

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

Інститут інформатики та радіоелектроніки
Факультет радіоелектроніки та телекомунікацій
(повне найменування інституту, факультету)

Кