентиля, дорівнює амплітудному значенню лінійної напруги вторинних обмоток трансформатора:

$$U_{b\max} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot U_2 = 2,45 \cdot U_2 = 1,05 \cdot U_d$$

Пульсації випрямленої напруги характеризуються коефіцієнтом пульсацій  $k_p$ , що дорівнює відношенню амплітуди першої гармоніки напруги пульсацій ( $U_{p1\max}$ ) до його середнього значення

$$k_p = \frac{U_{p1\max}}{U_d}$$

Після розкладання кривої випрямленої напруги в ряд Фур'є та відповідних перетворень:

$$k_p = \frac{2}{(qm)^2 - 1}$$

Коефіцієнт пульсацій випрядених напруги та струму, у схеми трифазного мостового випрямляча становить:

$$k_p = 0,057$$

Середнє значення струму навантаження:

$$I_d = \frac{U_d}{R_d}$$

Тривалість провідного стану вентилів:

$$\lambda = \frac{2\pi}{3} = 120 \text{ ел. градусів}$$

Нижченаведені числові співвідношення між значеннями струмів трифазної бруківки схеми відповідають режиму згладженого струму навантаження - коефіцієнт пульсацій  $k_p = 0$ .

Амплітудне (максимальне) значення струму вентилів:

$$I_{a\max} = I_d$$

При тривалості протікання струму вентиля, що дорівнює одній третині періоду, середнє значення струму вентиля:

$$I_a = \frac{I_d}{3}$$

Чинне значення струму вентиля  $I_A$ :

$$I_A = \frac{I_d}{\sqrt{3}}$$

Амплітудне значення струмів вентилів з урахуванням пульсацій у кривій струму навантаження:

$$I_{a\max} = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot U_2}{R_d} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{\pi}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{U_d}{R_d} = 1,047 \cdot I_d = 3,14 \cdot I_a$$

Номінальна вихідна потужність випрямляча:

$$P_d = U_d \cdot I_d$$

Розрахункове значення потужності вторинної обмотки трансформатора:

$$P_2 = 3 \cdot U_2 \cdot I_2 = 3 \cdot \frac{\pi}{3\sqrt{6}} \cdot U_d \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d = \frac{\pi}{3} \cdot P_d = 1,047 \cdot P_d$$

Розрахункове значення потужності первинної обмотки трансформатора:

$$P_1 = 3 \cdot U_1 \cdot I_1 = 3 \cdot k_T \cdot U_2 \cdot I_1 = 3 \cdot k_T \cdot \frac{\pi}{3\sqrt{6}} \cdot U_d \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{I_d}{k_T} = \frac{\pi}{3} \cdot P_d = 1,047 \cdot P_d$$

Розрахункове значення типової потужності трансформатора:

$$P_T = \frac{P_2 + P_1}{2} = \frac{1,047 + 1,047}{2} \cdot P_d = 1,047 \cdot P_d$$

В даний час, коли в основному застосовуються силові напівпровідникові вентиля, схема Ларіонова отримала широке застосування внаслідок її хороших техніко-економічних показників: ефективного використання трансформатора, малої величини зворотного напруги на вентилі, порівняно малого коефіцієнта пульсацій, високого к.к.д. та інше.

Переваги випрямляча:

1. низький коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги;
2. висока частота пульсацій випрямленої напруги;
3. гарне використання трансформатора;
4. високий коефіцієнт перетворення;
5. низьке значення зворотної напруги, що прикладається до вентилів.

Недоліки випрямляча:

1. великі прямі втрати на вентилях схеми (наявність двох вентилів у контурі протікання струму навантаження);
2. велика кількість вентилів (порівняно з трифазним однополуперіодним випрямлячем з нульовим виводом, - удвічі).

Дана схема застосовується як силова частина трифазних джерел постійної напруги (випрямлячів).

### 1.3. СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ ВИПРЯМЛЯЧАМИ

Система управління перетворювального пристрою призначена для генерування та формування імпульсів управління певної тривалості та форми, розподілу їх за відповідними фазами та зміни моменту подачі цих імпульсів на керуючі електроди вентилів перетворювача.

У перетворювальних пристроях знаходять застосування некеровані ключів (діоди), повністю керовані ключі (транзистори та тиристори, що замикаються) і неповністю керовані ключі (тиристори). Раніше, в якості неповністю керованих ключів (вентилів), використовувались тиратрони, екситрони та ігнітрони.

Неповністю керовані вентиля володіють так званими тиратронними властивостями, тобто не проводять струм при зворотній напрузі, а при прямій напрузі проводять струм тільки з подачею на електрод, що керує, необхідного для відкривання вентиля сигналу. При відкритті вентиля керуючий сигнал далі не впливає на стан вентиля, і вентиль вимикається лише тоді, коли його анодний струм стає рівним нулю. Таким чином, у разі застосування вентилів з «тиратронними» властивостями дія керуючого електроду зводиться тільки до управління моментом відкривання вентиля.

Зазначені властивості керованих вентилів використовуються для перетворення змінного струму в регульований за величиною постійний струм (випрямлячі) і навпаки (інвертори, що ведені мережею).

Регулювання величини вихідної напруги здійснюється за допомогою зміни кута  $\alpha$  згідно рівнянню зовнішньої характеристики керованого випрямляча [7]:

$$U_d = E_{d0} \cdot \cos \alpha - \Delta U_X - \Delta U_a - \Delta U_R - \Delta U_F,$$

де  $E_{d0}$  – е.р.с. холостого ходу випрямляча, В;

$U_d$  – номінальна вихідна напруга випрямляча, В;

$\Delta U_X$  – комутаційне зниження вихідної напруги, В;

$\Delta U_a$  – падіння напруги на вентилях, В;



$\Delta U_R$  – падіння напруги на активному опорі обмоток трансформатора або струмообмежувального реактора,  $B$ ;

$\Delta U_F$  – падіння напруги на активному опорі дроселя фільтра, що згладжує,  $B$ ;

$\alpha$  – кут регулювання, електричних градусів (*ел. град.*).

Кут регулювання  $\alpha$  відповідає затримці включення тиристора від моменту появи позитивної напруги на його аноді щодо катода.

Зі збільшенням величини значення кута регулювання  $\alpha$ , значення вихідної напруги зменшується.

Історично існує кілька методів управління кутом відмикання вентилів:

1) за допомогою змінної за величиною постійної напруги, що подається на керуючий електрод;

2) за допомогою зміни амплітуди синусоїдальної напруги, що подається на керуючий електрод;

3) за допомогою змішаного регулювання синусоїдальним та постійним напруженням;

4) за допомогою синусоїдальної напруги, фаза якого змінюється фазорегулятором;

5) імпульсно-фазовий.

Перші чотири способи застосовуються вкрай рідко внаслідок обмеженого діапазону регулювання, нечіткості моментів відмикання вентилів, великої інерційності. В даний момент часу використовується тільки імпульсно-фазовий метод управління, що полягає в тому, що на керуючий електрод кожного керованого вентиля, що входить у вентиляльний перетворювач, періодично з частотою живлення анодної напруги (для випрямляча та інвертора, що ведеться мережею) подаються електричні імпульси, завдяки чому в ці моменти часу відбувається відмикання вентилів.

Чіткість моменту відмикання досягається за рахунок того, що керуючий імпульс має високу крутість. При регулюванні вихідної напруги, керуючі імпульси зсуваються по фазі відносно анодної напруги, що прикладається до вентиля [2...4].

### 1.3.1. ВИМОГИ ДО СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ

Вимоги, що пред'являються до систем управління вентилячного перетворювача, визначаються типом вентиля, застосованого в виробництві, режимом роботи перетворювача (випрямляючий, інвертуючий, реверсивний, неревверсивний) і видом навантаження, на яке працює перетворювач [3].

Основними вимогами є наступні:

1. Керуючий імпульс повинен мати достатню для надійного відмикання вентиля амплітуду напруги і струму (для тиристорів  $10 \div 20 \text{ В}$ ,  $20 \div 2000 \text{ мА}$ ).

2. Крутизна керуючих імпульсів. У напівпровідникових системах управління крутість переднього фронту імпульсу повинна вибиратися рівною  $20 \div 100 \text{ В/мкс}$ .

3. Широкий діапазон регулювання, який визначається типом перетворювача, режимом його роботи та характером навантаження. Наприклад, для регулювання вихідної напруги трифазного мостового: випрямляча, що працює на активне навантаження, в межах від нуля до максимального значення потрібна зміна кута регулювання від  $0$  до  $120^\circ$ . При роботі на індуктивне навантаження діапазон кута регулювання дорівнює  $90^\circ$ . Якщо перетворювач повинен працювати в інверторному режимі, діапазон зміни кута регулювання зростає приблизно до  $170^\circ$ .

4. Симетрія імпульсів управління фазами. В результаті асиметричних імпульсів управління вентилю багатofазного перетворювача проводять струм в різний час, внаслідок чого форма кривих анодних струмів та середні значення цих струмів стають неоднаковими. У кривих випрямлених та інвертованих напруг і струмів утворюється змінна складова, частота якої менша за частоту основної гармоніки в  $qm$  разів (див. арк. 7), що викликає збільшення індуктивності згладжуючого дроселя, а отже, його габаритів та ваги. Крім того, нерівність середніх значень струмів вентилюв обумовлює появу в магнітній системі трансформатора вентилячного перетворювача

некомпенсованих намагнічувальних сил, що може спричинити збільшення потужності трансформатора.

5. Тривалість керуючого імпульсу. Виходячи з особливостей роботи сітки іонних вентилів повинен мати керуючий сигнал прямокутної форми тривалістю, що дорівнює часу протікання анодного струму вентиля, тобто від 20 до 100 мкс або тривалістю, що дорівнює півхвилі живлячої мережі (в режимі малих струмів навантаження).

Це пов'язано з тим, що при негативній напрузі на сітці щодо катода (у разі короткого керуючого сигналу) і позитивному анодному напрузі в ланцюгу сітки протікає значний іонний струм, що викликається зарядами плазми. При цьому сітка піддається іонному бомбардуванню, що сприяє її розпорошенню та виходу вентиля з ладу.

Якщо керуючий сигнал має тривалість більше  $\frac{2\pi}{qm}$ , то збільшується ймовірність зворотних запалювань тому що при цьому потенціал анода стає нижчим за потенціал сітки.

Для тиристорів також може бути використаний імпульс тривалістю  $\frac{2\pi}{qm}$ . Здебільшого для зменшення потужності, що виділяється в керуючому *p-n*-переході і потужності системи управління, доцільно мати більш вузький керуючий імпульс. Тривалість цього імпульсу повинна бути такою, щоб за час його дії анодний струм тиристора досяг значення, що перевищує струм утримання, інакше нормальна робота вентиляного перетворювача виявиться взагалі неможливою.

Наприклад, схема випрямляча з зрівняльним реактором може працювати як шестифазна так і як трифазна. Тому тривалість керуючого імпульсу повинна бути більше  $30^\circ$  або на один і той же керуючий електрод повинні бути подані два імпульси, зсунуті по фазі на  $30^\circ$ , що забезпечує роботу випрямляча в трифазному і шестифазному режимах.

У зв'язку з тим, що в трифазній мостовій схемі моменти включення вентилів катодної і анодної груп зсунуті в часі на одну частину періоду

напруги живлення, пуск вентиль вентиляного перетворювача і робота його в області переривчастих струмів, де вентиляний перетворювач включається як вперше (на нульовий струм ланцюга навантаження), можливі або при тривалості керуючого імпульсу більше  $60^\circ$ , або при подачі на керуючий електрод послідовно через  $60^\circ$  двох вузьких імпульсів.

6. Швидкодія системи. Система управління не повинна впливати на швидкодію регульованого вентиляного перетворювача. Мінімальний час реакції системи на керуючу дію має становити у деяких випадках тисячні частки секунд.

Імпульсно-фазові системи управління можуть бути розбиті на наступні групи:

- а) електромеханічні (нині не застосовуються);
- б) електромагнітні, що використовуються в основному для тиратронів;
- в) електронні, які застосовуються головним чином для тиристорів, транзисторів та тиристорів, що замикається.

## 1.3.2. ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ СИСТЕМИ ІМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО УПРАВЛІННЯ

### 1.3.2.1. Системи з пік-трансформаторами та пік-генераторами

Принцип дії електромагнітних пристроїв, що формують імпульси, ґрунтується на явищі насичення феромагнітних матеріалів. На рисунку 1.7 показана схема (а) та часові діаграми (б), що характеризують роботу пік-трансформатора [2, 4].

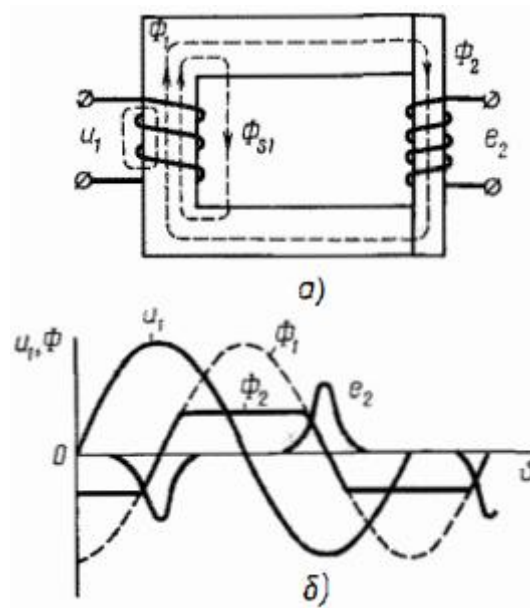


Рисунок 1.7 – Пік-трансформатор (а) та його часові діаграми (б)

У пік-трансформаторі стрижень, на якому розташована вторинна обмотка, виконується з матеріалу з різко вираженим насиченням і має мале поперечний переріз у порівнянні з основним сердечником, виконаним із звичайної електротехнічної сталі.

При подачі на первинну обмотку пік-трансформатора синусоїдальної напруги  $u_1$  з його вторинної обмотки можна знімати напругу у вигляді імпульсів  $e_2$ .

Пік-трансформатори дають відносно тонкі імпульси вторинного напруги ( $30 \div 40$  електричних градусів), тому для отримання імпульсу

потрібної тривалості доводиться послідовно з'єднувати кілька пік-трансформаторів зі зрушеними відносно один одного піками. Такий пристрій називається пік-генератором. Цей багатообмотувальний апарат, що створює пік шириною до  $120^\circ$  з крутим фронтом, збирається з шести пік-трансформаторів, з двома первинними і чотирма вторинними обмотками кожен. Протягом періоду імпульс шириною  $30^\circ$  індукується у вторинній обмотці пік-трансформатора, в якому потік проходить через нуль. Послідовне включення вторинних обмоток різних пік-трансформаторів забезпечує імпульс шириною  $60^\circ$ ,  $90^\circ$  або  $120^\circ$ .

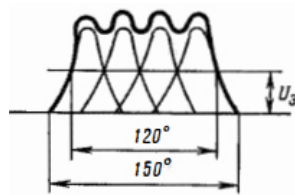


Рисунок 1.8 – Керуючі імпульси пік-генератора

Для отримання імпульсу в  $120^\circ$  включають послідовно чотири обмотки (рис. 1.8).

### 1.3.2.2. Системи з пік-дроселями

Принципова схема отримання імпульсу за допомогою пік-дроселів та часові діаграми показані на рисунку 1.9.

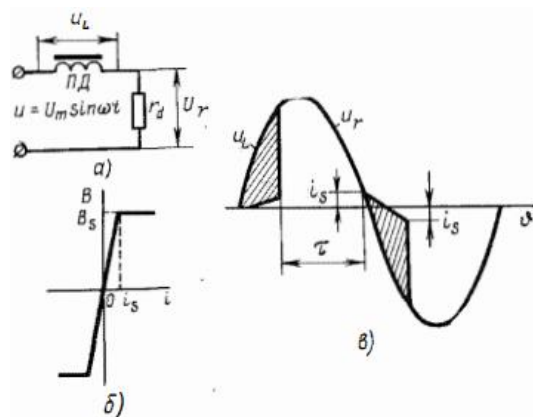


Рисунок 1.9. – Отримання керуючого імпульсу за допомогою пік-дроселя: а – схема; б - крива намагнічування сердечника; в - форма керуючого імпульсу



Пік-дросель (ПД), сердечник якого виготовляється з матеріалу з високою магнітною проникністю та різко вираженим коліном кривої намагнічування (рис. 1.9, б) включається послідовно з активним опором на синусоїдальну напругу. Поки дросель не насичений, потік у ньому змінюється, у результаті е.р.с., яка врівноважує напругу живлення. У ланцюзі протікає незначний струм намагнічування, тому напруга на активному опорі близько нуля, тобто:

$$u_R(\vartheta) = U_m \sin \vartheta = -\omega \frac{d\Phi}{dL} = -\omega w S \frac{dB}{d\vartheta}$$

У момент насичення сердечника дроселя ланцюг набуває активного характеру, і струм зростає до величини, що визначається напругою мережі та опором навантаження. Напруга мережі врівноважується тепер падінням напруги на активному опорі, яке використовується як відпірний імпульс (рис. 1.9, в). Імпульс створюється як і позитивному, і у негативному півперіодах, що у шестифазних схемах з нульовим висновком.

У деяких випадках необхідно формувати лише один відпирає імпульс. При цьому формуючу комірку доцільно виконувати за схемою, зображеною на рисунку 1.10.

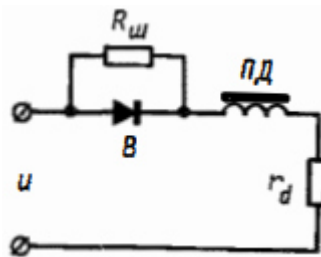


Рисунок 1.10 – Схема пік-дроселя з вентилем

При використанні в схемі формує осередки напівпровідникових вентилів з дуже малим зворотним струмом необхідно шунтувати їх опором, так як інакше тривалість імпульсу теоретично наближається до півперіоду синусоїди, і крутість його різко падає. Це пояснюється тим, що при малому зворотному струмі вентиля пік-дросель під час негативної півхвилі напруги не

розмагнічується або частково розмагнічується, тому робота відбувається на часткових циклах кривої намагнічування. Кратність зміни індуктивності пік-дроселя зменшується, і у зв'язку з цим зменшується крутість відмикаючого імпульсу. Крутизна переднього фронту імпульсу визначається також якістю осердя.

Параметри дроселя можна визначити, проінтегрувавши попереднє рівняння з урахуванням того, що за час  $(\pi - \tau)$  магнітна індукція у сердечнику змінюється від  $-B_s$  до  $+B_s$ :

$$|\omega S| = \frac{U_m(1 + \cos \tau)}{2\omega B_s}$$

### 1.3.2.3. Фазозсувні пристрої

Зміну фази напруги, що подається на сітку іонного вентиля, в обмеженому діапазоні (близько  $40^\circ$ ) можна отримати, підмагнічуючи постійним струмом пік-трансформатор або пік-дросель. Зменшення кута регулювання пов'язане з тим, що індукція в осерді в цьому випадку буде змінюватися від індукції підмагнічування  $B_0$  до індукції насичення  $B_s$ , а отже, кут буде збільшуватися.

У електромагнітних системах управління фазозсувний пристрій, як правило, одночасно є джерелом живлення генератора імпульсів.

### 1.3.2.4. Індукційні та мостові фазорегулятори

У електромагнітних системах імпульсно-фазового управління широко застосовуються індукційні та мостові фазоздвигуни (фазорегулятори).

Індукційний фазорегулятор є загальмованим асинхронним двигуном з фазним ротором. Зсув е.р.с., що наводяться в статорі і роторі обертовим магнітним полем, залежить тут від кутового зсуву статорної та роторної

обмоток. Повертаючи ротор до статора, здійснюють зміщення напруги на виході по відношенню до вхідної напруги.

Перевагою індукційного фазорегулятора є те, що він забезпечує будь-який кут у межах 180 і більше градусів, а також дає можливість отримувати необхідні потужності управління аж до найбільших. Недоліком індукційного фазорегулятора є обмежена швидкість дії в силу великої інерції рухомих частин [5].

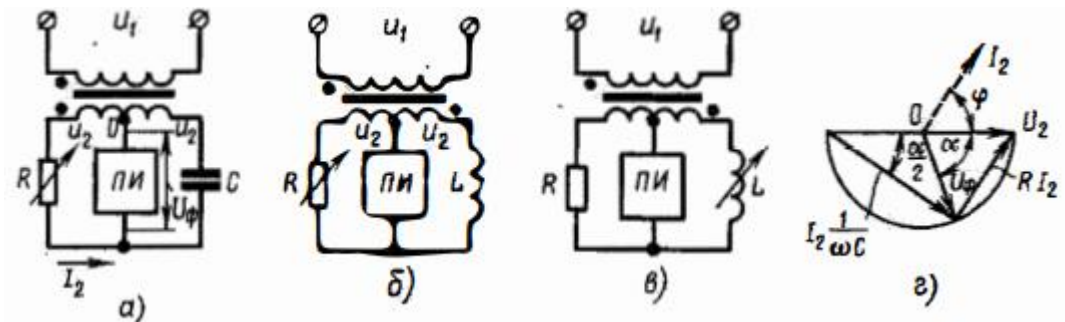


Рисунок 1.11 – Схеми мостових фазорегуляторів (а, б, в) та векторна діаграма (г) схеми (а) у режимі холостого ходу

У системах управління широко використовуються мостові фазорегулятори, вони виконуються переважно двох типів: активноємнісні та активно-індуктивні (рис. 1.11).

У наведених мостових схемах в якості регульованого плеча можуть застосовуватися активний опір, конденсатор або дросель, що підмагнічується струмом управління. За зміни величини опору  $R$  у схемі (рис. 1.11, а) змінюється і фаза напруги  $u_{\phi}$ , що надходить на формувач імпульсів. Кут регулювання для даної схеми при холостому ході визначається з векторної діаграми (рис. 1.11, г):

$$\alpha = 2 \arctg \omega RC$$

Для схем (рис. 1.11 б, в) кут регулювання при холостому ході дорівнює:

$$\alpha = 2 \arctg \frac{\omega L}{R}$$

Фазорегулятори, в яких зміна параметрів змінного опору досягається механічним шляхом, не застосовуються в системах автоматичного

регулювання, так як вони мають велику інерційність. Ця складність усувається у разі застосування замість активного опору електронних ламп та транзисторів. Діапазон зміни фази становить близько  $140^\circ$ . Розширення діапазону зсуву фази можна досягти різними схемними рішеннями. Швидкодія таких фазорегуляторів становить  $0,14 \div 0,04$  секунд, потужність управління дорівнює  $60 \div 400$  *вт* (для активно-індуктивних фазорегуляторів). Застосування у системі управління транзисторів різко знижує потужність статичного фазорегулятора і підвищує його швидкодію.

Мостові фазорегулятори відрізняються надійністю, простотою виконання, можливістю отримання великого діапазону зміни кута регулювання. До їх недоліків слід віднести нестабільність фази керуючих імпульсів при зміні величини і частоти напруги живлення і навантаження фазоздвигаючого пристрою, нелінійність фазової характеристики, невисока швидкодія.

#### 1.3.2.5. Системи з імпульсними трансформаторами, що насичуються

Імпульсний трансформатор (ІТ) має сердечник із матеріалу, з різко вираженим коліном кривої намагнічування (рис. 1.12 б). Первинна обмотка ІТ включена послідовно з дроселем  $Dp_1$ , що насичується, на синусоїдальну напругу. Дросель  $Dp_2$  перешкоджає протіканню змінної складової струму ланцюга управління під дією е.р.с., що індуктується в обмотці  $\omega_y$ .

Принцип роботи схеми полягає в наступному. Коли сердечник ІТ насичений, напруга живлення прикладається до дроселя  $Dp_1$ .

Перемагнічування сердечника ІТ відбувається в моменти часу, які розподіляються рівністю н. с. робочої та керуючої обмоток:

$$i_p(\vartheta)\omega_p = i_y(\vartheta)\omega_y$$

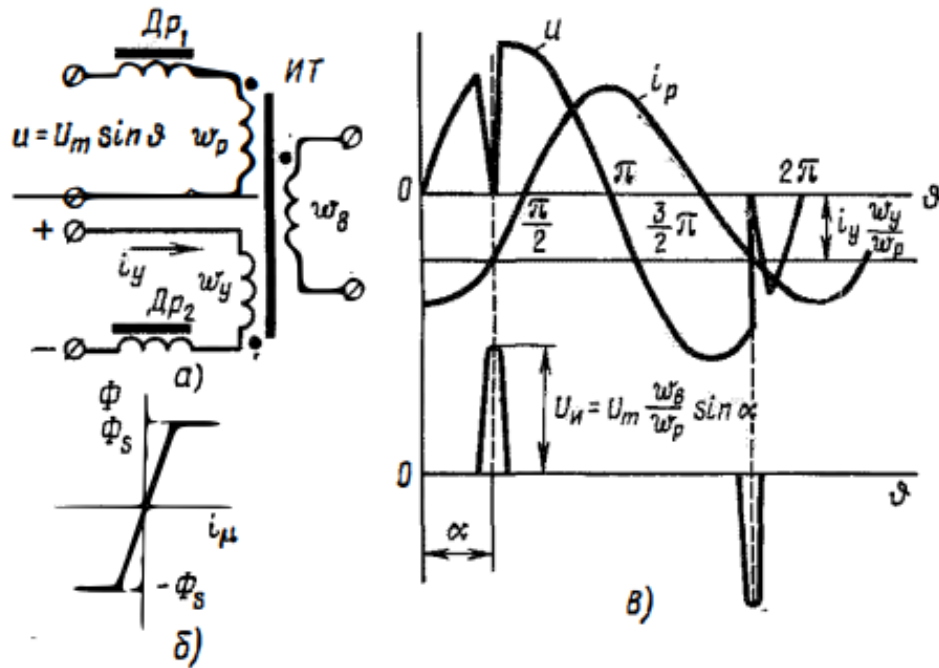


Рисунок 1.12 – Імпульсний трансформатор, що насичується:  
 а - схема з'єднання; б - крива намагнічування сердечника; в - часові діаграми

Так як проміжки часу, коли сердечник ІТ не насичений, невеликі, струм у робочій обмотці практично визначається рівністю

$$i_p(\vartheta) = -\frac{U_m}{x_{др}} \cos \vartheta,$$

де  $x_{др}$  – індуктивний опір дроселя  $Dp_1$ .

Кут  $\alpha$  (рис. 1.12, в) теоретично може змінюватися в межах  $180^\circ$ . Зміна кута досягається шляхом зміни струму управління  $i$  у від максимального позитивного до максимального негативного значень. Зазначений діапазон зміни фази не може бути реалізований через зменшення амплітуди імпульсу при зміні кута  $\alpha$ , оскільки

$$U_n = U_m \frac{\omega_s}{\omega_p} \sin \alpha$$

Для збереження сталості амплітуди імпульсу, що знімається з вихідної обмотки  $\omega_s$ , необхідно, щоб  $\frac{di_p}{dt} = const$ .

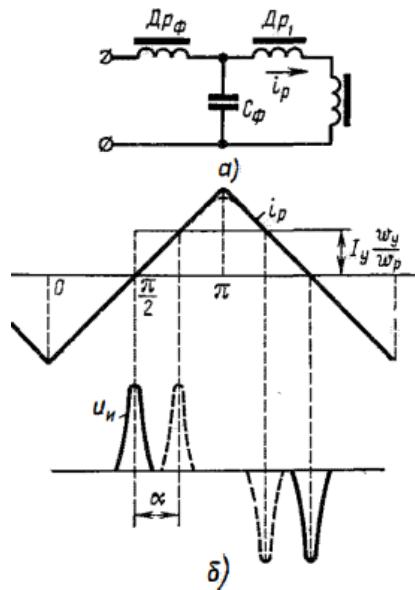


Рисунок 1.13 – Формувач напруги трикутної форми:

а – схема; б – часові діаграми

Ця умова може бути виконана, якщо імпульсний трансформатор живити струмом трикутної форми, що досягається шляхом додавання до робочого ланцюга схеми на рисунку 1.13 а фільтра, що складається з дроселя  $Dp_{\phi}$  і конденсатора  $C_{\phi}$ .

Криві намагнічування дроселя  $Dp_{\phi}$  і  $Dp_1$  підбираються таким чином, щоб форма струму в робочому ланцюзі спотворювалася практично до трикутної. Це дозволяє отримати діапазон фазового регулювання без зміни амплітуди імпульсу приблизно до  $150^\circ$ . Діапазону зміни фази  $180^\circ$  отримати не вдається внаслідок того, що неможливо отримати ідеально трикутну форму струму (див. пунктир на рис. 1.13, б).



### 1.3.2.6. Системи з однонапівперіодними магнітними підсилювачами

Формування імпульсу та його фазове зміщення в магнітних підсилювачах (МП) можна отримати, здійснюючи управління МП або на змінному, або постійному струмі.

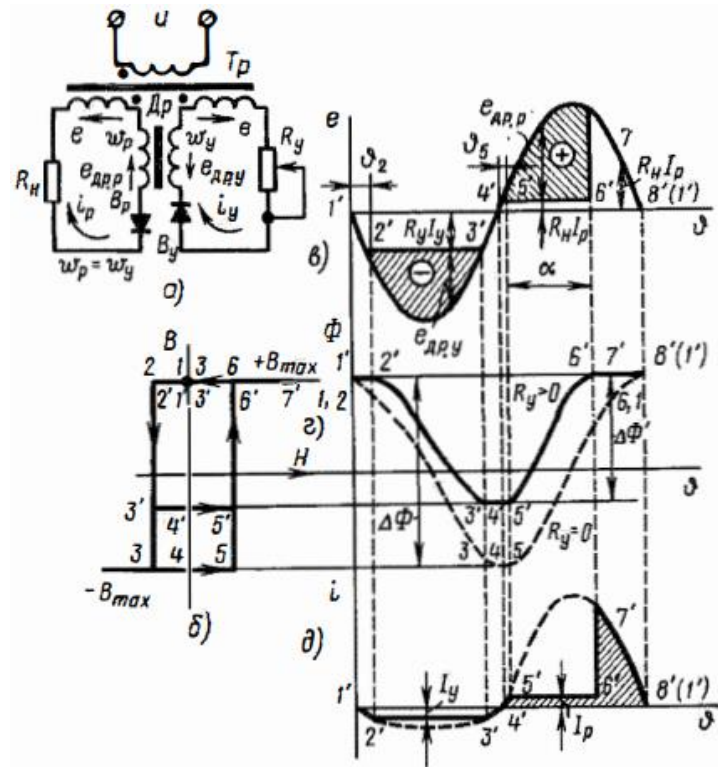


Рисунок 1.14 – Однонапівперіодний магнітний підсилювач:

а - схема з'єднання при управлінні на змінному струмі; б - крива перемагнічування сердечника дроселя насичення; в, г, д - часові діаграми

На рисунку 1.14 а представлена принципова схема однополуперіодного МП, керованого змінним струмом. У схему входять:  $T_p$  – триобмотувальний однофазний трансформатор. Первинна обмотка трансформатора  $T_p$  живиться від джерела синусоїдальної напруги, а дві вторинні обмотки відповідно живлять синусоїдальною напругою робочий ланцюг і ланцюг управління. Маркування витків обмоток показано на рисунку. Для зручності аналізу будемо вважати, що кількість витків всіх обмоток однакова;  $D_p$  - дросель насичення. Серце дроселя виконаний з магнітного матеріалу, у якого форма петлі

гістерези близька до прямокутної; магнітно пов'язані обмотки дроселя  $\omega_p$  і  $\omega_y$  відповідно входять у робочий ланцюг та ланцюг управління;  $B_p, B_y$  - некеровані вентиля робочого ланцюга та ланцюга управління. Вентилі  $B_p$  і  $B_y$  включені таким чином, що якщо струм в керуючому ланцюзі протікає протягом негативного півперіоду синусоїдальної напруги, що живить магнітний підсилювач МП, то струм в робочому ланцюгу протікає протягом позитивного півперіоду;  $R_u$  та  $R_y$  - резистори, що входять у робочий ланцюг та ланцюг управління.

Принцип дії МП розглянемо, нехтуючи втратами у трансформаторі, вентилях, дроселі, а також потоками розсіювання трансформатора та дроселя.

Спочатку розглянемо режим при  $R_y=0$ , вважаючи, що при цьому магнітний потік сердечника дроселя, обумовлений напругою вторинних обмоток трансформатора, змінюється відповідно до синусоїдальної функції, представлені на рисунку 1.14, з. Це означає, що протягом негативного півперіоду зовнішньої синусоїдальної напруги в ланцюзі управління протікає тільки струм намагнічування дроселя і магнітна індукція в сердечнику дроселя змінюється за точками 1, 2, 3, 4, 5, 6 1 петлі гістерезису. У цьому е.р.с.  $e_{др.у}$ , індукована потоком в обмотці  $\omega_y$ , врівноважується е.р.с. обмотки трансформатора:

$$e = e_{др.у} = E_m \sin \vartheta$$

Зміна потоку в осерді дроселя, що обумовлює величину амплітуди е.р.с.  $e_{др.у}$  буде максимальним, оскільки воно пропорційно зміні магнітної індукції між точками 2 і 3, де магнітна індукція максимальна ( $B_{max}$ ) і відповідає режиму насичення. Зміна потоку в сердечнику дроселя за час негативної півхвилі напруги пропорційно площі обмеженої кривою напруги:

$$\Delta\Phi = -\frac{1}{\omega\omega_y} \int_0^{\pi} e d\vartheta$$

Протягом позитивного півперіоду зовнішньої напруги пропускає струм вентиль  $B_p$  у робочому ланцюзі. Це також буде струм намагнічування дроселя.

Протягом позитивного півперіоду магнітна індукція сердечника дроселя зміниться на величину, що визначається рівнем точок 5 і 6 кривої намагнічування, тобто зміна магнітного потоку буде таким же, як і протягом негативного півперіоду. Тому площа, обмежена кривою е.р.с. обмотки дроселя  $\omega_p$ , повинна дорівнювати площі, обмеженою кривою е.р.с. обмотки  $\omega_y$ . У свою чергу, ці площі приблизно рівні площі, обмеженої за півперіод кривої е.р.с. вторинних обмоток трансформатора  $e$ , якщо не враховувати падіння напруги на резисторі  $R_n$  за час позитивного півперіоду, обумовленого струмом намагнічування дроселя.

Таким чином, при  $R_y=0$ , в робочій обмотці не формуються імпульси напруги з крутим фронтом.

При  $R_y>0$  режим роботи сердечника дроселя стає несиметричним. Протягом певних інтервалів часу сердечник насичується. На початок негативного півперіоду зовнішньої напруги сердечник виявляється насиченим (точка 1 на рис. 1.14, б). Тому на початку цього півперіоду  $e_{др. y}=0$  і струм в ланцюзі управління

$$i_y = \frac{E_m}{R_y} \sin \vartheta$$

де  $E_m \sin \vartheta = e$  – е.р.с. вторинних обмоток трансформатора.

З моменту, що відповідає точці 2' кривої петлі гістерези, сердечник виходить з режиму насичення; починається зміна магнітного потоку в сердечнику дроселя, тому е.р.с. трансформатора в ланцюзі управління врівноважується суми напруги:

$$e = R_y i_y + e_{др. y}$$

Так як петля гістерезису близька за формою до прямокутної, струм у ланцюзі управління по вічі буде майже незмінним і рівним

$$I_y = \frac{E_m}{R_y} \sin \vartheta_2$$

де  $\vartheta_2$  – часовий кут, що відповідає точці 2'.

Тож е.р.с.  $e_{др.у}$  на графіку виразиться частиною синусоїди, відсіченої горизонтальною лінією, що представляє функцію  $R_y I_y$  між точками 2' і 3' (рис.1.14, в). Таким чином, площа, обмежена кривою е. р. с.  $e_{др.у}$  у випадку  $R_y > 0$  буде меншою, ніж при  $R_y = 0$ . Тому для випадку зміна магнітного потоку  $\Delta\Phi$  в сердечнику дроселя також буде менше. Це призводить до того, що зміна магнітної індукції при виході сердечника дроселя з режиму насичення, що відповідає точці кривої 2' петлі гістерезису, має бути меншим. З цієї причини режим зміни магнітної індукції закінчиться не в точці 3, а в точці 3', яка відповідає меншій зміні магнітної індукції.

З точки 3' знову настає режим насичення сердечника дроселя, тому струм у ланцюзі управління почне змінюватися за синусоїдальним законом (ділянка 3', 4' на рис. 1.14, д).

У точці 4' закінчується негативним півперіод синусоїдальної напруги і настає позитивний півперіод. З цього моменту починає пропускати струм вентиль  $B_p$ , але оскільки сердечник дроселя насичений, е.р.с.  $e_{др.р} = 0$ , і струм у робочому ланцюзі

$$i_p = \frac{E_m}{R_H} \sin \vartheta$$

У точці 5' закінчується режим насичення. Струм у робочому ланцюзі на той час зростає незначно і за величиною стає майже незмінним і рівним

$$I_p = \frac{E_m}{R_H} \sin \vartheta_5$$

де  $\vartheta_5$  – часовий кут між точками 4' і 5'.

Протягом інтервалу часу, що визначається точками 5' і 6', е.р.с. трансформатора в робочому ланцюзі врівноважується сумою двох напруг:

$$e = R_H I_y + e_{др.р}$$

Зміна магнітного потоку дроселя в цьому інтервалі має бути таким самим, як і в інтервалі між точками 2' і 3'. Тому площа, обмежена кривою е.р.с.  $e_{др.р}$  в інтервалі між точками 5' і 6' повинна дорівнювати площі, обмеженому кривою  $e_{др.у}$  в інтервалі між точками 2' і 3'.

Оскільки  $R_y I_y > R_n I_p$  площа, обмежена кривою е.р.с. е<sub>др.р</sub> на ділянці 5', 6', має форму, представлену на рисунку 1.14, в. Цей режим тривалістю  $\alpha$  називають режимом збудження.

З точки 6' знову настає режим насичення. Струм у робочому ланцюгу різко зростає, і на резисторі  $R_n$  формується імпульс напруги з крутим фронтом. Режим насичення триває до кінця позитивного періоду (точка 8' або 1'), потім процеси повторюються.

Тривалість режиму збудження  $\alpha$ , а отже, і фаза імпульсу напруги на резисторі  $R_n$ , можуть змінюватися за рахунок з'єднання величини опору в ланцюзі управління  $R_y$ . Замість резистора можна ввести джерело е.р.с., включений зустрічно напрямку струму.

Так як імпульс напруги на резисторі можна формувати протягом одного півперіоду, магнітний підсилювач отримав назву однополуперіодного.

Однополуперіодний магнітний підсилювач можна виконати з управлінням на постійному струмі. В цьому випадку ланцюг управління, в яку входить лише обмотка  $\omega_y$  дроселя насичення, живиться джерела постійної напруги. Робочий ланцюг залишається незмінним, як і у разі управління на змінному струмі.

Недоліком системи з однополуперіодним МП є відносно невеликий діапазон регулювання (порядку  $110^\circ$ ) і зменшення тривалості імпульсу при збільшенні кута регулювання. Тому цю систему доцільно застосовувати при неглибокому регулюванні (до  $60^\circ$ ), коли тривалість імпульсу виявляється достатньою.

### 1.3.3. ЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ ІМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО УПРАВЛІННЯ

В даний час все ширше застосування знаходять електронні (напівпровідникові) системи управління вентилями перетворювачами, так як вони мають ряд переваг перед електромагнітними системами (висока швидкодія, надійність, мала споживана потужність, малі габарити, вага та ін.).

Залежно від цього, як виробляються управляючі імпульси кожного вентиля перетворювача - одним блоком чи окремими блоками, - системи управління поділяються на одно- і багатоканальні; в залежності від способу зміни фази керуючого імпульсу системи управління поділяються на горизонтальні, вертикальні, дискретні та цифрові.

#### 1.3.3.1. Горизонтальний метод управління

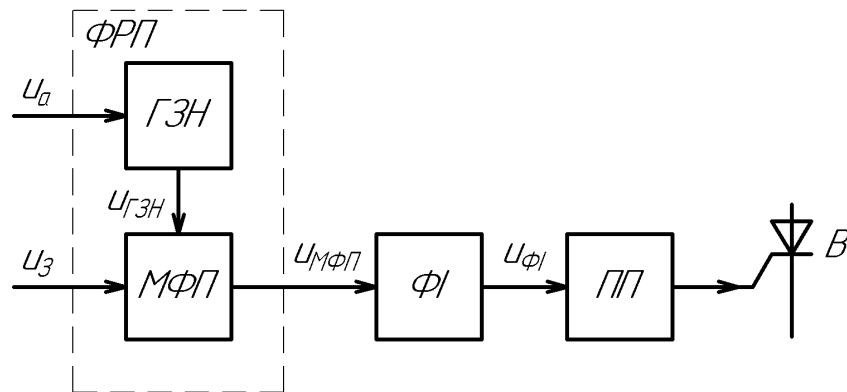
При горизонтальному методі управління формування керуючого імпульсу здійснюється в момент переходу синусоїдальної напруги через нуль, а зміна його фази забезпечується зміною фази синусоїдальної напруги, тобто зміщенням його по горизонталі [3, 5].

На рисунку 1.15 *а* наведена структурна схема одного каналу багатоканальної системи управління, що використовує горизонтальний метод управління. Принцип роботи схеми полягає в наступному.

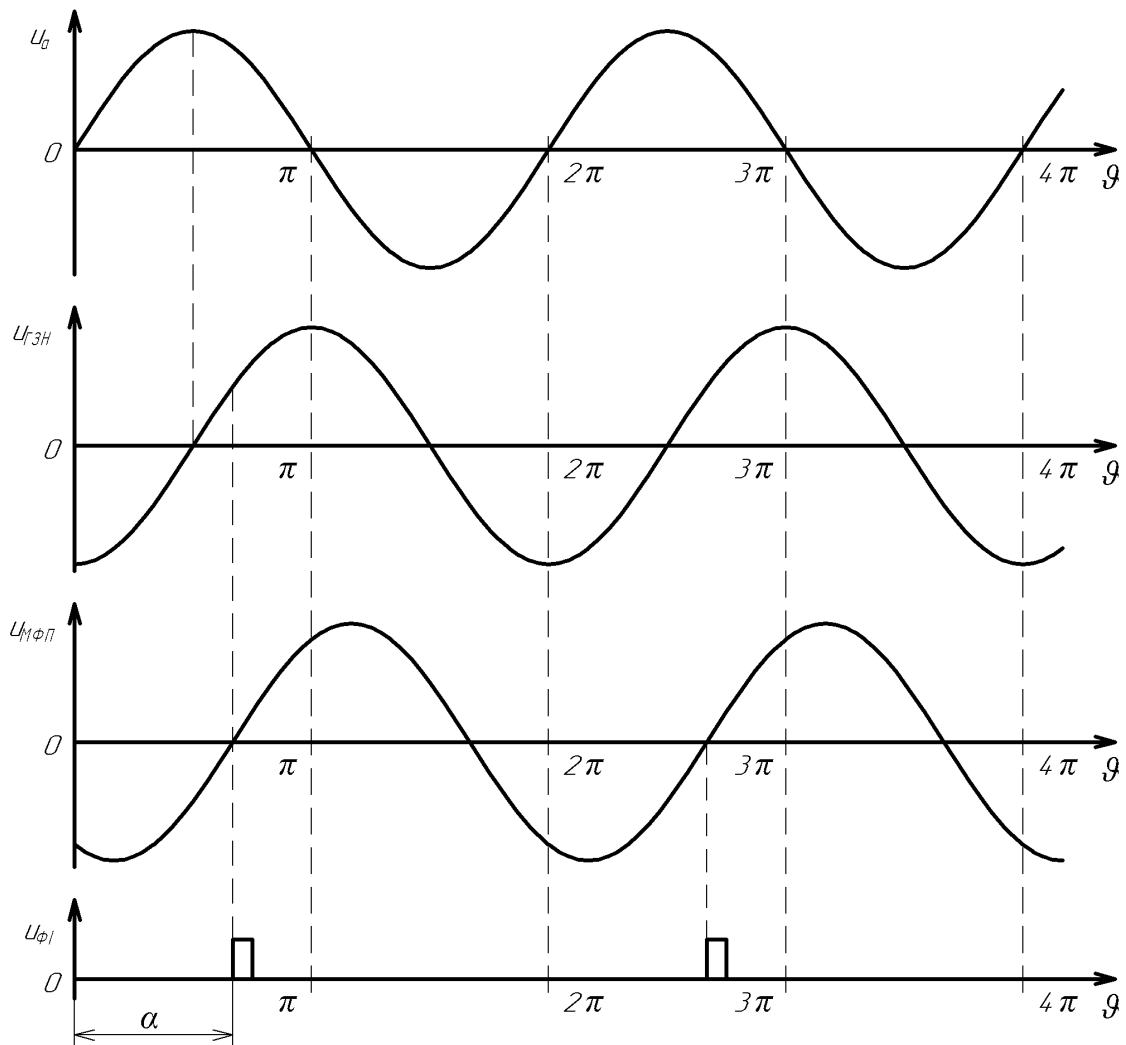
Генератор змінної напруги ГЗН видає синусоїдальну напругу, що знаходиться у певному фазовому співвідношенні з анодною напругою вентиля даного каналу (рис 1.15, *б*). Зазвичай, при  $m > 3$  в якості змінної напруги береться напруга відповідної фази мережі (для трифазної мостової схеми зсунута на  $90^\circ$  відносно анодної напруги вентиля) З виходу мостового фазообертального пристрою МФП зсунута по фазі напруга надходить на формувач імпульсів ФІ, де в момент переходу синусоїди через нуль формується імпульс управління, який потім посилюється підсилювачем



потужності ПП. Кут зсуву фаз регулюється зміною напруги, що задає  $U_3$ . ГЗН і МФП утворюють фазорегулюючий пристрій ФРП.



а/



б/

Рисунок 1.15 – Структурна схема горизонтальної системи управління (а) та діаграма, що пояснює її роботу (б)

Горизонтальний метод управління не знайшов широкого поширення, так як мостові фазообертачі критичні до форми і частоти напруги, що подається, а використання в якості регульованого активного опору транзисторів призводить до порушення симетрії імпульсів, що формуються. Останній недолік може бути усунений, якщо застосовувати загальний регульований опір (транзистор) для всіх каналів.

### 1.3.3.2. Вертикальний метод управління

При вертикальному методі управління формування керуючого імпульсу проводиться в результаті порівняння на нелінійному елементі величин змінної (синусоїдальної, пилкоподібної, трикутної) і постійної напруги. У момент, коли ці напруження стають рівними і їхня різниця змінює знак, відбувається формування імпульсу. Фазу імпульсу можна регулювати, змінюючи величину постійної напруги. Як нелінійний елемент зазвичай застосовують транзистор.

На рисунку 1.16, *a* представлена схема найпростішого пристрою, що формує імпульси, побудована за вертикальним методом. Це схема транзисторного підсилювача із загальним емітером. Час включення транзистора залежить від крутості наростання вхідного струму, його величини та коефіцієнта посилення транзистора. Для зменшення часу включення застосовують підсилювачі з позитивним зворотним зв'язком або блокінг-генератори [2, 4].

Вхідна напруга транзистора  $T$  у найпростішому пристрої визначається алгебраїчною сумою постійної напруги  $u_y$  та змінної напруги  $u_{\sim}$ . На ділянці  $Oa$  (рис. 1.16 *б*) на базу транзистора подається негативний потенціал, тому транзистор знаходиться в провідному стані е.р.с. джерела  $E_k$  прикладена до навантаження  $R_n$ , вихідна напруга дорівнює нулю.

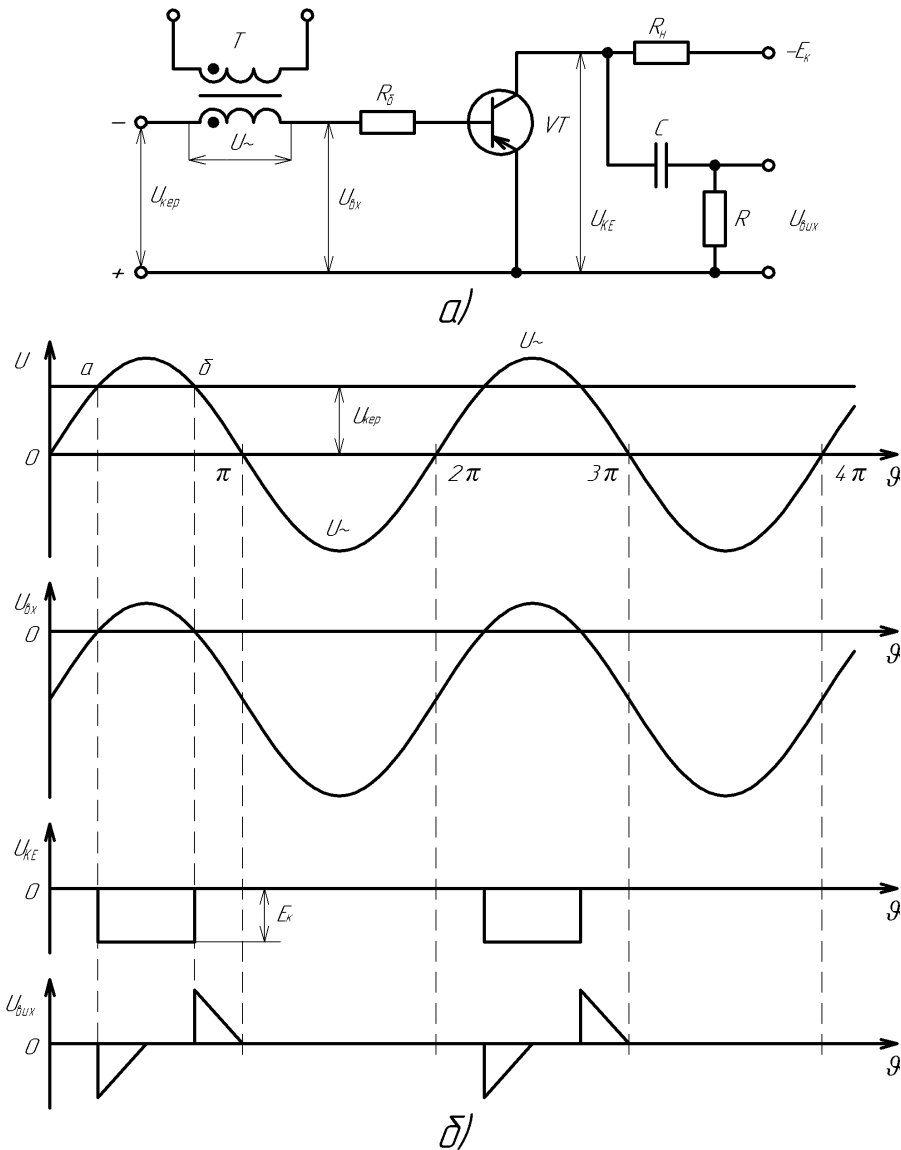


Рисунок 1.16 – Формувач керуючого імпульсу за вертикальним методом:

а - схема транзисторного підсилювача із загальним емітером;

б - часові діаграми

У точці  $a$  вхідна напруга в базовому ланцюгу транзистора змінює знак, транзистор закривається. В результаті е.р.с. колекторного ланцюга  $E_{\text{к}}$  прикладається до переходу колектор – емітер. При цьому та сама е.р.с. прикладається до диференціуючого ланцюга  $RC$ , в результаті на резисторі  $R$  з'являється імпульс напруги. У точці  $b$  транзистор відкривається, е.р.с.  $E_{\text{к}}$  знімається з диференціуючого ланцюга, на резисторі  $R$  знову виникає імпульс напруги. Так формуються керуючі імпульси. Фаза цих імпульсів змінюється за зміни величини постійної напруги  $u_{\text{у}}$ .

Імпульси, що формуються цим пристроєм, потім подаються на підсилювач потужності системи управління. Для забезпечення більшого діапазону регулювання фази керуючого імпульсу як змінної напруги використовують напругу трикутної або пилкоподібної форми. Одна із схем генератора з вихідною напругою трикутної форми представлена на рисунку 1.17 а. Трикутна напруга (рис. 1.17 б) формується на конденсаторі  $C$ , який заряджається незмінними за півперіод за величиною струмом  $i$ , що визначається активно-індуктивним навантаженням випрямляча.

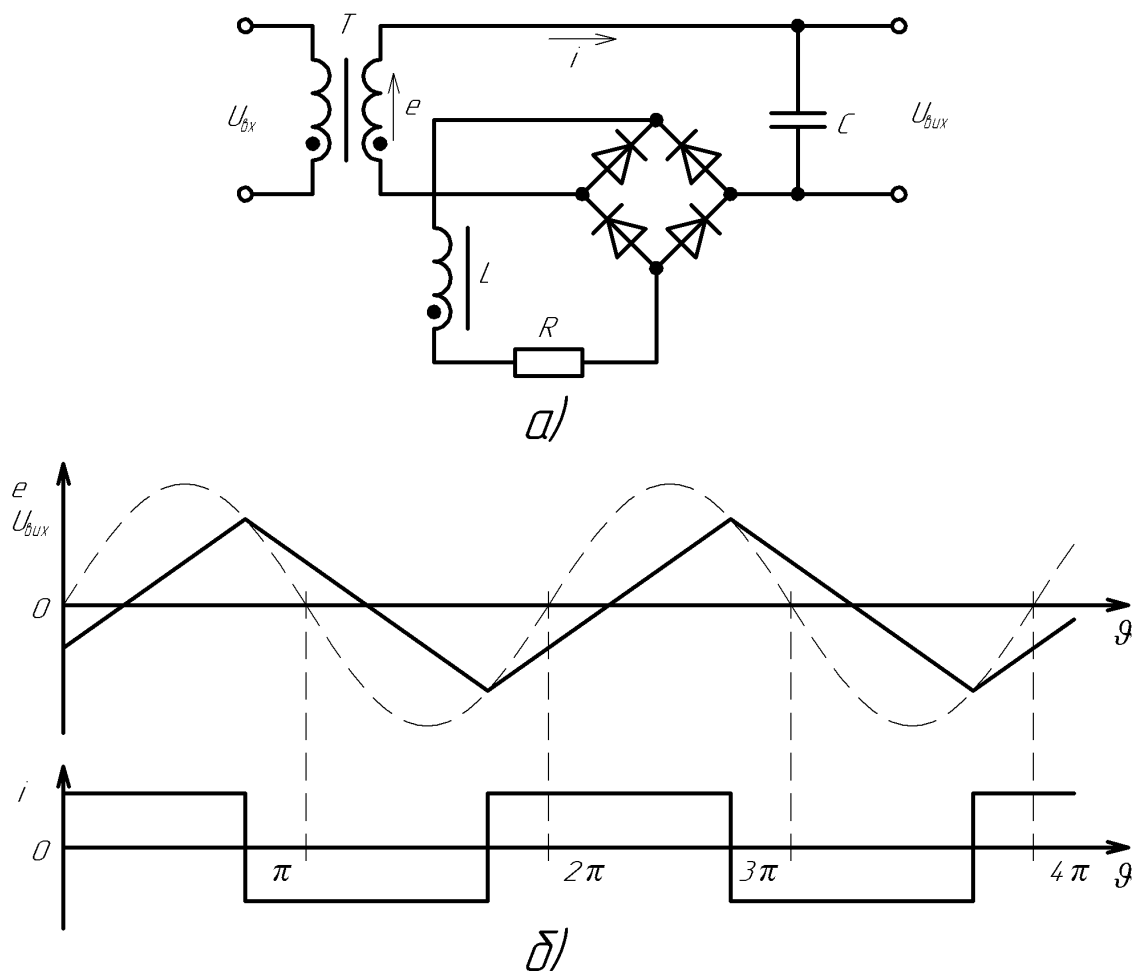


Рисунок 1.17 – Генератор з вихідною напругою трикутної форми:

а – схема; б – часові діаграми

На рисунку 1.18 а представлена схема чекаючого блокінг-генератора з сердечником, що насичується, в якому використовується метод вертикального управління. У момент  $\vartheta_0$ , коли змінна напруга  $u_*$  стає рівною постійній напрузі

$u_y$ , транзистор починає відкриватися. Обмотка  $\omega_{o.c}$  здійснює позитивний зворотній зв'язок, тому відбувається лавиноподібне наростання базового і колекторного струмів. Таке наростання струму забезпечує швидке перемикання транзистора. Імпульсний трансформатор під дією напруги, рівної  $E_K - U_K$ , перемагнічується і на виході генерується імпульс напруги. Під час насичення трансформатора колекторний струм обмежується опором резистора  $R_K$ . На момент  $\vartheta_2$  транзистор закривається. Діод  $B_2$  захищає транзистор від перенапруги при вимкненні.

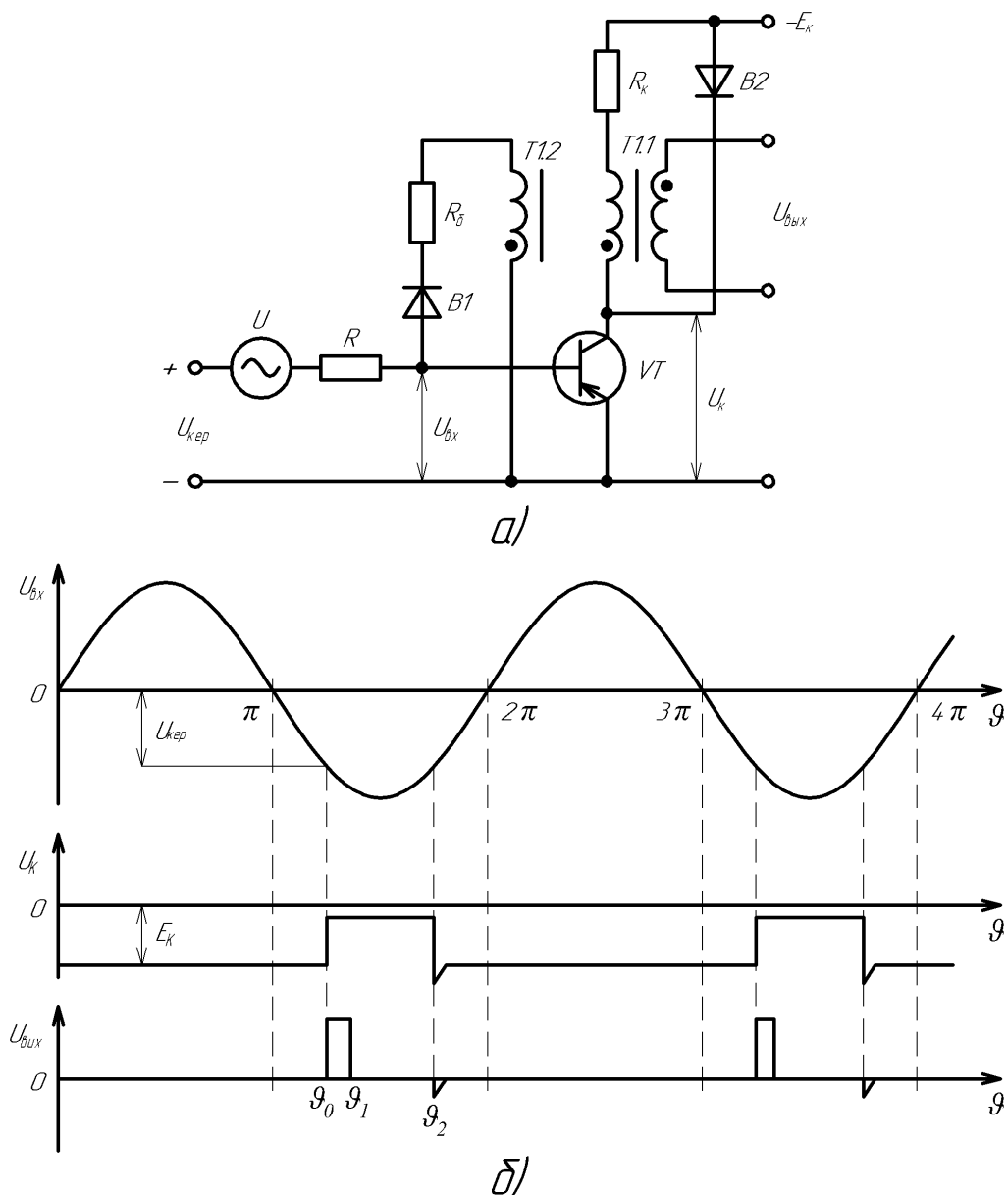


Рисунок 1.18 – Чекаючий блокінг-генератор з сердечником, що насичується:

а - схема; б - часові діаграми

Синхронізуючі пристрої визначають порядок роботи та взаємодію вузлів та систем перетворювачів. До синхронізуючих пристроїв відносяться генератори, розподільники імпульсів, фазозсувні пристрої, які крім свого основного призначення здійснюють синхронізацію різних пристроїв. Є категорія синхронізуючих пристроїв, які виконують свою єдину функцію: виробляють сигнали для синхронізації роботи системи управління перетворювача, здійснюють тимчасову «прив'язку» роботи різних пристроїв до знакозмінних значень (частіше синусоїдальних) напруги та струму.

При побудові пристроїв, що синхронізують, слід враховувати можливі спотворення вхідного сигналу (наприклад, вхідній мережі перетворювача), які в багатьох випадках супроводжують роботі пристроїв з тиристорами. Найбільш поширеними та простими схемами синхронізуючого пристрою є схеми з трансформаторами (рис. 1.19). Напруги керуючого сигналу кожному каналі для мостового  $m$ -фазного перетворювача зсунуті на кут  $\pi/m$  [5].

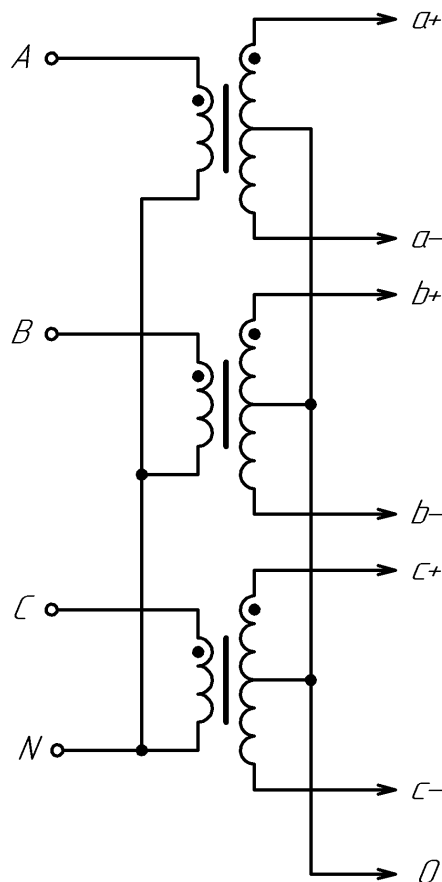


Рисунок 1.19 – Синхронізуючий пристрій трифазного мостового перетворювача

Оптимальною для тимчасової «прив'язки» точкою, для якої характерне постійне тимчасове положення на синусоїдальній кривій, незалежно (в певних межах) від ступеня її спотворення, є точка переходу кривої через нульове значення. Схеми, що виробляють імпульси в момент переходу напруги (струму) через нуль, зазвичай називають нуль-органами. Багато хто з них побудовані за принципом підсилювачів постійного струму з великим коефіцієнтом посилення, що працюють у режимі обмеження. При необхідності скорочувати імпульси отримані сигнали диференціюють. Широко застосовуються схеми з імпульсними генераторами, що працюють у режимі зовнішньої синхронізації, а також схеми на магнітних та логічних елементах.

У зв'язку з тим, що в системі управління, побудованої за вертикальним методом, формування імпульсу відбувається в момент порівняння змінної і постійної напруги, будь-яке спотворення форми кривої, мережі живлення (генератора змінної напруги) буде приводити до погіршення роботи системи. Крім того, система вимагає спеціальних пристроїв порівняння, тобто підсилювачів постійного струму. Для поліпшення роботи системи в якості змінної напруги застосовують напругу пилкоподібної або трикутної форми.

Вирішення вищезазначених проблем досягається шляхом використання сучасних схемотехнічних рішень та елементної бази. Структурна схема системи управління, що не має вище перерахованих недоліків, приведена на рисунку 1.20.

Система управління включає в себе нижче перераховані функціональні блоки та вузли:

- пристрій синхронізації з мережею (ПСМ);
- генератор пилкоподібної напруги (ГПН);
- Вузол порівняння (ВП);
- Вузол розподілу (ВР);
- Підсилювач потужності (ПП).

На рисунку 1.20 додатково показані силові ключі ( $VS1-VSn$ ), що входять до складу випрямляча або інвертора, що ведеться мережею.

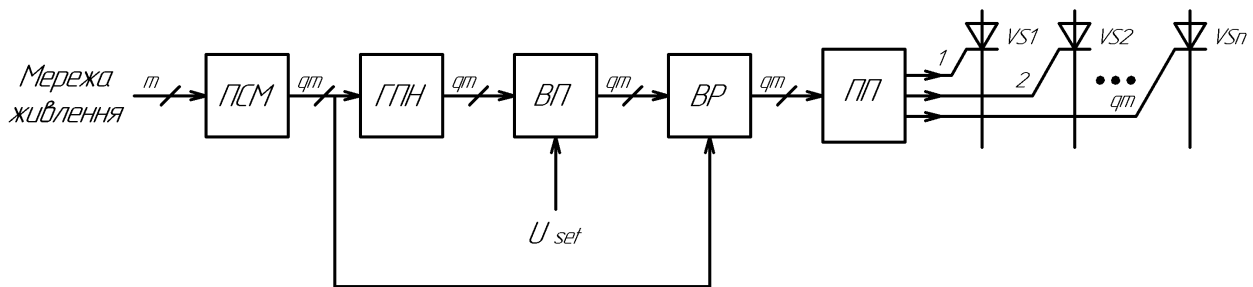


Рисунок 1.20 – Структурна схема системи управління

Пристрій синхронізації з мережею призначений для формування імпульсів прямокутної форми тривалістю рівною половині періоду мережі живлення і збігаються по фазі з моментами її переходу через нульове значення. Розмір імпульсів синхронізації має відповідати величині напруги живлення системи управління. Часові діаграми імпульсів, відповідних позитивної (+A) і негативної (-A) полярностям мережі змінного струму ( $U_{ac}$ ) приведені на рисунку 1.21.

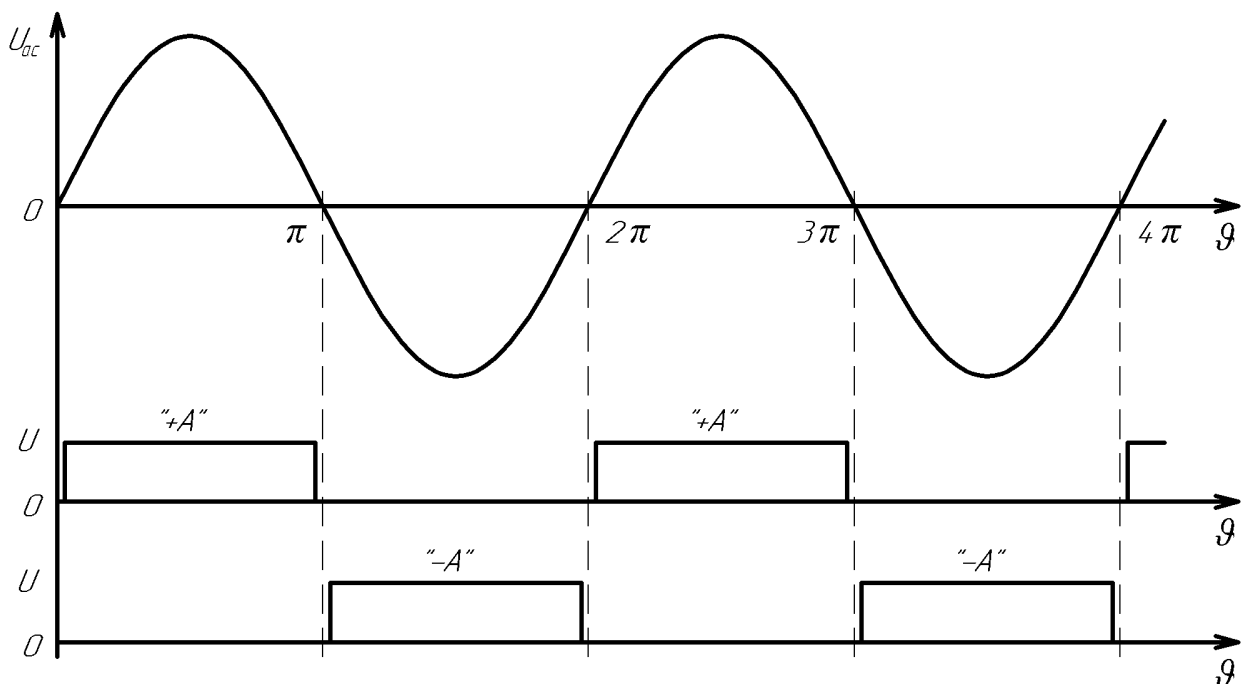


Рисунок 1.21 – Теоретичні часові діаграми роботи ПСМ



Генератор пилкоподібної напруги призначений для формування сигналів пилкоподібної форми відповідних фази та тривалості позитивної ( $+A$ ) або негативної ( $-A$ ) полярностям мережі змінного струму. Моменти запуску (скидання) ГПН визначаються моментами переходу напруги мережі через нуль.

Вузол порівняння призначений для порівняння сигналу завдання величини вихідної напруги випрямляча з вихідними сигналами ГПН та формування прямокутних імпульсів, фаза фронту яких відповідає величині кута регулювання  $\alpha$ .

Вузол розподілу призначений для формування імпульсів управління заданої тривалості та їх розподілу між тиристорами випрямляча відповідно до фази та полярності напруги мережі живлення.

Підсилення вихідного сигналу по струму та напрузі здійснюється за допомогою ПП.

Електрична принципова схема одного каналу багатоканальної системи управління випрямляча представлена на рисунку 1.22. Дана схема відповідає схемі системи керування однофазного двонапівперіодного випрямляча з виводом середньої точки або схемою системи керування вертикалі однофазного мостового випрямляча. Величина напруги живлення, що вказана на схемі (рис. 1.22), повинна відповідати використаній елементній базі та вказана умовно. Тиристори на схемі ( $VS1$  та  $VS2$ ) зображені умовно, для ілюстрації їх підключення до системи управління.

Часові діаграми роботи каналу багатоканальної системи управління зображені на рисунку 1.23.

Сигнали з виходу вузла синхронізації з мережею ( $+A$ ,  $-A$ ) надходять на входи ГПН та ВР.

Генератор пилкоподібної напруги включає в себе: логічний елемент «Виключаюче-АБО» ( $DD1.1$ ), логічний інвертор ( $DD2.1$ ), трикаскадний ключ ( $R1...R6$ ,  $VT1$ ,  $VT2$ ,  $VT4$ ), стабілізатор струму ( $R7...R9$ ,  $VD1$ ,  $VT3$ ), обмежувач струму колектору транзистора ( $R10$ ) та інтегруючий конденсатор ( $C1$ ).

Зарядження конденсатора  $C1$  здійснюється стабілізатором струму, а розрядження – трикаскадним ключем.

Вузол порівняння виконано на базі інтегральної мікросхеми (ІМС) компаратора напруги К554СА3 ( $DD3$ ), яка включена за схемою тригера Шмітта. Функціональний аналог LM311 Texas Instruments. На інверсний вхід  $DD3$  подається пилкоподібний сигнал, а на не інверсний вхід – сигнал завдання величини вихідної напруги. Для збільшення захисту від перешкод, ІМС компаратора ( $DD3$ ) охоплена позитивним зворотним зв'язком ( $R13$ ).

Вузол розподілу виконаний на двох ІМС ( $DD4$ ). Функціонально складається з вузла формувача імпульсів нормованої тривалості та логічного перемикача.

Формувач імпульсів нормованої тривалості виконаний на основі двох логічних елементів 2 АБО-НЕ та інтегруючого ланцюжка. Тривалість вихідного сигналу визначається номінальними значеннями опору резистора ( $R15$ ) та ємності конденсатора ( $C2$ ). Зазвичай тривалість імпульсів керування тиристорами становить від 20 до 100 мкс.

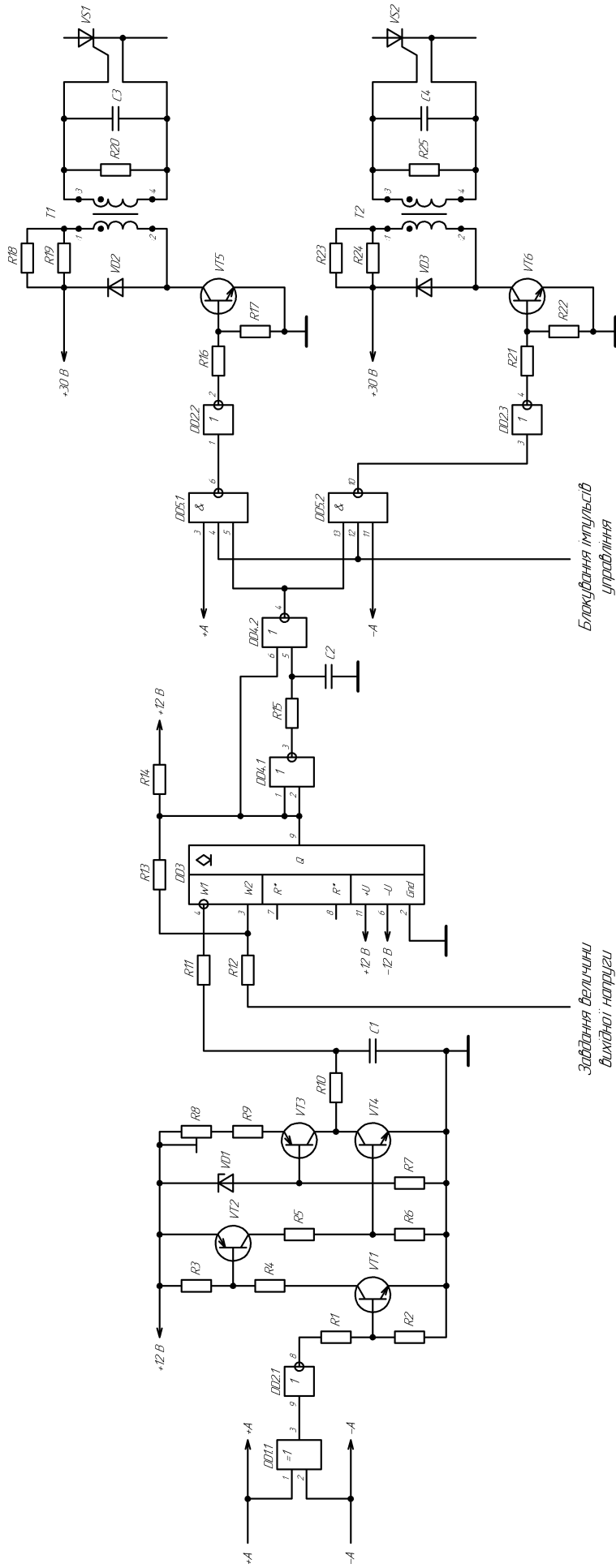


Рисунок 1.22 – Електрична принципова схема каналу багатоканальної системи управління

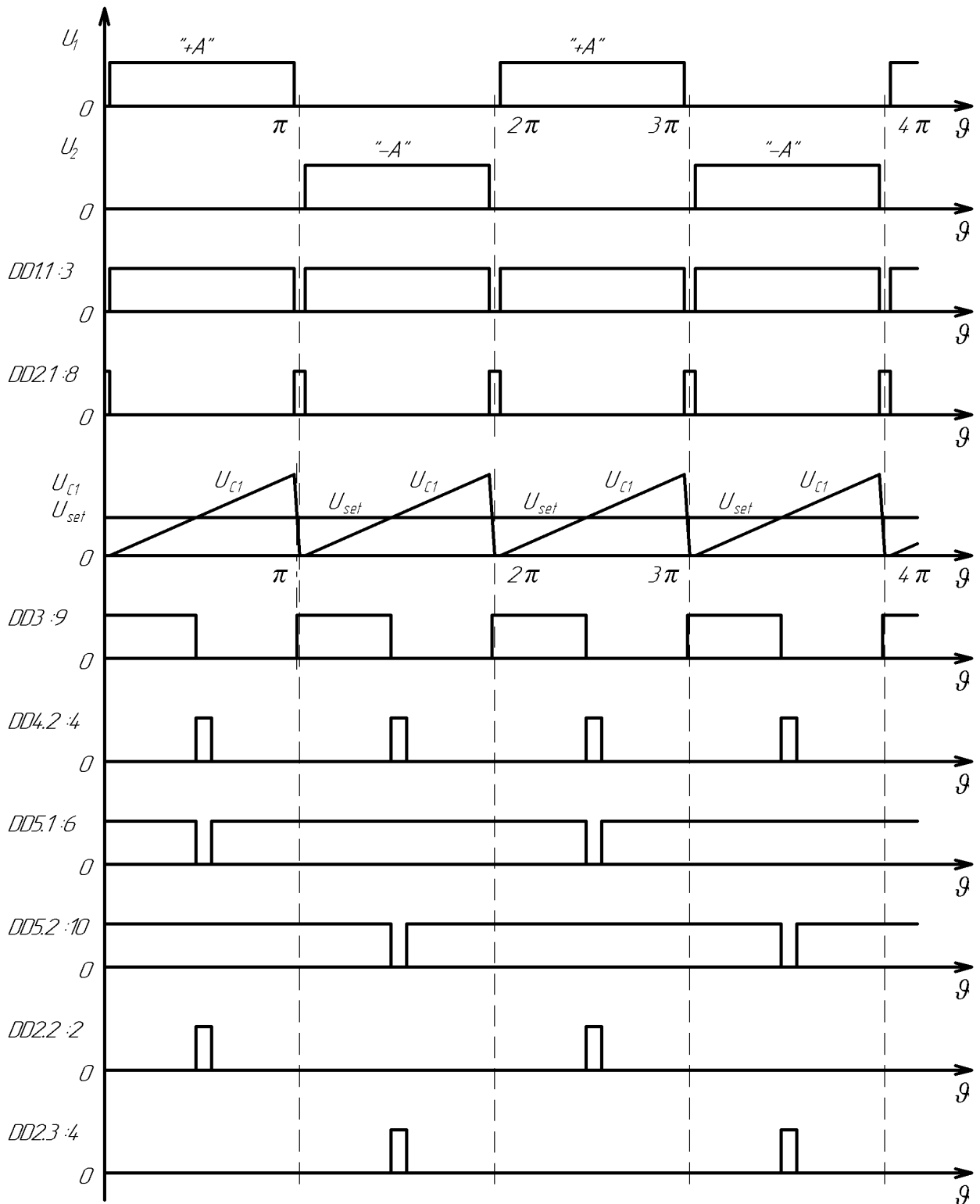


Рисунок 1.23 – Часові діаграми роботи каналу багатоканальної системи управління

Логічний перемикач виконаний на двох логічних елементах 3 І-НЕ (DD5). Відповідно до сигналів синхронізації «+А» та «-А», на виходах

відповідних логічних елементів (*DD5.1*, *DD5.2*) формуються імпульси керування відповідними тиристорами (*VT5*, *VT6*) нормованої тривалості. У схемі передбачено функцію блокування подачі імпульсів управління тиристорами. Сигнал блокування надходить на відповідні входи логічних елементів (*DD5.1*, *DD5.2*).

Підсилення вихідних імпульсів системи керування здійснюється за допомогою двоканального формувача імпульсів керування тиристорами. Перший канал включає в себе: логічний елемент НЕ (*DD2.2*), конденсатор (*C3*), п'ять резисторів (*R16...R20*), діод (*VD2*), транзистор (*VT5*) і трансформатор (*T1*). Другий канал включає: *DD2.3*, *C4*, *R21...R25*, *VD3*, *VT6* і *T2* відповідно.

Логічний елемент *DD2.2* (*DD2.3*) призначений для інвертування вихідних імпульсів *DD5.1* (*DD5.2*) та посилення їх за струмом.

Вихідні імпульси *DD2.2* та *DD2.3* надходять на входи відповідних транзисторних ключів. Кожен ключ складається з: двох резисторів *R16*, *R17* (*R21*, *R22*) і транзистора *VT5* (*VT6*).

Навантаження кожного транзисторного ключа є вузол гальванічної розв'язки. Вузол гальванічної розв'язки першого каналу складається з: зворотного діода (*VD2*), струмообмежувального резистора, утвореного паралельним з'єднанням двох резисторів (*R18*, *R19*), імпульсного трансформатора (*T1*) і ланцюжка, для погашання перешкод (*R20* і *C3*). Вузол гальванічної розв'язки другого каналу аналогічно складається з: *VD3*, *R23*, *R24*, *T2*, *R25* і *C4*.

Системи управління, побудовані за вертикальним методом, нині знаходять широке застосування.

### 1.3.3.3. Дискретний метод управління

Частота пульсації випрямленої напруги випрямлячів перевищує частоту напруги мережі живлення в  $qm$  разів. Необхідну послідовність керуючих імпульсів з даною частотою можна виробити в автономному імпульсному генераторі і потім розподілити імпульси відповідним вентилям. Це буде дискретна система управління (рис. 1.24) [2, 4].

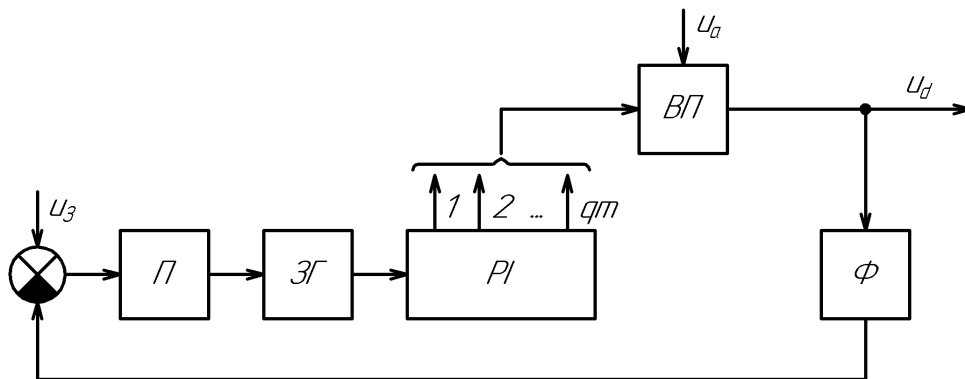


Рисунок 1.24 – Структурна схема дискретної системи управління

Задаючий генератор  $ЗГ$  виробляє імпульси, що розподіляються по фазах вентиляного перетворювача  $ВП$  за допомогою розподільника імпульсів  $РІ$ . За відсутності відхилення вихідної напруги  $ВП$  від напруги заданого на вході підсилювача, немає сигналу незгодженості, і  $ЗГ$  виробляє імпульси, частота яких в  $m_2$  разів вище частоти мережі живлення. Якщо сигнал зворотного зв'язку відмінний від напруги, що посиляє, то посилений різницевий сигнал впливає на фазу імпульсів  $ЗГ$  таким чином, що вихідна напруга  $ВП$  повертається до заданої величини. Фільтр  $\Phi$  в ланцюзі зворотного зв'язку служить для згладжування вихідної напруги  $ВП$  та виділення постійної складової. Роль синхронізатора фази керуючих імпульсів у дискретній системі управління виконує ланцюг зворотного зв'язку.

## 1.4. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Для ефективної роботи перетворювача веденого мережею (ПВМ) необхідно забезпечити його синхронізацію з живильною електричною енергосистемою змінного струму. Основними недоліками відомих ПСМ є низька точність визначення моментів переходу через «нуль» напруги силової мережі живлення (не більше  $\xi = 95\%$ ) і наявність досить дорогого сигнального трансформатора, що забезпечує гальванічну розв'язку силових ланцюгів напруги живлення і системи управління перетворювача.

Необхідно розробити пристрій синхронізації з мережею, що відповідає наступним критеріям:

1. Наявність гальванічної розв'язки між мережею живлення і системою управління перетворювача з напругою ізоляції не менше 1.5кВ.
2. Простота схемотехнічних рішень та висока надійність пристрою загалом.
3. Висока точність визначення переходу мережі живлення через нульове значення, не менше  $\xi = 98\%$ .
4. Високий рівень захисту від електромагнітних перешкод
5. Живлення функціональних вузлів повинно здійснюватися від джерел стабілізованої постійної напруги з номінальним значенням, що відповідає ряду стандартних напруг.
6. Доступність елементної бази.
7. Низька собівартість пристрою.

Пристрій повинен забезпечувати синхронізацію з мережею живлення з напругою від 150 В до 450 В з частотою від 10 Гц до 500 Гц.

У ході розробки пристрою розробити інженерну методику розрахунку елементів схеми і виконати моделювання електромагнітних процесів у схемі, за відсутності та наявності електромагнітних перешкод у мережі живлення.

## 2. ПРИСТРІЙ СИНХРОНІЗАЦІЇ З МЕРЕЖЕЮ

Для ефективної роботи перетворювача веденого мережею (ПВМ) необхідно забезпечити його синхронізацію з живильною електричною енергосистемою змінного струму. Пристрій та принцип роботи пристроїв синхронізації з мережею (ПСМ) розглянуті у спеціальній літературі [1, 2]. Основними недоліками відомих ПСМ є низька точність визначення моментів переходу через «нуль» напруги силової мережі живлення (не більше  $\xi = 95\%$ ) і наявність досить дорогого сигнального трансформатора, що забезпечує гальванічну розв'язку силових ланцюгів напруги живлення і системи управління перетворювача.

### 2.1. СТРУКТУРНА СХЕМА ПРИСТРОЮ

Вирішення проблеми підвищення точності може бути реалізовано шляхом використання, в якості ПСМ пристрою, що складається зі стабілізатора струму (СС), діодної оптопари або оптрона (ОП) та пристрою узгодження (ПУ) [8].

Оптопара (оптрон) призначена для забезпечення гальванічної зав'язки силових ланцюгів та системи керування перетворювача. Величина прямого струму світлодіода оптопари обмежується стабілізатором струму на рівні номінального струму, згідно з рекомендаціями підприємства-виробника. Пристрій узгодження призначений для перетворення вихідних імпульсів оптопари на послідовність прямокутних імпульсів, рівень яких відповідає рівням логічних сигналів, що використовуються в системі управління перетворювача. Структурна схема ПСМ наведено на рисунку 2.1.

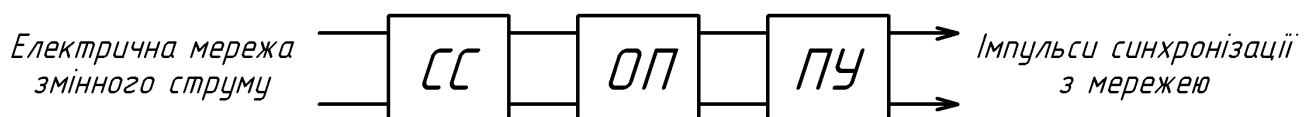


Рисунок 2.1 – Структурна схема пристрою синхронізації з мережею



Теоретична схема ПСМ наведено на рисунку 2.2. Як оптрон (ОП) застосована діод-транзисторна оптопара  $DA1$ . В якості оптрона може бути використано діод-діодна оптопара. Стабілізатор струму включає: біполярний транзистор  $VT1$ , резистор  $R1$  і джерело опорної напруги  $U2$ . Як джерело опорної напруги може бути використане зовнішнє низьковольтне джерело стабілізованої напруги або опорна напруга може бути отримано безпосередньо з напруги мережі змінного струму з використанням відомих схемотехнічних рішень [1...4]. Величина струму оптопари задається опором резистора  $R1$ .

Для захисту транзистора  $VT1$  і світловипромінюючого діода оптопари  $DA1$  від зворотної напруги, послідовно з ними включений діод  $VD1$ , що відсікає. Транзистор оптопари  $DA1$  включений за схемою емітерного повторювача. Вихідний сигнал ПСМ являє собою послідовність позитивних прямокутних імпульсів, що збігаються по фазі з позитивними напівхвилями напруги мережі живлення. В якості мережі живлення змінного струму на схемі зображено джерело  $U1$ . Живлення вихідних ланцюгів ПСМ здійснюється від джерела стабілізованої напруги  $U3$ . Пристрій узгодження, на рисунку 2.2, не показаний. Він може бути реалізований за допомогою відомих схемотехнічних рішень [1...4].

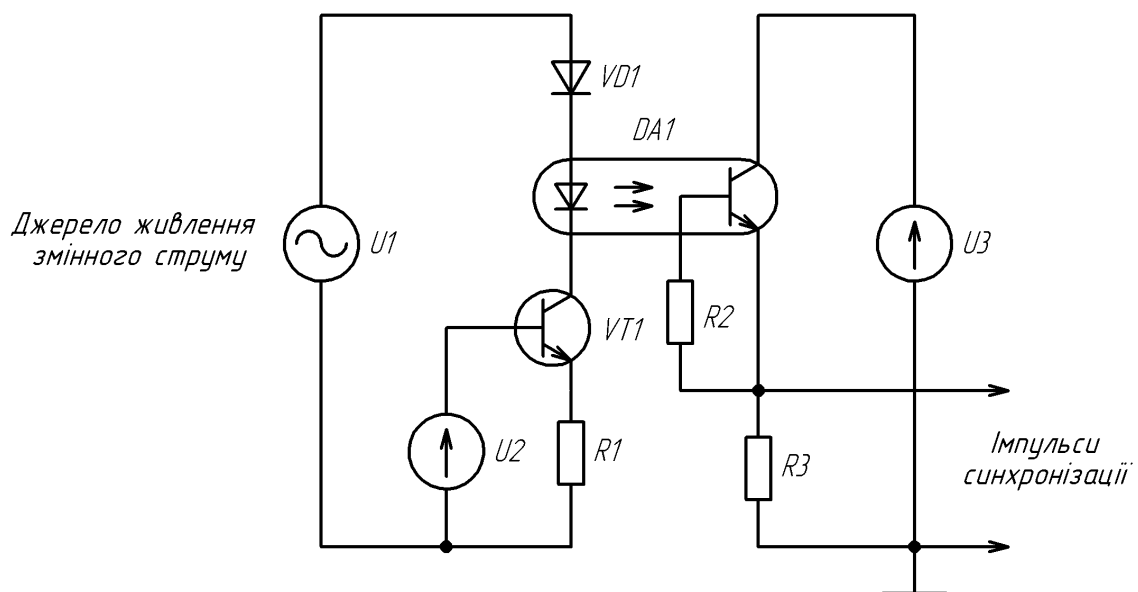


Рисунок 2.2 – Теоретична схема пристрою синхронізації з мережею

## 2.2. ЕЛЕКТРИЧНА ПРИНЦИПОВА СХЕМА ПРИСТРОЮ

Пристрій синхронізації з мережею, як зазначалося раніше, включає в себе: стабілізатор струму, оптопару та пристрій узгодження. Електрична принципова схема ПСМ наведена на рисунку 2.3.

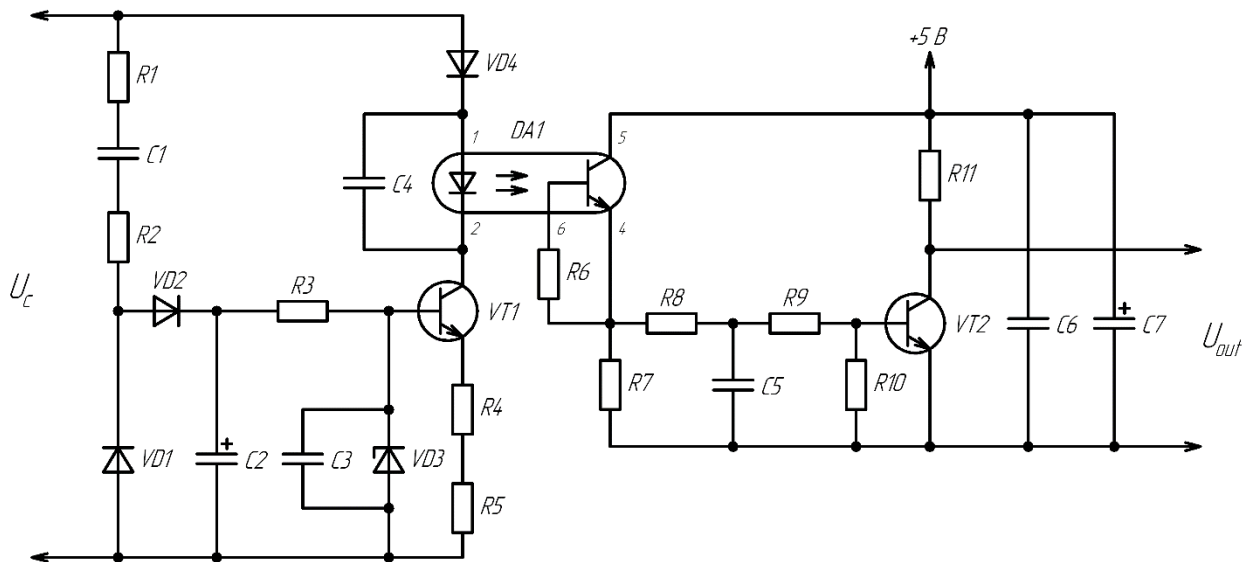


Рисунок 2.3 – Електрична принципова схема ПСМ

Стабілізатор струму включає в себе:

- емітерний повторювач, що складається з біполярного транзистора  $VT1$  та двох резисторів, включених послідовно ( $R4, R5$ );
- джерело опорної напруги ( $C1...C3, R1...R3, VD1...VD3$ );
- діод, що відсікає ( $VD4$ ).

Джерело опорної напруги виконано за схемою мережевого конденсаторного джерела постійної напруги з параметричним стабілізатором на виході.

Конденсаторне джерело постійної напруги включає в себе: баластний конденсатор ( $C1$ ), два струмообмежуючих резистора ( $R1, R2$ ), однофазний однополуперіодний випрямляч ( $VD1, VD2$ ), ємнісний фільтр ( $C2$ ) і параметричний стабілізатор напруги ( $C3, R3, VD3$ ).

Резистори ( $R1$ ,  $R2$ ) призначені для обмеження амплітуди імпульсних струмів конденсатора ( $C1$ ), за наявності імпульсних перешкод в електричній енергосистемі та в момент підключення до неї.

Однофазний однополуперіодний випрямляч складається з: основного діода ( $VD2$ ) і допоміжного діода ( $VD1$ ), що забезпечує перезаряд конденсатора ( $C1$ ), при негативній напівхвилі вхідної напруги.

На виході однофазного однонапівперіодного випрямляча включений конденсатор, що згладжує ( $C2$ ). В якості конденсатора  $C2$  застосований електролітичний конденсатор з низьким імпедансом.

Коефіцієнт пульсацій вихідної напруги випрямляча не повинен перевищувати  $k_p = 0,05$ .

Стабілізація величини вихідної напруги джерела опорної напруги здійснюється параметричним стабілізатором ( $C3$ ,  $R3$ ,  $VD3$ ). Величина вихідної напруги визначається параметрами стабілітрона ( $VD3$ ). Конденсатор ( $C3$ ) та баластний резистор ( $R3$ ) утворюють Г-подібний фільтр, що забезпечує пригнічення високочастотних перешкод. Діод, що відсікає, забезпечує захист світловипромінюючого діода оптопари ( $DA1$ ) і стабілізатора струму від негативної напівхвилі вхідної напруги.

Гальванічна розв'язка вхідних та вихідних ланцюгів забезпечується оптопарою ( $DA1$ ).

Світловипромінюючий діод оптопари шунтований керамічним конденсатором, що представляє собою фільтр високих частот.

Вихідний транзистор оптопари включений за схемою емітерного повторювача ( $DA1$ ,  $R6$ ,  $R7$ ). Коефіцієнт посилення оптопари (рівень насичення транзистора) визначається опором резистора ( $R6$ ).

Пристрій узгодження складається з: Т-подібного фільтра ( $C5$ ,  $R8$ ,  $R9$ ), транзисторного ключа ( $R10$ ,  $R11$ ,  $VT2$ ) та ємнісного фільтра напруги живлення ( $C6$ ,  $C7$ ).

Т-подібний фільтр призначений для придушення вихідних перешкод оптопари, обумовлених вхідними перешкодами ПСМ.

Транзисторний ключ є логічним інвертор (НЕ). Транзистор ( $VT2$ ) включений за схемою із загальним емітером. Рівень насичення транзисторного ключа (швидкодії) залежить від величини опору резистора ( $R10$ ).

Величина напруги живлення пристрою узгодження визначається напругою живлення елементної бази системи управління перетворювача. Конденсатори ( $C6$ ,  $C7$ ) здійснюють згладжування пульсацій напруги живлення пристрою узгодження.

Згідно з розрахунками та результатами експериментів точність визначення моментів переходу мережі живлення через "нуль", для даного схемотехнічного рішення, становить  $\xi = 98,85 \%$ .

Проведені випробування ПСМ, реалізованого за наведеною вище схемою, у виробничих умовах, підтвердили високу точність і надійність виробу.

### 2.3. ДВОКАНАЛЬНИЙ ПРИСТРІЙ СИНХРОНІЗАЦІЇ З МЕРЕЖЕЮ

Для стабільної роботи системи управління двотактного  $m$ -фазного перетворювача необхідно мати два сигнали синхронізації з мережею для кожної фази мережі живлення - сигнали, відповідні позитивної і негативної напівхвилі. Наявність сигналів спрощує розподіл імпульсів керування між ключами анодної та катодної груп. Електрична принципова схема двоканального ПСМ наведено на малюнку 2.4.

Обидва канали виконані за одним схемотехнічним рішенням на однаковій елементній базі. Завдяки наявності гальванічної розв'язки ( $DA1$ ,  $DA2$ ) пристрої узгодження обох каналів живляться від одного стабілізованого джерела напруги.

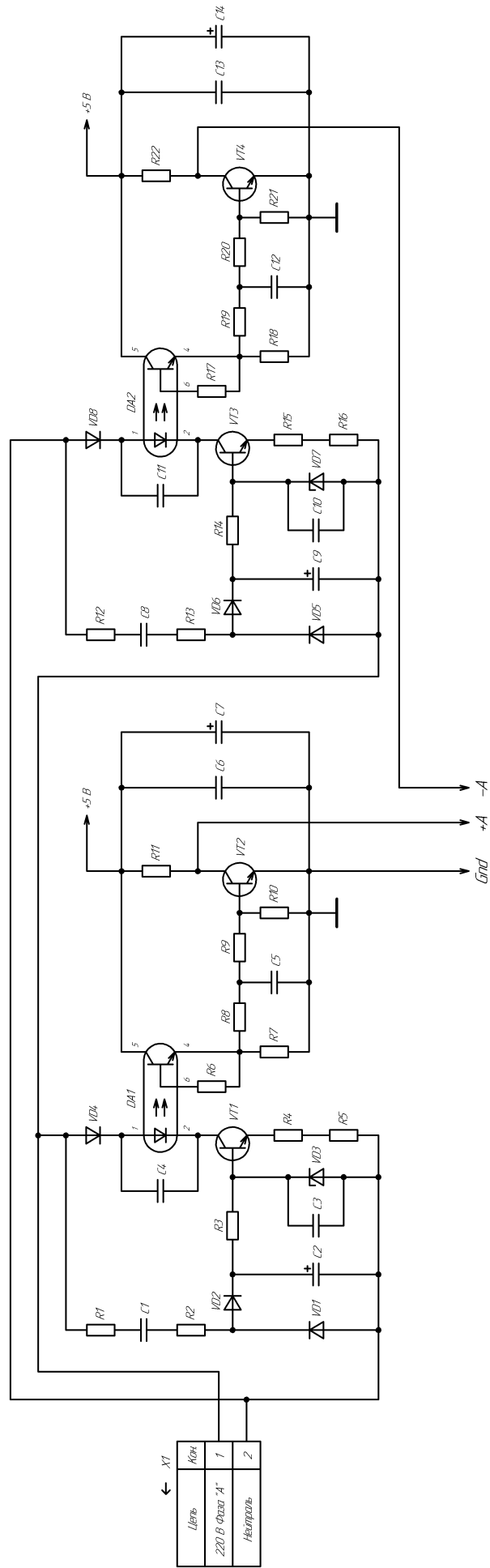


Рисунок 2.4 – Электрична принципова схема двоканального ПСМ

Використання, в якості джерела опорної напруги кожного каналу, конденсаторного джерела живлення з однофазним однополуперіодним випрямлячем допускає уніполярне підключення ПСМ до мережі живлення.

Теоретичні часові діаграми, що пояснюють принцип роботи двоканального ПСМ, наведено на рисунку 2.5.

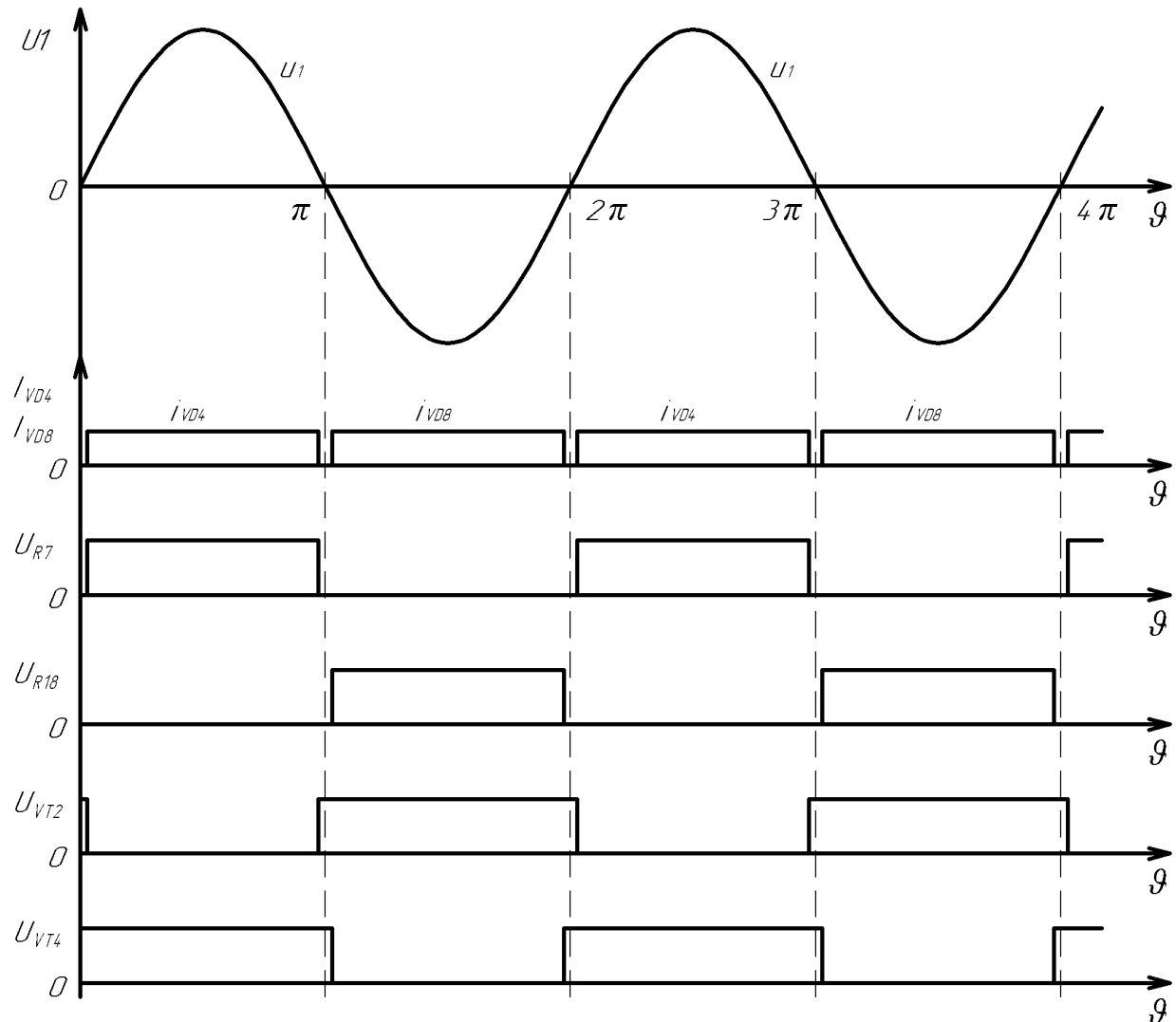


Рисунок 2.5 – Теоретичні часові діаграми роботи двоканального ПСМ

Часова діаграма  $U_1$ , що наведена на рисунку 2.5, відповідає напрузі мережі живлення. Не відповідність тривалості імпульсів синхронізації тривалості напівперіодів мережі живлення обумовлена наявністю прямих падінь напруги на діоді, що відсікає, оптопарі та елементах стабілізатора струму (переходи колектор-емітер транзистора і резисторах в ланцюзі емітера).

### 3. ДОСЛІДЖЕННЯ ПРИСТРОЮ СИНХРОНІЗАЦІЇ З МЕРЕЖЕЮ

Пристрій синхронізації з мережею призначений для формування імпульсів прямокутної форми, нормованої амплітуди, відповідних за тривалістю і фазою напівперіоду мережі живлення.

Під час проектування ПСМ необхідно визначити параметри елементів схеми.

#### 3.1. ІНЖЕНЕРНА МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ КОМПОНЕНТІВ ПРИСТРОЮ

Як пристрій синхронізації випрямляча з живлячою мережею використаний електронний пристрій, що складається з генератора стабільного струму ( $E$ ,  $VT1$ ,  $R1$ ), діода відсічення  $VD1$  і оптопари  $DA1$ . Спрощена електрична схема вузла приведена на рисунку 3.1.

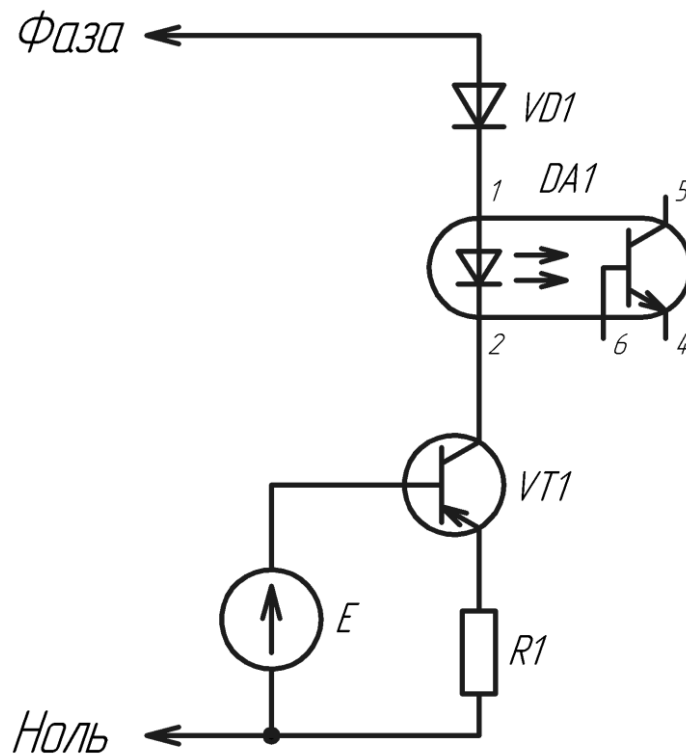


Рисунок 3.1 – Спрощена електрична схема вузла синхронізації з мережею

Як діод відсічення VD1 обираємо кременевий випрямний діод 1N4007 VISHAY, параметри якого наведені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Параметри діода 1N4007

Найменування параметра, позначення, одиниця виміру	Значення параметру
Максимальна зворотна напруга, $U_r$ , В	1000
Максимальний прямий випрямлений струм, $I_f$ , А	1,0
Максимальний прямий імпульсний струм, $I_{\text{імп}}$ , А	3,0
Максимальне пряме падіння напруги, $U_f$ , В	1,2
Тип корпусу	DO-41

Як транзистор VT1 обираємо транзистор n-p-n типу BU2508AF PHILIPS, параметри якого наведені в таблиці 3.2.

Таблиця 3.2 – Параметри транзистора BU2508AF

Найменування параметра, позначення, одиниця виміру	Значення параметру
Максимальна напруга колектор-емітер, $U_{\text{ке}}$ , В	800
Максимальний струм колектора при температурі 25°C, $I_k$ , А	8,0
Максимально допустимий імпульсний струм колектора, $I_{\text{імп}}$ , А	12,0
Напруга база-емітер, $U_{\text{б-е}}$ , В	0,7
Падіння напруги у відкритому стані, $U_{\text{ке нас}}$ , В	0,7
Статичний коефіцієнт передачі струму, $h_{21e}$	6,0
Гранична частота, $f$ , МГц	7,0
Максимальна розсіювана потужність, $P_k$ , Вт	45
Діапазон робочих температур, $T_{\text{роб}}$ , °C	-40...+125
Тип корпусу	TO-3



Як оптопару DA1 обираємо діод-транзисторну оптопару АОТ127А, параметри якого наведені в таблиці 3.3.

Таблиця 3.3 – Параметри оптопары АОТ127А

Найменування параметра, позначення, одиниця виміру	Значення параметру
Номінальний струм управління, $I_{DA}$ , мА	3...7
Максимальний струм управління, $I_y$ , мА	15
Коефіцієнт передачі по струму при струмі управління 5 мА, %	300
Максимальне пряме падіння напруги на ІК- діоді, $U_{DA}$ , В	1,6
Максимальне пряме падіння напруги на транзисторі, $U_f$ , В	1,4
Номінальна напруга колектор-емітер, $U_{к-е}$ , В	30
Тип корпусу	DIP-8

Мінімальна стабілізована напруга в базі транзистора VT1, яку можна отримати використовуючи сучасну елементну базу складає  $E=3,3$  В.

Падіння напруга на резисторі R1:

$$U_R = E - U_{б-е} = 3,3 - 0,7 = 2,6 \text{ В} \quad (3.1)$$

Приймаємо робочий струм оптопары  $I_{DA}=5$ мА.

Струм бази VT1

$$I_b = I_k / h_{21e} = I_{DA} / h_{21e} = 5 \cdot 10^{-3} / 6 = 0,83 \text{ мА} \quad (3.2)$$

Згідно з (2.2) струм навантаження джерела опорної напруги E має бути більше або дорівнювати.

$$I_E \geq I_b = 0,83 \text{ мА} \quad (3.3)$$

Струм, що протікає через резистор R1:

$$I_R = I_b + I_{DA} = 0,83 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-3} = 5,83 \text{ мА} \quad (3.4)$$

Опір резистора R1:

$$R1 = U_R / I_R = 2,6 / 5,83 \cdot 10^{-3} = 446 \text{ Ом} \quad (3.5)$$

У зв'язку з тим, що у ряді E24 відсутній резистор з номінальним опором 446 Ом, доцільно в якості резистора R1 використовувати 2 послідовно з'єднаних резистора з опором 430 Ом і 16 Ом.

Сумарна потужність, що виділяється в резисторах  $P_R$  протягом позитивної напівхвилі мережевого напруження:

$$P_R = U_R^2 / R = 2,6^2 / 446 = 0,015 \text{ Вт} \quad (3.6)$$

Як резисторів вибираємо резистори виробництва EPCOS 1206 430 Ом  $\pm$  1% та 1206 16 Ом  $\pm$  1%.

Мінімальне пряме падіння напруги в контурі синхронізації (VD1, DA1, VT1, R1) дорівнює сумі прямих падінь напруги на елементах схеми. Пряме падіння на діоді відсічення VD1 визначаємо по ВАХ, приведеної в технічній документації виробника  $U_{VD}=0,7\text{В}$ .

$$U_{\min} = U_R + U_{ке} + U_{DA} + U_{VD} = 2,6 + 0,7 + 1,6 + 0,7 = 5,6 \text{ В} \quad (3.7)$$

Потужність, що виділяється в транзисторі генератора стабільного струму, протягом позитивної півхвилі живлячої мережі, при  $U_1=220 \text{ В}$ :

$$\begin{aligned} P_{VT} &= I_{DA}(1,1 \cdot U_1 - U_{VD} - U_R - U_{DA}) = \\ &= 5 \cdot 10^{-3} (1,1 \cdot 220 - 0,7 - 2,6 - 1,6) = 1,19 \text{ Вт} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Значення погрішності виміру моменту переходу фазної напруги через нуль визначимо для мінімального значення живлячої мережі:

$$U_{1\min} = U_1(1 - 0,15) = 220 \cdot 0,85 = 187 \text{ В} \quad (3.9)$$

$$\Delta = \arcsin \frac{U_{\min}}{\sqrt{2} \cdot U_{1\min}} = \arcsin \frac{5,6}{\sqrt{2} \cdot 187} = 0,99 \text{ ел.град.} \quad (3.10)$$

Таким чином, значення мінімального і максимального кутів регулювання складають  $\alpha_{\min}=1 \text{ ел.град.}$ ,  $\alpha_{\max}=179 \text{ ел.град.}$

### 3.2. МОДЕЛЮВАННЯ ДИНАМІЧНИХ ПРОЦЕСІВ В СХЕМІ ПРИСТРОЮ

Пристрій синхронізації із мережею (ПСМ) виконує вироблення сигналів синхронізації роботи системи керування перетворювача. Воно здійснює часову прив'язку роботи перетворювача до знакозмінних (частіше синусоїдальних) напруги і струму мережі живлення [9].

При побудові ПСМ слід враховувати можливі спотворення вхідного сигналу (наприклад, вхідний мережі перетворювача), які у багатьох випадках супроводжують роботу пристроїв із тиристорами. Оптимальною для часової «прив'язки» точкою, для якої характерне постійне часове положення на синусоїдальній кривій, незалежно (в певних межах) від ступеня її спотворення, є точка переходу кривої через нульове значення. Схеми, що виробляють імпульси в момент переходу напруги (струму) через нуль, зазвичай називають нуль-органами. Гальванічна розв'язка системи управління від мережі живлення здійснюють за допомогою «сигнальних» трансформаторів. Точність визначення моментів переходу синусоїдальної кривої через нульове значення існуючих ПСМ не висока (не більше  $\xi = 95\%$ ).

Точність визначення моментів переходу напруги мережі живлення через нульове значення можна збільшити за допомогою спрощеної схеми ПСМ наведеної на рисунку 3.2.

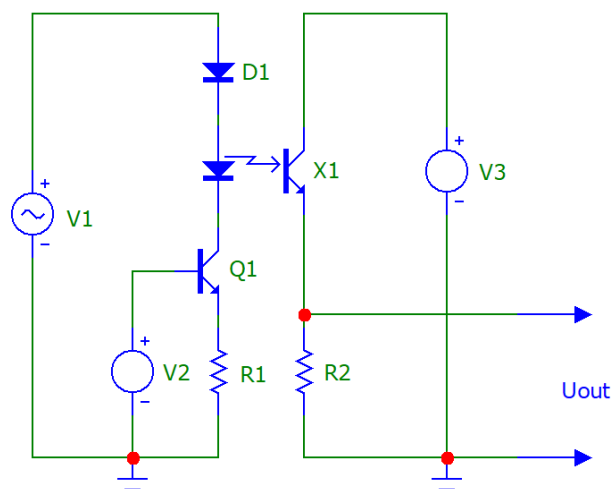


Рисунок 3.2 – Реалізація математичної моделі спрощеної електричної схеми ПСМ

Пристрій складається з: діода ( $D1$ ), діод-транзисторної оптопари ( $X1$ ), стабілізатора струму ( $Q1, R1, V2$ ), резистора ( $R2$ ) та стабілізованого джерела напруги ( $V3$ ). На схемі, додатково, зображено, джерело змінної напруги  $V1$ , що імітує напругу мережі живлення. Діод  $D1$ , світловипромінюючий діод оптопари  $X1$  та стабілізатор струму включені послідовно з джерелом змінної напруги  $V1$ . Стабілізатор струму призначений для стабілізації прямого струму світлодіоду оптопари протягом позитивного напівперіоду напруги мережі живлення. Джерело напруги  $V2$  виконує функцію опорного джерела стабілізатора струму. Діод  $D1$  призначений для захисту стабілізатора струму та оптопари від негативної напруги мережі живлення. Вихідний сигнал ПСМ формується за допомогою фототранзистора оптопари та резистора  $R2$ . Живлення вихідного ланцюга ПСМ здійснюється від джерела напруги  $V3$ .

Результати моделювання електромагнітних процесів у спрощеній схемі ПСМ наведено на рисунку 3.3. Моделювання виконувалось за допомогою програмного забезпечення Micro-Cap 12.

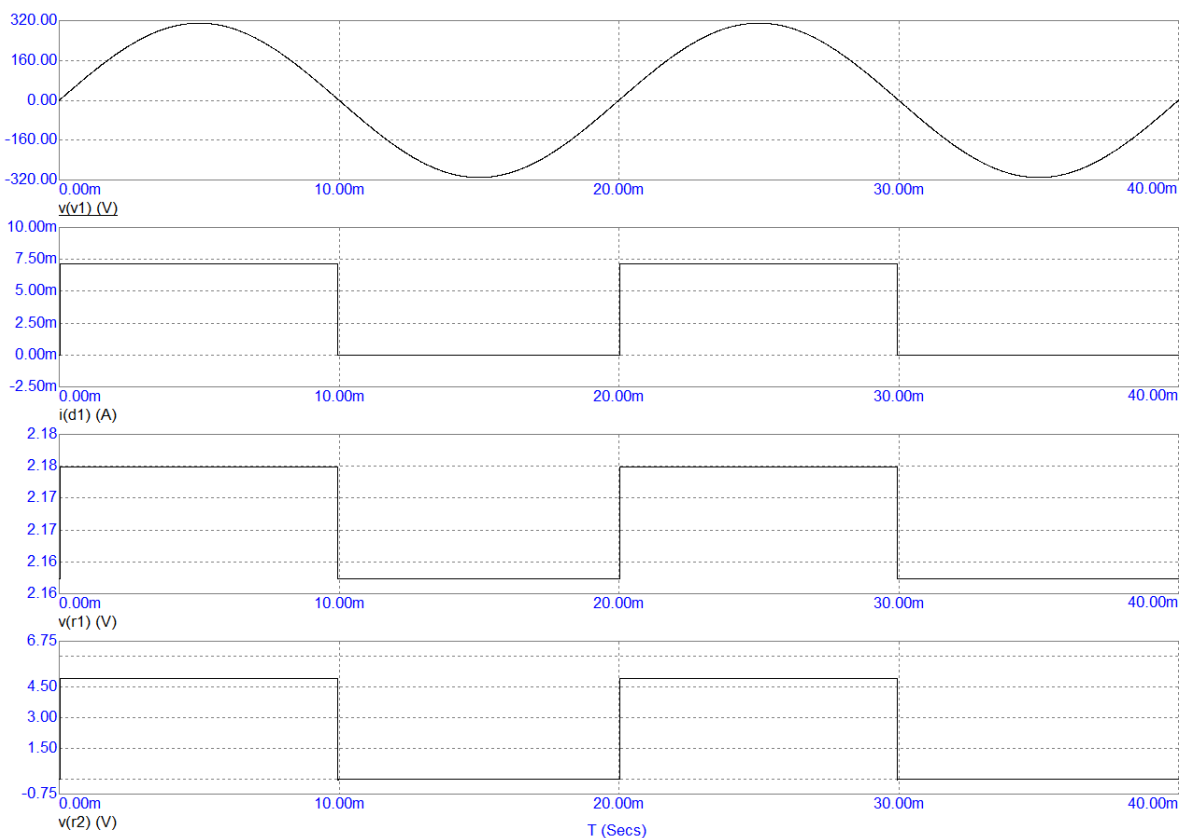


Рисунок 3.3 – Результати моделювання електромагнітних процесів у спрощеній схемі ПСМ

Описаний пристрій, згідно з результатами моделювання, забезпечує точність визначення моментів переходу синусоїдальної кривої через нульове значення  $\xi = 98,85\%$ .

Електрична принципова схема моделі ПСМ наведена на рисунку 3.4. На даній схемі, на відміну від спрощеної, наведені схемотехнічні рішення джерела опорної напруги  $V2$ , пристрою узгодження та ємнісного фільтра стабілізованого джерела живлення  $V3$ .

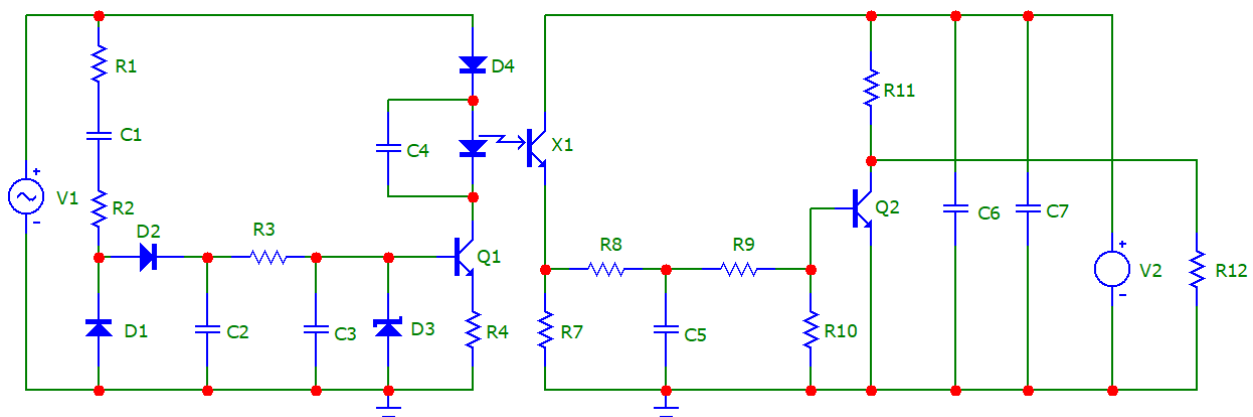


Рисунок 3.4 – Реалізація математичної моделі електричної принципової схеми ПСМ

Джерело опорної напруги складається з: баластного конденсатора ( $C1$ ), двох струмообмежувальних резисторів ( $R1$ ,  $R2$ ), однофазного випрямляча ( $D1$ ,  $D2$ ) з ємнісним фільтром на виході ( $C2$ ) та параметричного стабілізатора ( $C3$ ,  $R3$ ,  $D3$ ).

Результати моделювання електромагнітних процесів в джерелі опорної напруги схеми ПСМ наведено на рисунку 3.5.

Стабілізатор струму включає в себе: транзистор ( $Q1$ ) і резистор ( $R4$ ).

Функцію захисного діода виконує діод ( $D4$ ).

Пристрій узгодження складається з: Т-подібного фільтра ( $C5$ ,  $R8$ ,  $R9$ ) та транзисторного ключа ( $R10$ ,  $R11$ ,  $Q2$ ). Ємнісний фільтр, призначений для пригнічення пульсацій стабілізованого джерела живлення ( $V3$ ) виконано паралельним з'єднанням конденсаторів ( $C6$ ,  $C7$ ).

Принцип роботи вузлів ПСМ та призначення компонентів, що входять до їх складу, розглянуті у п.2.2 (нумерація компонентів на рисунках 2.3 та 3.4 може не збігатися).

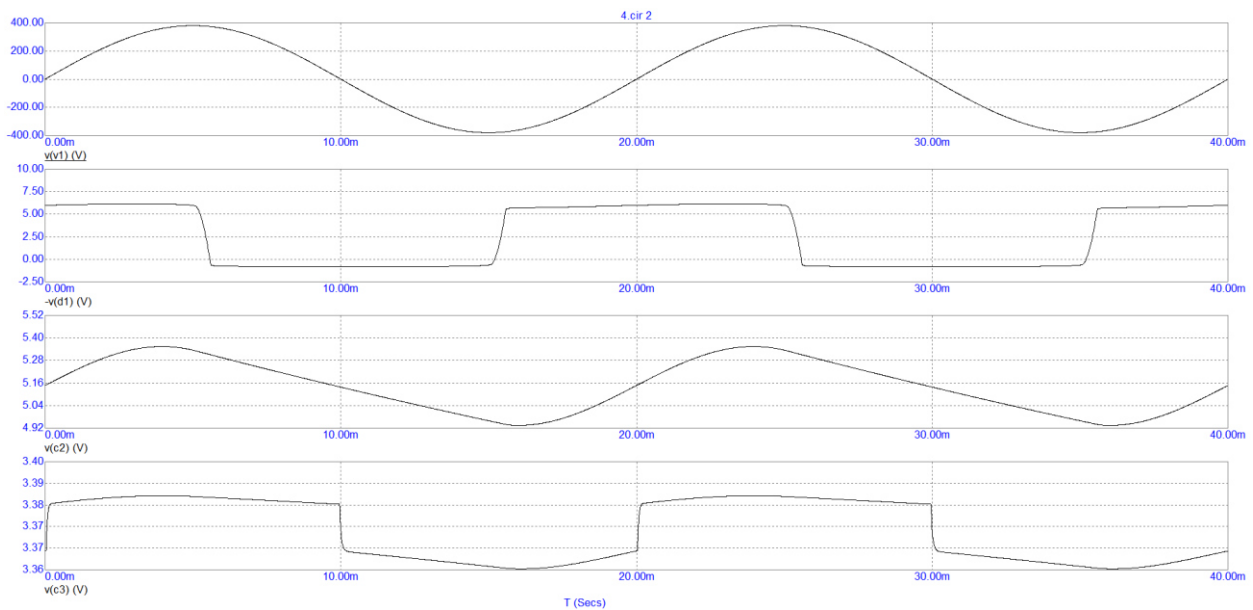


Рисунок 3.5 – Результати моделювання електромагнітних процесів в джерелі опорної напруги схеми ПСМ

Результати моделювання електромагнітних процесів в електричній принциповій схемі ПСМ наведено на рисунку 3.6.

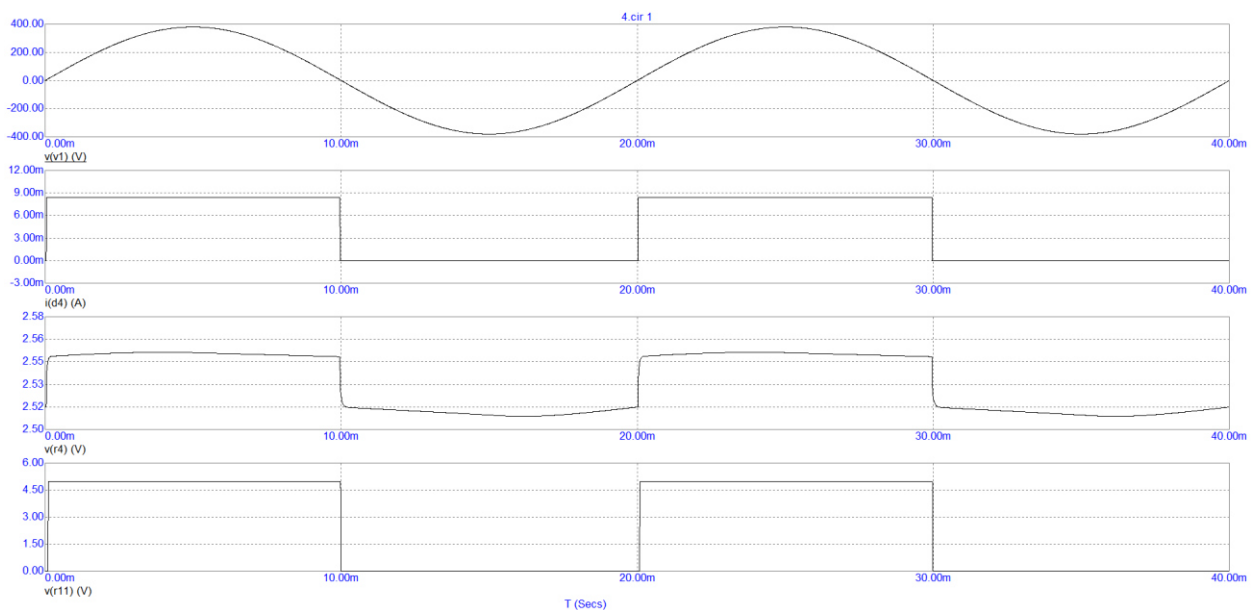


Рисунок 3.6 – Результати моделювання електромагнітних процесів в електричній принциповій схемі ПСМ

Світловипромінюючий діод оптопари ( $X1$ ) шунтований конденсатором ( $C4$ ), що представляє собою високочастотний фільтр.

Моделювання виконувалось за допомогою програмного забезпечення Micro-Cap 12.

### 3.3. МОДЕЛЮВАННЯ ДИНАМІЧНИХ ПРОЦЕСІВ В СХЕМІ ПРИСТРОЮ ПРИ НАЯВНОСТІ МЕРЕЖЕВИХ ПЕРЕШКОД

В умовах промислової експлуатації пристроїв перетворювальної техніки виникають збої в системах управління обладнання, зумовлені наявністю високочастотних і високовольтних перешкод живильної енергосистеми. Зокрема, в енергосистемах металургійних комбінатах «Дніпрспецсталь», «Запоріжсталь» та інших енергоємних підприємств, присутні перешкоди з амплітудним значенням напруги до  $1\text{кВ}$  та тривалістю від одиниць до кількох десятків мікросекунд.

Реалізація математичної моделі електричної принципової схеми ПСМ із живленням від джерела змінної напруги з імпульсними перешкодами великої амплітуди, що імітує напругу промислової мережі, наведено на рисунку 3.7.

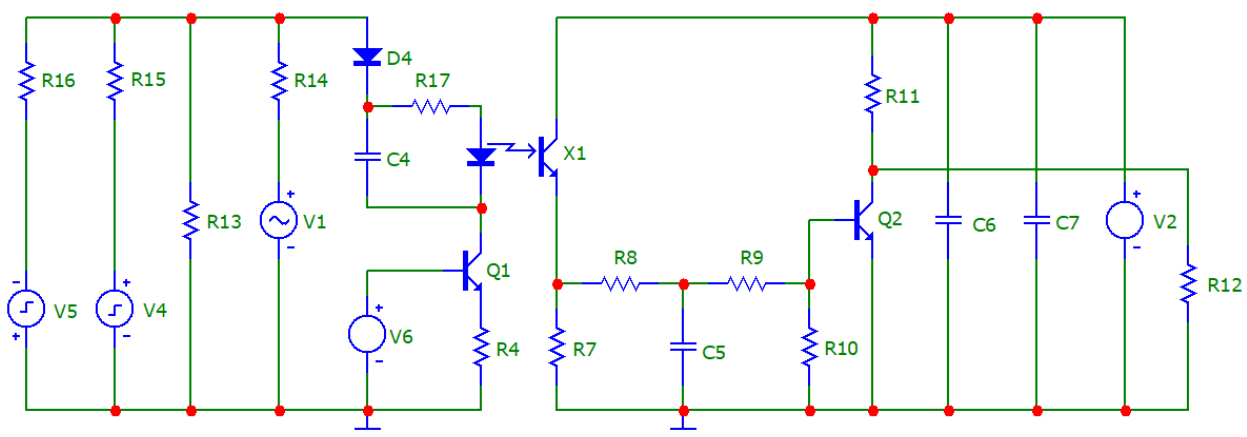


Рисунок 3.7 – Реалізація математичної моделі електричної принципової схеми ПСМ з живленням від промислової електричної мережі

Джерело змінної напруги з імпульсними перешкодами реалізовано у вигляді трьох джерел: одного джерела синусоїдальної напруги ( $V1$ ) та двох джерел імпульсних перешкод (позитивної ( $V4$ ) та негативної ( $V5$ ) полярностей). Узгодження параметрів, перерахованих вище джерел, здійснюється резисторами ( $R14\dots R16$ ), що імітують внутрішній опір джерел і навантажувальним резистором ( $R13$ ).

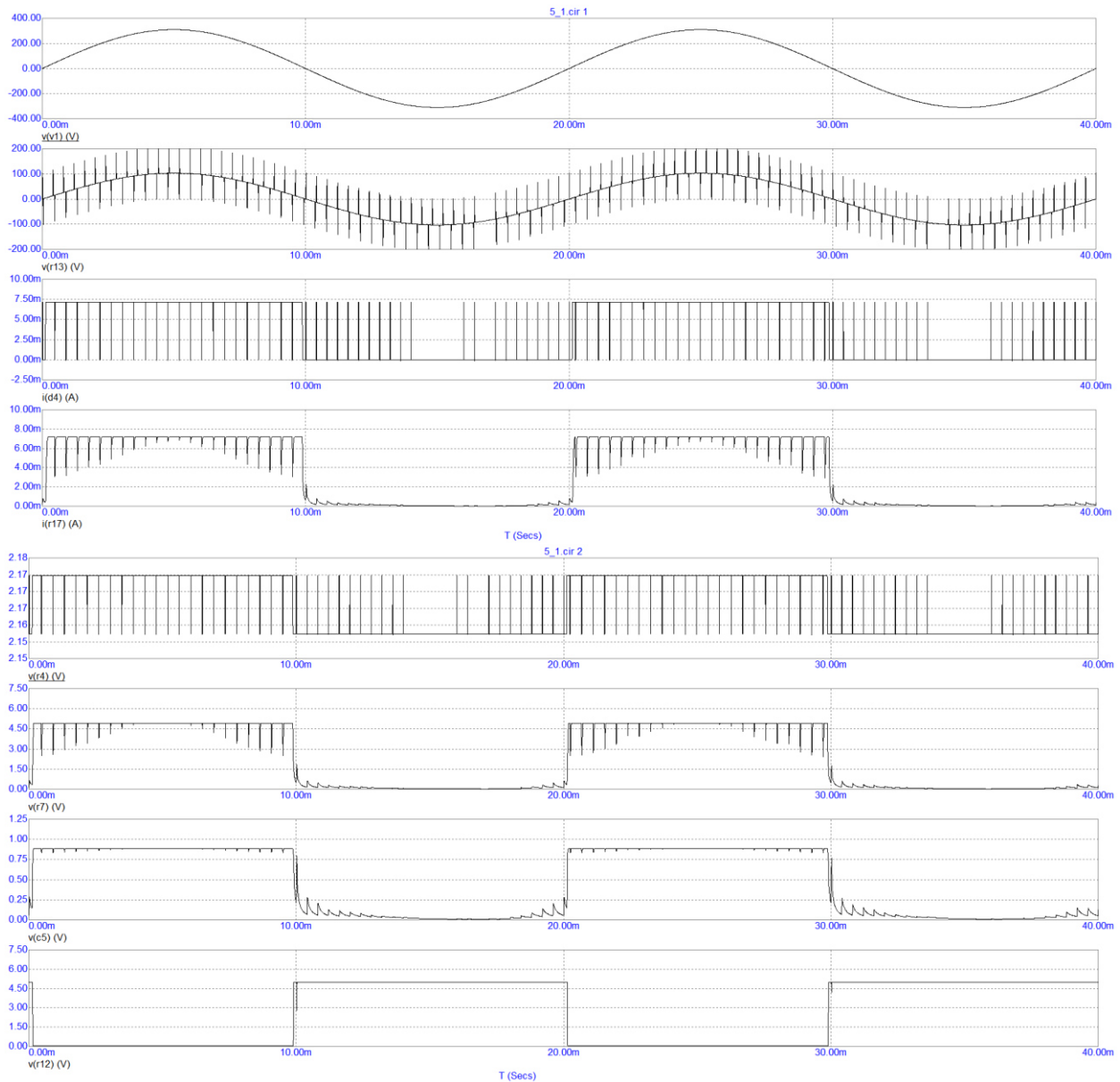


Рисунок 3.8 – Результати моделювання електромагнітних процесів в електричній принциповій схемі ПСМ з живленням від промислової електричної мережі



Для контролю струму світловипромінюючого діода оптопари ( $X1$ ) в ланцюзі його анода встановлено датчик струму ( $R17$ ).

Пригнічення мережевих електромагнітних перешкод здійснюється за допомогою високочастотного фільтра ( $C4$ ) і Т-подібного фільтра ( $R8, R9, C5$ ) узгоджувального пристрою.

### 3.4. ВИБІР ПАРАМЕТРІВ ФІЛЬТРІВ ПРИГНІЧЕННЯ ПЕРЕШКОД

Запропонована схема пристрою синхронізації з мережею задовольняє вимогам до пристроїв, блоків і вузлів обладнання для силової електроніки:

- висока надійність;
- простота виготовлення та ремонту;
- висока схибленість.

Параметри компонентів схеми можуть бути визначені за наведеною в п.3.1 методикою розрахунку.

Адекватність методики розрахунку підтверджена результатами моделювання електромагнітних процесів у схемі (п. 3.2, п. 3.3).

У розробленій методиці відсутній критерій вибору конденсаторів фільтрів ( $C4, C5$ ). При моделюванні ємності конденсаторів були обрані інтуїтивно. Результати моделювання показали, що найбільш ефективно мережеві перешкоди пригнічуються за наявності двох фільтрів - фільтра високочастотних перешкод ( $C4$ ) та Т-подібного фільтра ( $C5, R8, R9$ ).

В якості конденсаторів високочастотних фільтрів доцільно використовувати багатопарові керамічні конденсатори, що характеризуються низькими значеннями паразитної індуктивності.

Для визначення ємностей конденсаторів необхідна інженерна методика. Першим критерієм вибору конденсаторів є їхня мінімальна ємність, що обумовлено необхідністю зниження затримки передачі сигналу, підвищенням швидкодії та зменшенням собівартості виробу в цілому. Другим критерієм є максимальна відповідність тривалості та фази прямокутного вихідного

сигналу напівхвилі вхідної напруги за відсутності перешкод у послідовності вихідних імпульсів.

У запропонованій схемі придушення перешкод здійснюється двома фільтрами (двома конденсаторами). Рівень придушення перешкод визначається співвідношенням та величинами їх ємностей. Для визначення оптимального значення та співвідношення ємностей фільтрів було проведено імітаційне схемотехнічне моделювання.

Результати моделювання залежності ємності конденсатора  $C5$  від ємності конденсатора  $C4$  при фіксованій величині опору резистора  $R7$  наведені в таблиці 3.4. На підставі результатів моделювання побудовано експериментальні та графічні залежності, які наведені на рисунку 3.9.

Таблиця 3.4 – Експериментальна залежність ємності конденсаторів  $C5$  від ємності конденсаторів  $C4$ , при фіксованих значеннях опору резистора  $R7$

C4	C5, R7=500	C5, R7=600	C5, R7=400
2			
1,9		0	
1,8		0,01	
1,7	0	0,02	0
1,6	0,01	0,02	0,01
1,5	0,01	0,02	0,04
1,4	0,01	0,02	0,05
1,3	0,01	0,02	0,07
1,2	0,01	0,03	0,08
1,1	0,04	0,03	0,1
1	0,07	0,03	0,12
0,9	0,1	0,03	0,13
0,8	0,13	0,05	0,16
0,7	0,16	0,1	0,19
0,6	0,18	0,13	0,25
0,5	0,21	0,18	0,29
0,4	0,25	0,23	0,3
0,3	0,28	0,25	0,36
0,2	0,32	0,3	0,4
0,1	0,41	0,35	0,42
0	0,45	0,45	0,49

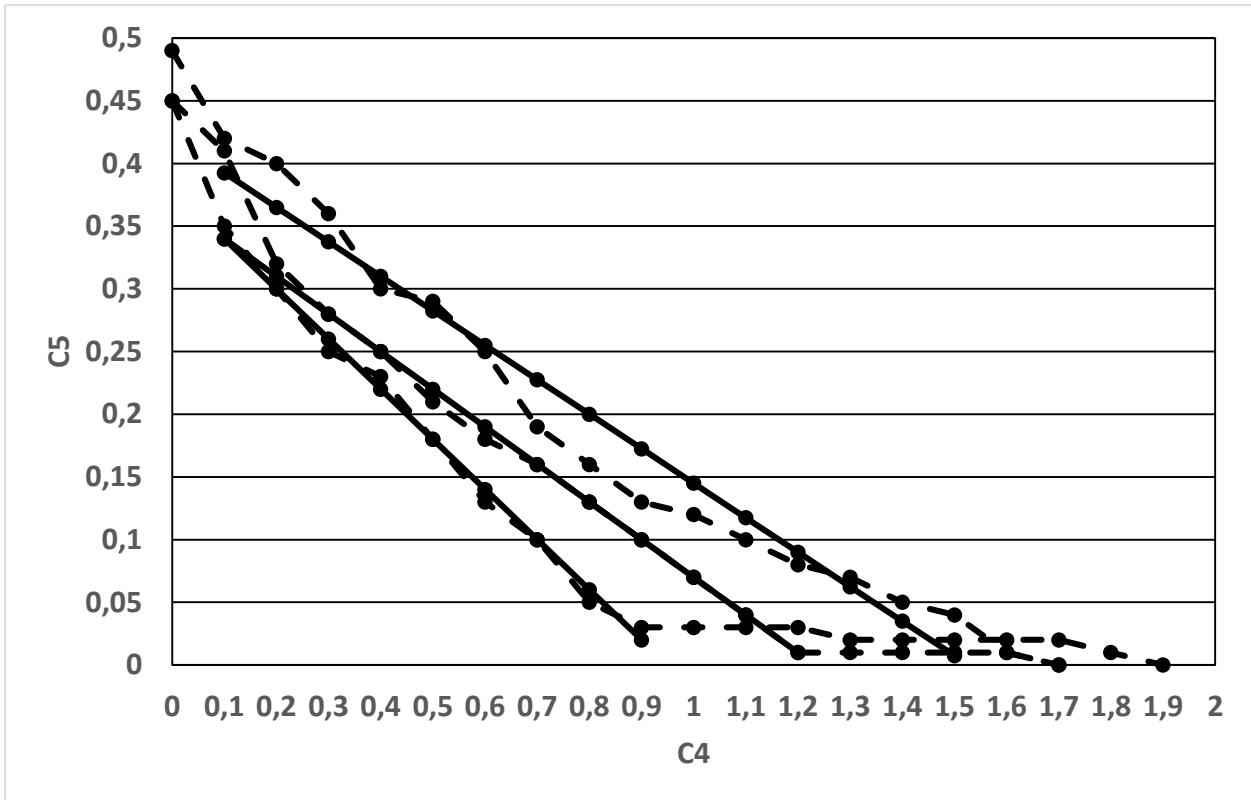


Рисунок 3.9 – Експериментальні та апроксимовані графіки залежності ємності конденсаторів  $C5$  від ємності конденсаторів  $C4$ , при фіксованих значеннях опору резистора  $R7$

В результаті аналізу експериментальних графіків (рис. 3.9) була виявлена практично лінійна залежність між ємностями конденсаторів  $C4$  та  $C5$ , при фіксованих значеннях опору резистора  $R7$ . На основі графіків виведені формули для поліпшого вибору комбінацій ємностей фільтрів:

- при  $R7 = 500 \text{ Ом}$

$$C5 = k1 * C4 + 0,37:$$

- при  $R7 = 600 \text{ Ом}$

$$C5 = k2 * C4 + 0,38:$$

- при  $R7 = 400 \text{ Ом}$

$$C5 = k3 * C4 + 0,39,$$

де,  $k1$ ,  $k2$ ,  $k3$  – коефіцієнти нахилу апроксимованих залежностей, які дорівнюють  $-0,3$ ,  $-0,4$ ,  $-0,275$ , відповідно.

Результати апроксимації експериментальних залежностей наведено в таблиці 3.5 та на рисунку 3.9.

Таблиця 3.5 – Апроксимована залежність ємності конденсаторів C5 від ємності конденсаторів C4, при фіксованих значеннях опору резистора R7

C4	k		
	-0,3	-0,4	-0,275
	$k \cdot C4 + 0,37$	$k \cdot C4 + 0,38$	$k \cdot C4 + 0,39$
	R7=500	R7=600	R7=400
	C5	C5	C5
0,1	0,34	0,34	0,39
0,2	0,31	0,30	0,37
0,3	0,28	0,26	0,34
0,4	0,25	0,22	0,31
0,5	0,22	0,18	0,28
0,6	0,19	0,14	0,26
0,7	0,16	0,10	0,23
0,8	0,13	0,06	0,20
0,9	0,10	0,02	0,17
1	0,07	-0,02	0,15
1,1	0,04	-0,06	0,12
1,2	0,01	-0,10	0,09
1,3	-0,02	-0,14	0,06
1,4	-0,05	-0,18	0,04
1,5	-0,08	-0,22	0,01
1,6	-0,11	-0,26	-0,02
1,7	-0,14	-0,30	-0,05
1,8	-0,17	-0,34	-0,08
1,9	-0,20	-0,38	-0,10
2	-0,23	-0,42	-0,13

Виходячи з вищевикладеного можна зробити висновки:

1. Можливо схемотехнічне рішення ПСМ в якому присутній тільки один фільтр високих частот (або C4, або C5);
2. З зменшенням опору резистора R7 сумарна ємність фільтрів зростає, що призводить до зростання затримки формування вихідних сигналів та збільшення собівартості виробу.
3. Використання побудованих залежностей дозволяє розробнику вибрати зручну, з погляду собівартості виробу чи логістики, комбінацію ємностей конденсаторів C4 і C5.

#### 4. ТЕХНІКА БЕЗПЕКИ ПРИ ПРОВЕДЕННІ ДОСЛІДЖЕНЬ

При організації та проведенні наукових досліджень необхідно забезпечити електробезпеку та вжити протипожежних заходів.

Захист людей від ураження електричним струмом забезпечується:

- заземленням і зануленням металевих частин електроустановки, які не знаходяться під напругою, але можуть опинитися під ним при пошкодженні ізоляції електричних провідників або електроприймачів.;

- надійним і швидкодіючим автоматичним відключенням частин обладнання, які випадково опинилися під напругою;

- розміщенням устаткування, що забезпечує його вільне і безпечне обслуговування;

- застосуванням індивідуальних захисних засобів і справного інструменту, що пройшли випробування в установлені терміни.

Пожежна безпека у приміщенні, де проводяться наукові дослідження, повинна забезпечуватися розробкою організаційних заходів щодо забезпечення пожежної безпеки, розробкою та виконанням заходів щодо запобігання пожеж та заходів щодо пожежного захисту згідно НАПБ А.01.001-2004 "Правил пожежної безпеки в Україні".

Пожежна безпека об'єкта забезпечується:

- застосуванням автоматичних вимикачів з високою чутливістю і швидкодією;

- прокладкою живильних ліній з дотриманням вимог ПУЕ-2017 [11];

- прокладкою проводів по негорючим основам в самозагасних трубах, каналах або рукавах.

Несправності в електромережах та обладнанні, які можуть викликати іскріння, коротке замикання або перегрів повинні негайно ліквідуватися. Пошкоджену електромережу необхідно відключити до приведення її в пожежобезпечний стан.

Обслуговуючий персонал та співробітники лабораторії повинні пройти відповідний інструктаж і суворо дотримуватися вимог Інструкції щодо забезпечення пожежної безпеки.

Основними нормативними документами при організації електро- та пожежної безпеки є:

1. СНіП 3.05.06-85 - Електротехнічні пристрої;
2. НПАОП 40.1-1.01-97 - Правила безпечної експлуатації електроустановок;
3. НПАОП 45.31-1.10-83 - Правила техніки безпеки при виробництві електромонтажних робіт;
4. ПУЕ-2017 - Правила улаштування електроустановок;
5. Закон України "Про охорону праці" від 01.01.2004р. №229-1У.

#### 4.1. ТЕХНІКА БЕЗПЕКИ У НАУКОВО-ДОСЛІДНОЇ ЛАБОРАТОРІЇ

Охорона праці і техніка безпеки при проведенні наукових досліджень забезпечуються виконанням робіт у суворій відповідності з зазначеною нормативною документацією, вимоги якої визначають умови безпеки праці та заходи щодо попередження травматизму, професійних захворювань, пожеж і вибухів [10].

При виконанні науково-дослідних робіт необхідно забезпечити:

- правильну організацію робочого місця і умов праці;
- наявність керівництва й нагляду за персоналом;
- залучення кваліфікованого персоналу;
- застосування відповідного устаткування, пристосувань і інструментів;
- застосування безпечних прийомів в роботі і узгодженість у діях працюючих;
- дотримання інструкцій з техніки безпеки;
- наявність індивідуальних засобів захисту.

Електромонтанжні роботи повинні проводитися в світлий час доби. Перед початком робіт з працівниками повинен бути проведений інструктаж на робочому місці з охорони праці, електробезпеки, пожежної безпеки та промислової санітарії.

Основною захисною мірою від ураження електричним струмом є застосування захисного заземлення - обов'язкового з'єднання із заземлюючим пристроєм (землею) металевих частин електричних установок, які можуть опинитися під напругою при пошкодженні ізоляції електричних провідників або електроприймачів.

Крім заземлення, електроустановки напругою до 1000 В, підлягають обов'язковому зануленню - з'єднанню металевих частин електроустановки з нульовим проводом живильної мережі. Наявність такого з'єднання перетворює замикання струмоведучих частин електроприймачів на корпус електроустановки у коротке замикання, що призводить до відключення аварійної ділянки автоматичним вимикачем чи запобіжником.

Застосування захисного заземлення металевих частин електроустановки без їх занулення забороняється.

Установка комутаційних апаратів в заземлюючого ланцюга і занулюючого провідників забороняється.

Захисне заземлення корпусів електротехнічного обладнання треба виконати згідно з вимогами ПУЕ-2017 [11].

Захист людей від ураження електричним струмом забезпечується:

- заземленням і зануленням металевих частин електроустановки, які не знаходяться під напругою, але можуть опинитися під ним при пошкодженні ізоляції електричних провідників або електроприймачів;

- надійним і швидкодіючим автоматичним відключенням частин обладнання, які випадково опинилися під напругою;

- розміщенням устаткування, що забезпечує його вільне і безпечне обслуговування;

- застосуванням індивідуальних захисних засобів і справного інструменту, що пройшли випробування в установлені терміни.

Для захисту від ураження електричним струмом передбачені:

1. захист від прямого дотику до струмоведучих частин електрообладнання, який забезпечується ізоляцією струмоведучих частин.

2. захист від ураження електричним струмом у разі непрямого дотику і при контакті з відкритими провідними частинами, які опинилися під напруги в результаті пошкодження ізоляції струмоведучих частин, який забезпечується:

- захисним заземленням;
- вирівнюванням потенціалів.

Заземленню підлягають всі металеві корпуси електрообладнання і металеві конструкції, які можуть виявитися під напругою через пошкодженні ізоляції. Для занулення необхідно відкриті провідні частини з'єднати нульовими захисними провідником з нульовим провідником мережі живлення.

Опір заземлювального пристрою повинен бути не більше 4 Ом.

Всі відкриті струмопровідні частини повинні бути приєднані до заземлюючого пристрою.

Заземлення електрообладнання виконати відповідно до супровідної документації.

Дотримання співробітниками дослідної лабораторії та обслуговуючим персоналом правил технічної експлуатації й техніки безпеки електроустановок відповідно до «Правил безпечної експлуатації електроустановок споживачів» (вид. 1998 р.) забезпечують надійну і безпечну експлуатацію електрообладнання.

При виконанні дослідних, монтажних і пуско-налагоджувальних робіт не допускається перебування сторонніх осіб у лабораторії.



Персонал, що виконує дослідні, монтажні та пуско-налагоджувальні роботи повинен мати відповідну групу допуску в електроустановки до 1000 В не нижче III.

По закінченню робіт по монтажу обладнання повинні бути проведені:

- заміри опору заземлюючого пристрою;
- випробування обладнання шляхом подачі напруги живлення на змонтоване обладнання;
- організаційно-технічні заходи щодо передачі обладнання в експлуатацію.

Енергозбереження в дослідній лабораторії забезпечується застосуванням:

- системи автоматичного управління освітленням;
- електронного лічильника електричної енергії з класом точності 1,0;
- енергозберігаючих світлодіодних світильників;
- вибором перерізу провідників живильної лінії з економічної щільності струму.

## 4.2. РОЗРАХУНОК ПРИСТРОЮ ЗАЗЕМЛЕННЯ

Розрахунок заземлюючого пристрою зводиться до розрахунку заземлювача, так як заземлюючі провідники в більшості випадків приймають за умовами механічної міцності і стійкості до корозії.

Нормований опір відповідно до ПУЕ становить 4.0 Ом. Контур заземлення передбачається спорудити з зовнішньої сторони з розташуванням вертикальних електродів по контуру. В якості вертикальних заземлювачів приймаємо електроди з діаметром 20.00 мм і довжиною 2.50 м, які занурюються в ґрунт. Верхні кінці електродів маємо на глибині 0.50 м від поверхні землі. До них приварюються горизонтальні електроди з тієї ж сталі, що і вертикальні електроди.

Попередньо з урахуванням площі (20x15 м), займаної об'єктом, намічаємо розташування заземлювачів по периметру довжиною 70 м.

Параметри двошарового ґрунту в місці спорудження, кліматичні коефіцієнти та інші вихідні дані для розрахунку зведені в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1. – Вихідні дані

Позначення	Найменування	Од. вим.	Значе- ння
$R_t$	Нормований опір розтікання струму в землю	Ом	4.00
$\rho_1$	Питомий опір верхнього слою ґрунту	Ом*м	50.00
$\rho_2$	Питомий опір нижнього слою ґрунту	Ом*м	30.00
d	Діаметр стержня	мм	20.00
L	Довжина вертикального заземлювача	м	2.50
H	Товщина верхнього слою ґрунту	м	1.00
$t_{\text{полоси}}$	Глибина закладення горизонтального заземлювача	м	1.00

Продовження таблиці 4.1

Позначення	Найменування	Од. вим.	Значення
$t$	Відстань від поверхні землі до середини заземлювача	м	1.75
$k_1$	Кліматичний коефіцієнт для вертикальних електродів	–	1.90
$k_2$	Кліматичний коефіцієнт для горизонтальних електродів	–	5.75
$b$	Ширина сталевієї полоси	мм	50.00
$l_{\Gamma}$	Довжина горизонтального заземлювача	м	60.00

Питома розрахунковий коефіцієнт опору двошарового ґрунту визначаємо за формулою:

$$\rho = \frac{(\rho_1 \cdot \rho_2 \cdot L)}{(\rho_1 \cdot (L - H + t_{\text{полосы}}) + \rho_2 \cdot (H - t_{\text{полосы}}))}$$

$$\rho = \frac{(50 \cdot 30 \cdot 2.5)}{(50 \cdot (2.5 - 1 + 0.5) + 30 \cdot (1 - 0.5))} = 32.61 \text{ Ом} \cdot \text{м}$$

Опір розтіканню одного вертикального електрода визначаємо за формулою:

$$r_B = \frac{0,366 \cdot k_1 \cdot \rho}{L} \cdot \left( \lg \left( \frac{2 \cdot L}{0,95 \cdot d} \right) + \frac{1}{2} \cdot \lg \left( \frac{4 \cdot t + L}{4 \cdot t - L} \right) \right)$$

$$r_B = \frac{0,366 \cdot 1,9 \cdot 32,61}{2,5} \cdot \left( \lg \left( \frac{2 \cdot 2,5 \cdot 1000}{0,95 \cdot 20} \right) + \frac{1}{2} \cdot \lg \left( \frac{4 \cdot 1,75 + 2,5}{4 \cdot 1,75 - 2,5} \right) \right)$$

$$= 23,84 \text{ Ом}$$

Передбачувана кількість вертикальних заземлювачів визначаємо за формулою:

$$\eta_{\text{вик}} = \frac{r_B}{R_i \cdot \eta_B}$$

де  $\eta_B$  - коефіцієнт використання вертикальних заземлювачів.

$$\eta_{\text{вик}} = \frac{23.84}{4 \cdot 0.66} = 9 \text{ шт.}$$

Таблиця 4.2. Параметри вертикальних і горизонтальних заземлювачів

Позначення	Найменування	Од. вим.	Значе- ння
$\eta_{\text{в}}$	Коефіцієнт використання вертикальних заземлювачів	–	0.66
$\eta_{\text{г}}$	Коефіцієнт використання горизонтальних заземлювачів	–	0.36
$h$	Відстань між заземлювачами	м	10

Опір горизонтального заземлювача визначимо за формулою:

$$r_{\text{г}} = \frac{0.366 \cdot k_2 \cdot \rho}{l_{\text{г}} \cdot \eta_{\text{г}}} \cdot \lg \left( \frac{2l_{\text{г}}^2}{b \cdot t_{\text{полоси}}} \right)$$

$$r_{\text{г}} = \frac{0.366 \cdot 5.75 \cdot 32.61}{70 \cdot 0.36} \cdot \lg \left( \frac{2 \cdot 70^2 \cdot 1000}{50 \cdot 0.5} \right) = 15.23 \text{ Ом}$$

Опір вертикальних заземлювачів  $R$  не повинно перевищувати значення визначається за формулою:

$$R = \frac{R_i \cdot r_{\text{г}}}{r_{\text{г}} - R_i}$$

$$R = \frac{4 \cdot 15.23}{15.23 - 4} = 5.43 \text{ Ом}$$

З урахуванням повного опору вертикальних заземлювачів уточнене кількість вертикальних заземлювачів з урахуванням сполучної смуги визначається за формулою:

$$n = \frac{r_{\text{в}}}{R \cdot \eta_{\text{в}}}$$

$$n = \frac{23.84}{5.43 \cdot 0.66} = 7 \text{ шт}$$

Приймаються до установки 7 вертикальних заземлювачів, загальна довжина горизонтального заземлювача 60.00 м при середній відстані між

вертикальними заземлювачами 10 м. Остаточне відстань між вертикальними заземлювачами уздовж сполучної смуги вказується на плані заземлювального пристрою.

Монтажні параметри одиночного заземлювача в двошаровому гранті вказані на рисунку 4.1, а конструкція заземлюючого пристрою на рис. 4.2.

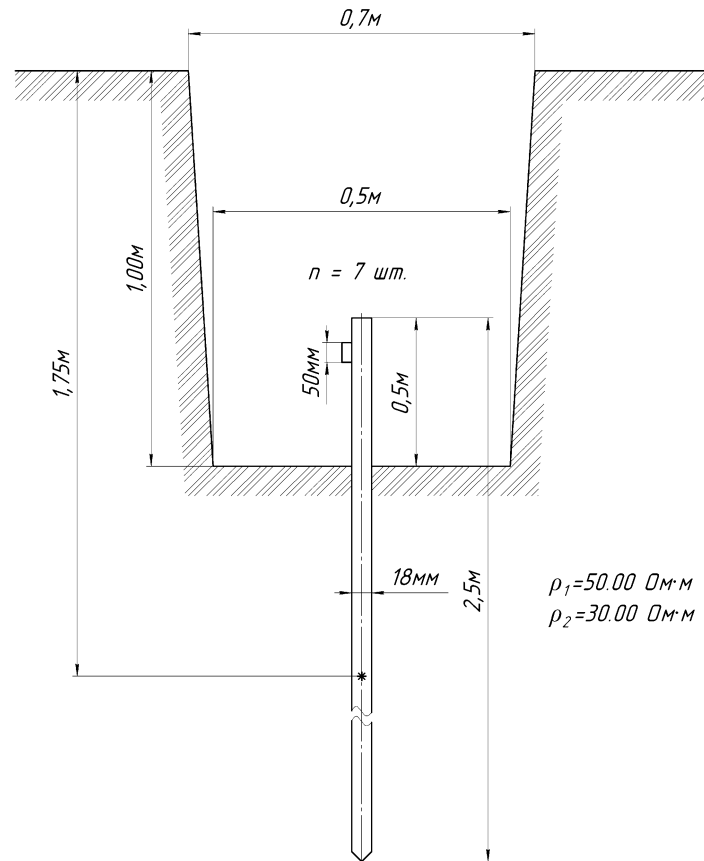


Рисунок 4.1 – Установка одиночного заземлювача в двошаровому гранті

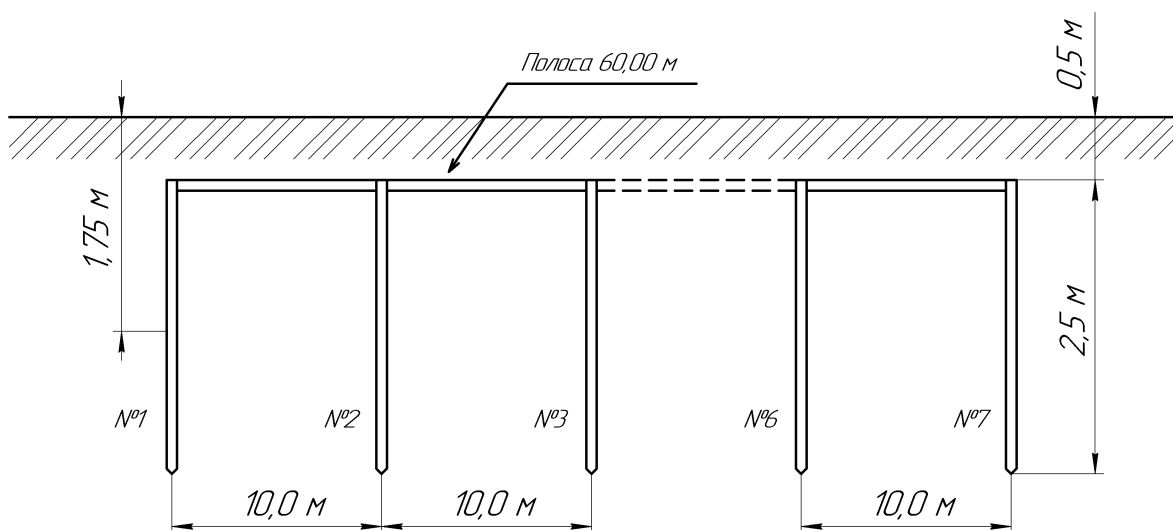


Рисунок 4.2 – Конструкція заземлювального пристрою

### 4.3. РЕКОМЕНДАЦІЇ ПО МОНТАЖУ ЗАЗЕМЛЮЮЧОГО ПРИСТРОЮ

1. Опір заземлюючого пристрою, згідно з вимогами ПУЕ-2017, у будь-який час року має бути не більше 4 Ом.
2. По закінченню монтажу зробити вимір дійсного опору розтіканню струму заземлюючого пристрою. При необхідності збільшити кількість вертикальних і довжину горизонтального електродів.
3. Роботи по установці елементів заземлюючого пристрою виконати у відповідності з рисунком 4.2.
4. Вертикальний електрод - сталевий прут  $l = 2,5$  м,  $d = 20$  мм, кількість - 7 шт.
5. Горизонтальний електрод – сталева полоса  $l = 60$  м, шириною = 50 мм, кількість - 1 шт..
6. Перед забиванням в землю один кінець вертикального електрода зрізати під клин (кут 60 градусів).
7. Відстань між вертикальними електродами - 10 м.
8. Глибина залягання горизонтального заземлювача - 0,5 м нижче рівня землі.
9. Всі з'єднання елементів заземлюючого пристрою виконати зварюванням внахлест.
10. Всі місця зварювальних з'єднань покрити бітумною мастикою в два шари.

## 5. ОРГАНІЗАЦІЙНА ЧАСТИНА

### 5.1. ЗАГАЛЬНИЙ СКЛАД МОДЕЛІ ПРОЕКТУ

До складових моделі проекту належать наступні основні частини [12]:

- формуляр проекту;
- робоча структура проекту - WBS;
- організаційна структура проекту - OBS;
- структура затрат проекту - CBS;
- матриця відповідальності;
- система кодування проекту;
- CTR - каталог;
- сіткові плани;
- робочі плани проекту.

### 5.2. ФОРМУЛЯР ПРОЕКТУ

Мета та основні параметри проекту фіксуються у спеціальному формулярі, який має вигляд бланку за наступною формою (таблиця 5.1).

Таблиця 5.1 – Формуляр проекту

<b>Формуляр проекту</b>	
Завдання	№ проекту _____ <b>ЕС M2.21366.00.00.00.00</b>
	Дата замовлення _____ <b>13.07.2022</b>
	Назва проекту _____ <b>Дослідження електромагнітних процесів в блоці синхронізації з електричною енергосистемою</b>
	Замовник ППП _____ <b>Бондаренко Денис Олександрович</b>
	Адреса _____ <b>м. Запоріжжя, пр. Леніна 229</b>
	Контактна особа ППП _____ <b>Туришев Костянтин Олегович</b>
	Тел. і факс _____ <b>555-35-35</b>

## Продовження таблиці 5.1

Договірна ціна	Усього <u>195366грн.</u> План оплати <u>попередня оплата - 50%</u> Додаткові умови _____
Строки	Початок <u>18.07.2022</u> кінець <u>02.12.2022</u> Проміжні строки _____
Партнери	Кооперація _____ Субпідрядники _____ Завдання _____
Персонал	Керівник <u>Петренко Ф. А.</u> Заступник <u>Корченко К. Е.</u> Співробітники <u>Порхоменко П. О., Фемонов А. С.</u>
Проект	Скорочена назва <u>“КОТ”</u> Цілі <u>Дослідження електромагнітних процесів</u> Критичні строки 1. <u>25.12.2022 (Аналіз отриманих результатів)</u> 2. <u>02.12.2022 (Завершення проекту)</u> 3. _____ Особливості та проблеми <u>Моделювання та аналіз нових процесів в програмному забезпеченні, адаптація персоналу до цього</u>



## 5.3. ХАРАКТЕРИСТИКА РОБІТ ЗА ПРОЕКТОМ

Таблиця 5.2 – Характеристика робіт за проектом

Характеристика робіт за проектом			
Код роботи	Назва чи зміст роботи	Безпосередньо попередня робота	Тривалість, діб
<b>1.1.1</b>	Дослідження характеристик та функцій трифазних випрямлячів	-	<b>10</b>
<b>1.1.2</b>	Дослідження існуючої системи на основі трифазних випрямлячів	-	<b>5</b>
<b>1.1.3</b>	Підготовка технічного звіту	<b>1.1.1, 1.1.2,</b>	<b>3</b>
<b>1.2.1</b>	Побудова структурної схеми блоку	<b>1.1.3</b>	<b>10</b>
<b>1.2.2</b>	Побудова електричної схеми блоку та теоретичних діаграм до неї	<b>1.2.1</b>	<b>10</b>
<b>1.2.3</b>	Побудова схеми та виведення часових діаграм за допомогою ПЗ МС-12	<b>1.2.2</b>	<b>10</b>
<b>1.2.4</b>	Визначення впливу мережевих перешкод на пристрій синхронізації з мережею за допомогою ПЗ МС-12	<b>1.2.3</b>	<b>10</b>
<b>1.2.5</b>	Виведення експериментальної залежності ємностей конденсаторів, при фіксованих значеннях опору резистора	<b>1.2.4</b>	<b>10</b>
<b>1.2.6</b>	Виведення апроксимованої залежності ємностей конденсаторів, при фіксованих значеннях опору резистора	<b>1.2.5</b>	<b>10</b>
<b>1.2.7</b>	Побудова експериментальних та апроксимованих графіків залежності	<b>1.2.5, 1.2.6</b>	<b>5</b>
<b>1.3.1</b>	Аналіз отриманих результатів	<b>1.2.5, 1.2.6, 1.2.7</b>	<b>15</b>
<b>1.3.2</b>	Підготовка технічного звіту	<b>1.3.1</b>	<b>5</b>

## 5.4. РОБОЧА СТРУКТУРА ПРОЕКТУ – WBS

WBS (або Work Breakdown Structure) – це структура яка є результатом декомпозиції робіт. Вона визначає об'єм робіт виконання яких призводить до досягнення мети проекту. Структура для проекту наведена на рисунку 5.1.

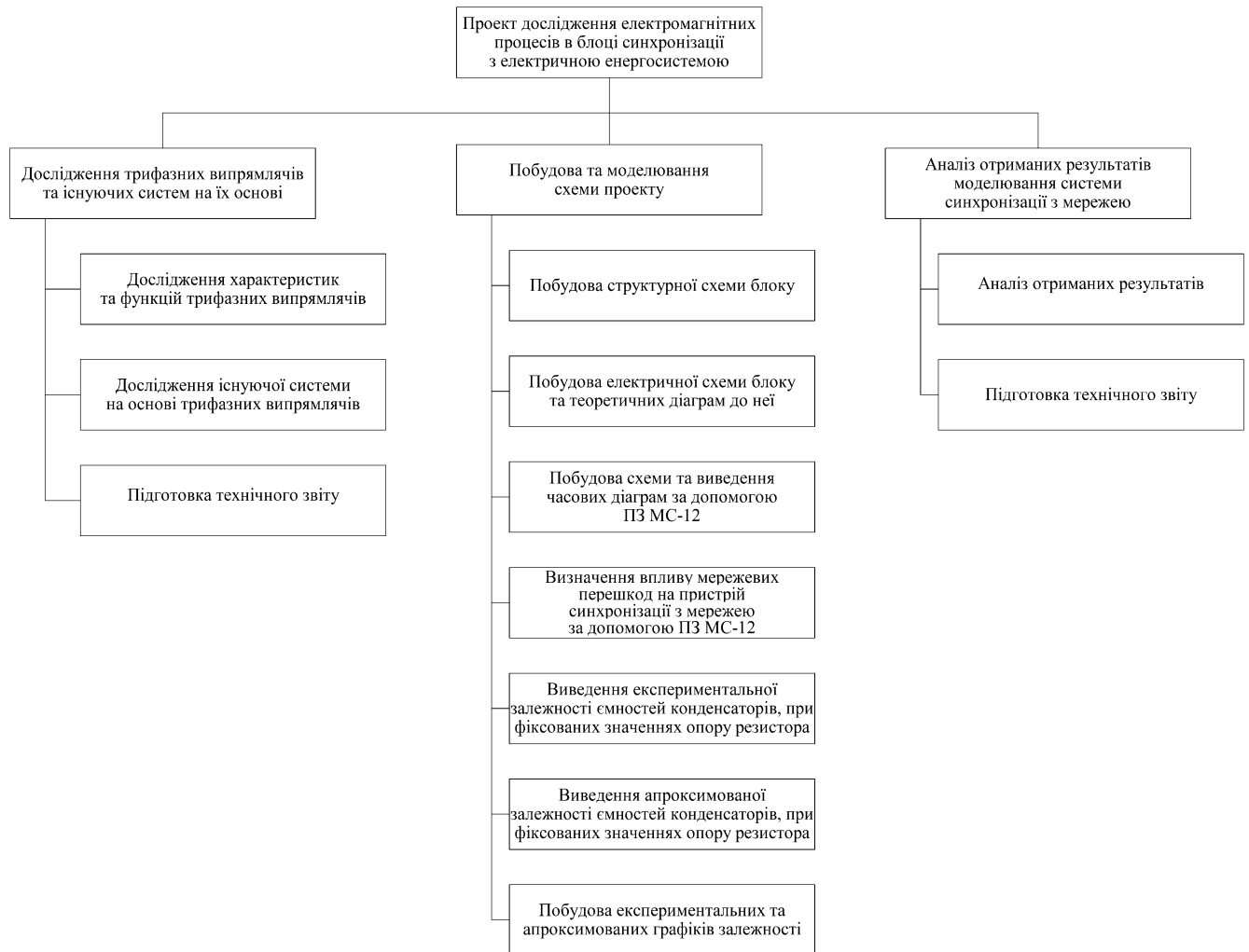


Рисунок 5.1 – Робоча структура проекту – WBS

## 5.5. ОРГАНІЗАЦІЙНА СТРУКТУРА ПРОЕКТУ — OBS

Організаційна структура проекту (OBS – Organization Breakdown Structure) визначає виконавців проекту та встановлює систему підпорядкованості. OBS має вигляд ієрархічної системи. Структура OBS визначається структурою проектної організації. Структура для проекту наведена на рисунку 5.2.

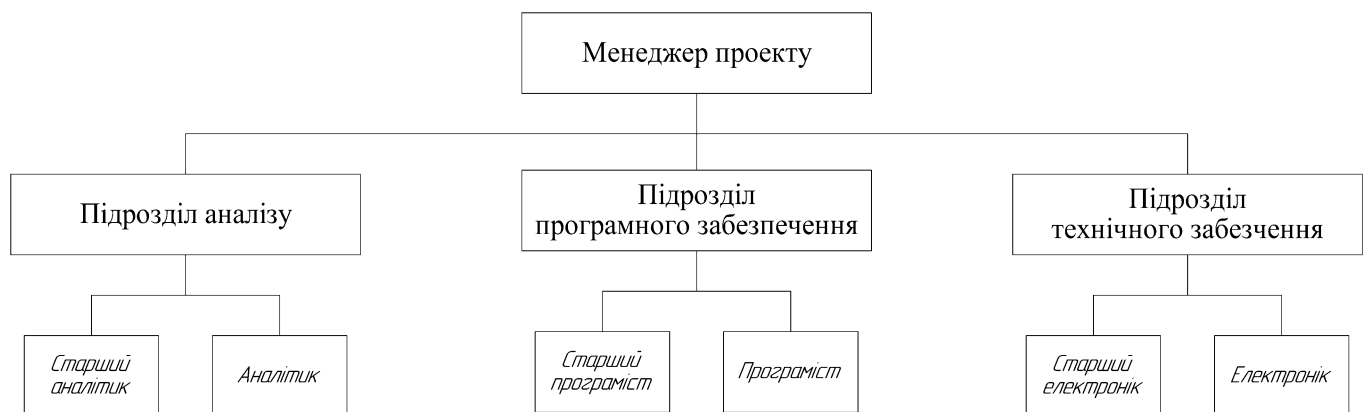


Рисунок 5.2 – Організаційна структура проекту — OBS

## 5.6. СТРУКТУРА ЗАТРАТ ПРОЕКТУ – CBS

CBS (Cost Breakdown Structure) — це структура, що будується в результаті декомпозиції загальних витрат на проект. Структура CBS для даного проекту наведена на рисунку 5.3.

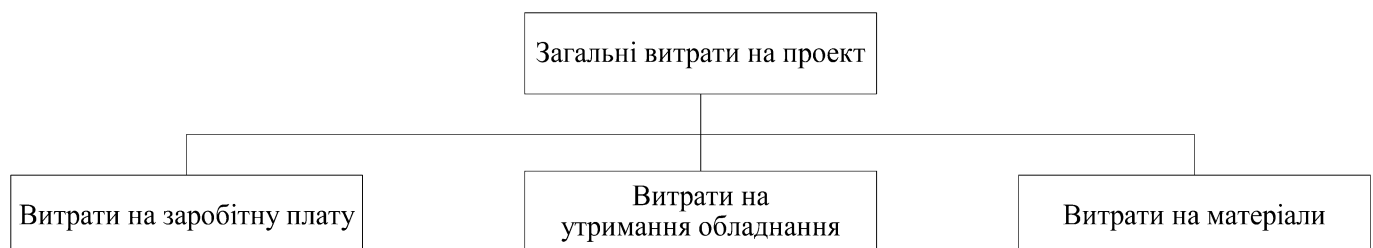


Рисунок 5.3 – Структура затрат проекту – CBS

## 5.7. МАТРИЦЯ ВІДПОВІДАЛЬНОСТІ

Матриця відповідальності закріплює роботи за виконавцями та встановлює їх міру відповідальності. Вона пов'язує WBS та OBS. Матриця відповідальності для даного проекту приведена в таблиці 5.3.

Таблиця 5.3 – Матриця відповідальності

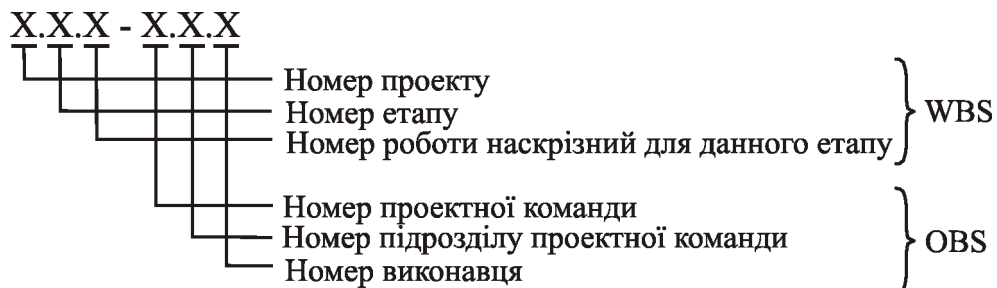
Матриця відповідальності							
Роботи	Виконавці						
	Менеджер проекту	Старший аналітик	Аналітик	Старший програміст	Програміст	Старший електронік	Електронік
Дослідження характеристик та функцій трифазних випрямлячів		s				p	+
Дослідження існуючої системи на основі трифазних випрямлячів		s				p	+
Підготовка технічного звіту	p	s	+				
Побудова структурної схеми блоку		s				p	+
Побудова електричної схеми блоку та теоретичних діаграм до неї		s				p	+
Побудова схеми та виведення часових діаграм за допомогою ПЗ МС-12		s		p	+		
Визначення впливу мережевих перешкод на пристрій синхронізації з мережею за допомогою ПЗ МС-12		s		p	+		
Виведення експериментальної залежності ємностей конденсаторів, при фіксованих значеннях опору резистора		p	+			s	

## Продовження таблиці 5.3

Матриця відповідальності							
Роботи	Виконавці						
	Менеджер проекту	Старший аналітик	Аналітик	Старший програміст	Програміст	Старший електронік	Електронік
Виведення апроксимованої залежності ємностей конденсаторів, при фіксованих значеннях опору резистора		p	+			s	
Побудова експериментальних та апроксимованих графіків залежності		p	+			s	
Аналіз отриманих результатів		p	+			s	
Підготовка технічного звіту	p	s	+				
p - первинна відповідальність, s - вторинна відповідальність, + - виконавець							

## 5.8. СИСТЕМА КОДУВАННЯ ПРОЕКТУ

Система кодування дозволяє структурувати проект, шляхом встановлення взаємовідносини WBS та OBS. У кодуванні використовуються багатозначні коди. Структуру коду введено за допомогою наступної форми:



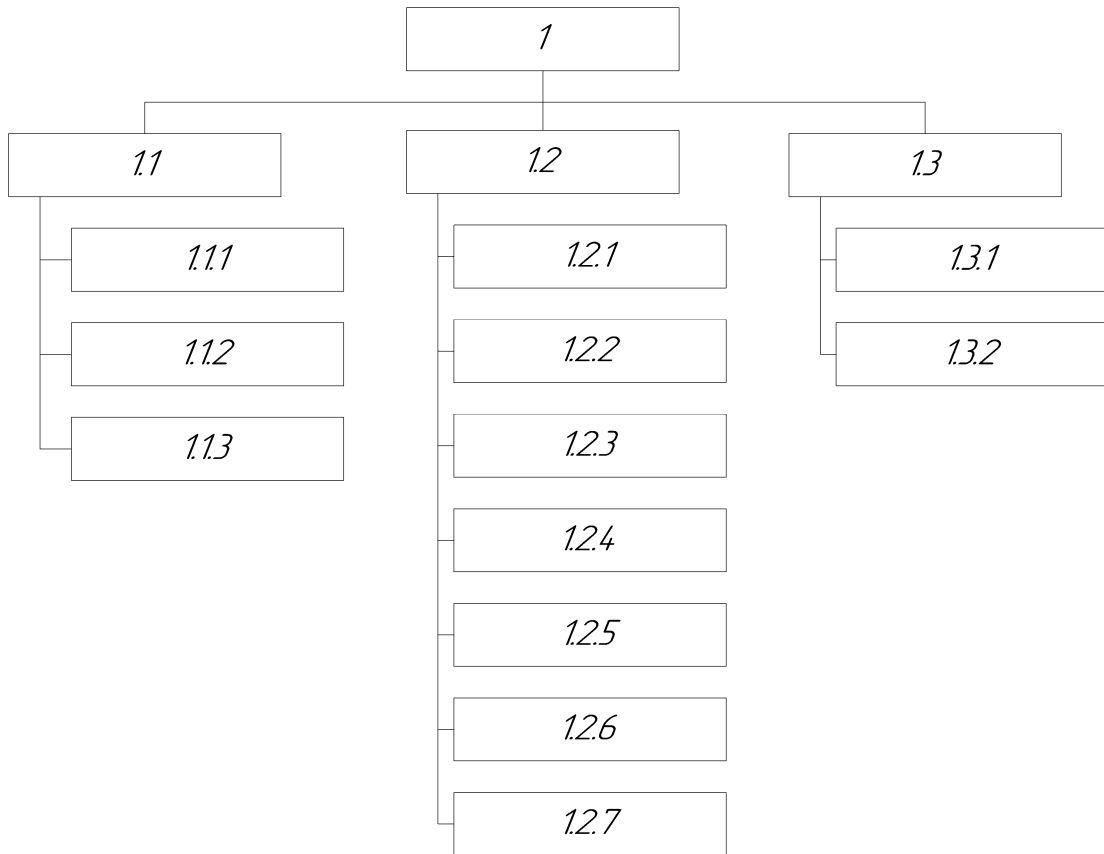


Рисунок 5.4 – Система кодування WBS

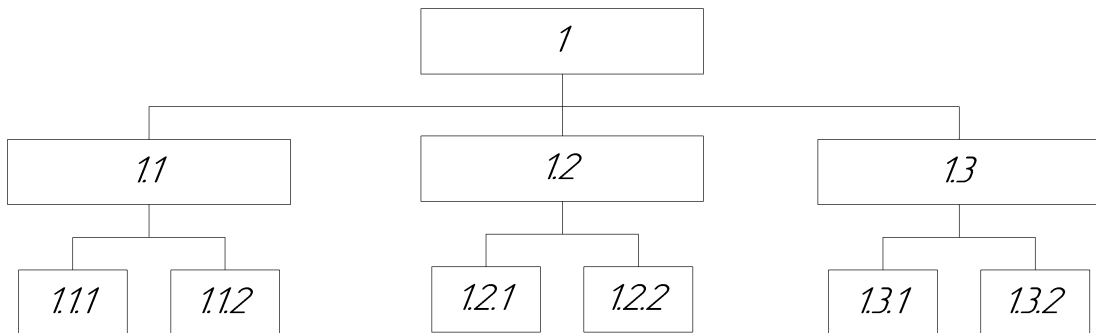


Рисунок 5.5 – Система кодування OBS

## 5.9. CTR – КАТАЛОГ

Після створення системи кодування було зроблено словник наведений в таблиці 5.4, який визначає елементи й облік затрат та гарантує розуміння усім залученим до проекту зміст і значення елементів WBS та OBS.

Таблиця 5.4 – CTR – каталог

№	Код роботи	Назва чи зміст роботи	Затрати, грн	Тривалість, днів	Необхідні ресурси
1	2	3	4	5	6
1	1.1.1	Дослідження характеристик та функцій трифазних випрямлячів	16980	10	Аналітик – 1 ос Електронік – 2 ос
2	1.1.2	Дослідження існуючої системи на основі трифазних випрямлячів	8490	5	Аналітик – 1 ос Електронік – 2 ос
3	1.1.3	Підготовка технічного звіту	3396	3	Аналітик – 2 ос
4	1.2.1	Побудова структурної схеми блоку	16980	10	Аналітик – 1 ос Електронік – 2 ос
5	1.2.2	Побудова електричної схеми блоку та теоретичних діаграм до неї	16980	10	Аналітик – 1 ос Електронік – 2 ос
6	1.2.3	Побудова схеми та виведення часових діаграм за допомогою ПЗ МС-12	16980	10	Аналітик – 1 ос Програміст – 2 ос

## Продовження таблиці 5.4

1	2	3	4	5	6
7	1.2.4	Визначення впливу мережеских перешкод на пристрій синхронізації з мережею за допомогою ПЗ МС-12	16980	10	Аналітик – 1 ос Програміст – 2 ос
8	1.2.5	Виведення експериментальної залежності ємностей конденсаторів, при фіксованих значеннях опору резистора	16980	10	Аналітик – 2 ос Електронік – 1 ос
9	1.2.6	Виведення апроксимованої залежності ємностей конденсаторів, при фіксованих значеннях опору резистора	16980	10	Аналітик – 2 ос Електронік – 1 ос
10	1.2.7	Побудова експериментальних та апроксимованих графіків залежності	8490	5	Аналітик – 2 ос Електронік – 1 ос
11	1.3.1	Аналіз отриманих результатів	25470	15	Аналітик – 2 ос Електронік – 1 ос
12	1.3.2	Підготовка технічного звіту	5660	5	Аналітик – 2 ос



## 5.10. СТРІЛЧАСТИЙ ГРАФІК

Стрілчастий графік являє собою граф, вузлам якого відповідають події, а стрілкам – роботи. При побудові стрілчастого графіку використовуються позначення приведені на рисунку 5.6. Стрілчастий графік представлено на рисунку 5.7.

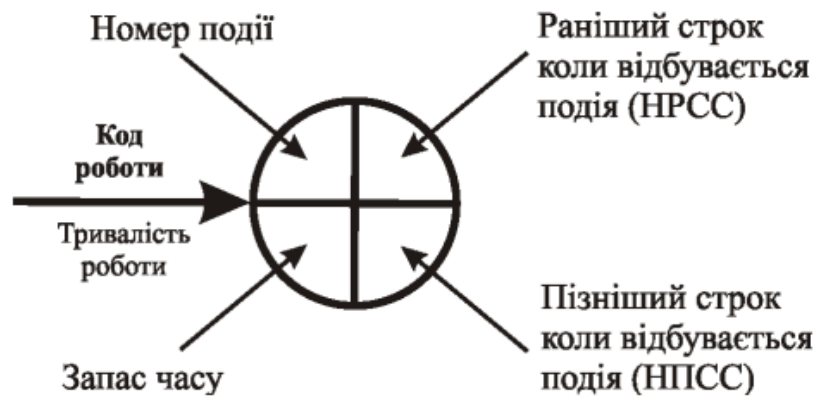


Рисунок 5.6 – Позначення для стрілчастого графіку

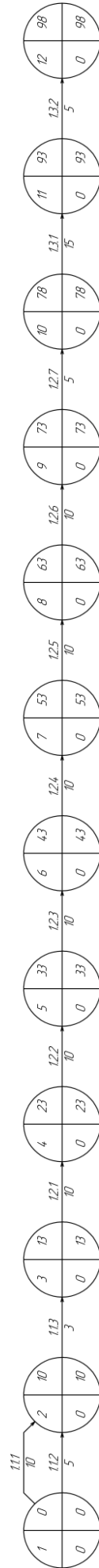


Рисунок 5.7 – Стрілчастий графік

## 5.11. РОЗРАХУНОК ТРИВАЛОСТІ ПРОЕКТУ

Більшість реальних проектів виконуються в умовах невизначеності стосовно строків виконання деяких робіт. Тому при визначенні загального терміну виконання проекту потрібно враховувати імовірнісний характер визначення термінів виконання робіт. Для визначається три оцінки для кожної і-ї роботи, що входять до критичного шляху, за допомогою експертної оцінки:

- $a_i$  - оптимістичний прогноз тривалості і-ї роботи;
- $b_i$  - песимістичний прогноз тривалості і-ї роботи ;
- $m_i$  - найбільш ймовірний прогноз тривалості і-ї роботи.

Далі було проведено розрахунок дисперсії тривалості і-ї роботи за допомогою формули:

$$\sigma_i^2 = \left( \frac{b_i - a_i}{6} \right)^2 \quad (5.1)$$

Після цього було розраховано математичне очікування тривалості і-ї роботи за допомогою формули:

$$t_i = \frac{a_i + 4 \cdot m_i + b_i}{6} \quad (5.2)$$

Математичне очікування проекту визначається за допомогою формули:

$$t = \sum_{i=1}^n t_i \quad (5.3)$$

де  $n$  - кількість робіт, що належать до критичного шляху.

Стандартне відхилення терміну виконання проекту визначено через формулу:

$$\sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_i^2} \quad (5.4)$$

Результати занесено в таблицю 4.5.

Таблиця 5.5 – Тривалість проекту

Код роботи	$a_i$	$m_i$	$b_i$	$\sigma_i^2$	$t_i$
1.1.1	6	10	13	1,36	9,83
1.1.2	2	5	9	1,36	5,17
1.1.3	2	3	6	0,44	3,33
1.2.1	6	10	13	1,36	9,83
1.2.2	7	10	13	1,00	10,00
1.2.3	6	10	12	1,00	9,67
1.2.4	5	10	13	1,78	9,67
1.2.5	6	10	12	1,00	9,67
1.2.6	7	10	13	1,00	10,00
1.2.7	3	5	8	0,69	5,17
1.3.1	11	15	18	1,36	14,83
1.3.2	3	5	8	0,69	5,17
				$\sigma$	$t$
				3,61	102,33

Ймовірність виконання проекту було прийнято в 88 відсотків ( $F=0.88$ ).

Тоді величина  $\varphi$  визначається як:

$$\varphi = F - 0.5 = 0.88 - 0.5 = 0.32 \quad (5.5)$$

По таблиці нормального розподілу  $\varphi(z)$  було визначено  $z=0,92$ . Далі було проведено розрахунок необхідного терміну виконання проекту, який необхідно прийняти для того, щоб не зірвати строки виконання з ймовірністю 88%:

$$Q = z \cdot \sigma + t = 0.92 \cdot 3.61 + 102.33 = 105.65 \quad (5.6)$$

Отже, термін виконання проекту, який необхідно прийняти для того, щоб не зірвати строки виконання з ймовірністю 88%, становить 106 робочих днів.

## ВИСНОВКИ

1. Розглянуто поширені схеми перетворювачів, ведених мережею.
2. Виконано аналіз типів систем управління та функціональних блоків, що входять до їх складу.
3. Сформульовані вимоги до пристроїв синхронізації з мережею.
4. Розроблено електричну принципову схему ПСМ.
5. Розроблено інженерну методику розрахунку компонентів ПСМ.
6. Виконано імітаційне схемотехнічне моделювання електромагнітних процесів у схемі ПСМ.
7. На підставі результатів моделювання побудовано експериментальні та аналітичні залежності, що дозволяють оптимізувати вибір конденсаторів фільтрів придушення високочастотних перешкод.
8. Визначено потенційно небезпечні фактори у приміщенні науково-дослідної лабораторії.
9. Розроблено рекомендації, щодо організації безпечних умов праці у науково-дослідній лабораторії.
10. Розраховано заземлюючий пристрій.
11. Розроблено рекомендації, щодо монтажу заземлюючого пристрою.
12. Визначено, що термін реалізації проекту «Дослідження електромагнітних процесів у блоці синхронізації з електричною енергосистемою», з ймовірністю 88%, становить 106 робочих днів.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Полупроводниковые выпрямители / за ред. Ф. И. Ковалева та Г. П. Мостковой. Москва : Энергия, 1967. 480 с.
2. Чиженко И. М., Руденко В. С., Сенько В. И. Основы преобразовательной техники: учебн. пособие для специальности «Промышленная электроника». Москва, 1974. 430 с.
3. Справочник по преобразовательной технике / за ред. И. М. Чиженко. Киев: Техніка, 1978. 447 с.
4. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Преобразовательная техника: 2-е издание. Киев, 1983. 431 с.
5. Энергитическая электроника: справочное пособие / за ред. В.А. Лабунцова. М.: Энергоатомиздат, 1987 – 464 с.
6. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: Учебник. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. 199 с.
7. И. Л. Каганов. Промышленная электроника (общий курс). Москва. : Высшая школа, 1968. 560 с.
8. Рослий А.Є., Туришев К.О. Пристрій синхронізації з електричною енергосистемою. *Актуальні питання сталого науково-технічного та соціально-економічного розвитку регіонів України: матеріали II Всеукраїнської науково-практичної конференції за участю молодих науковців. Запоріжжя: ЗНУ ІННІ ім. Ю. М. Потебні, 2022. С 255-256.*
9. Рослий А.Є., Туришев К.О. Дослідження динамічних характеристик схеми пристрою синхронізації з мережею. *Актуальні питання сталого науково-технічного та соціально-економічного розвитку регіонів України: матеріали II Всеукраїнської науково-практичної конференції за участю молодих науковців. Запоріжжя: ЗНУ ІННІ ім. Ю. М. Потебні, 2022. С 257-258.*
10. “Про затвердження “Правил безпечної експлуатації електроустановок”” (НПАОП 40.1-1.01-97): Державний комітет України по нагляду за охороною праці від 06.04.2000 р, № 257; ID z0011-98

11. Правила улаштування електроустановок. – К.: Міненерговугілля України, 2017. – 617 с. 16. ДСТУ EN 954-1:2003. Безпечність машин.

12. Методичні вказівки до проведення практичних занять та самостійної роботи з дисципліни «Моделі та методи управління проектами» для студентів спеціальності: 8.090803 - «Електронні системи». Укл.: Алексієвський Д.Г. Запоріжжя: ЗДІА, 2010р.

13. Підсумкова атестація здобувачів вищої освіти другого рівня «магістр». Методичні рекомендації до виконання дипломних робіт з напрямку підготовки 171 «Електроніка» / Алексєєв О.Г., Алексієвський Д.Г., Шмалій С.Л., Таранець А.В. Запоріжжя: 2018. 30 с.



Формат	Зона	Поз.	Позначення	Найменування	Кіл	При- мітка									
							Документація								
A1			ЕС M2.21366.00.00.00.00.D1	Дослідження електромагнітних процесів в блоці синхронізації з електричною енергосистемою			Трифазні керовані випрямлячі								
								A1			ЕС M2.21366.00.00.00.00.E1	Дослідження електромагнітних процесів в блоці синхронізації з електричною енергосистемою			Трифазний керований випрямляч
A1			ЕС M2.21366.00.00.00.00.D3	Дослідження електромагнітних процесів в блоці синхронізації з електричною енергосистемою			Пристрій синхронізації з мережею								
								A1			ЕС M2.21366.00.00.00.00.D4	Дослідження електромагнітних процесів в блоці синхронізації з електричною енергосистемою			Моделювання процесів в схемі пристрою синхронізації з мережею при наявності мережевих перешкод

ЕС M2.21366.00.00.00.00

Зм.	Арк.	№ док.м.	Підп.	Дата	Літ.	Аркцш	Аркцшів
Розроб.		Рослий	<i>Р</i>	05.12.22			
Перевір.		Алексієвський	<i>Б</i>	06.02.23		1	2
Н.контр.		Туришев	<i>Т</i>	06.12.23			
Затверд.		Критська	<i>К</i>	06.12.22			

ІННІ ім. Ю.М. Потебні ЗНУ 8.1711



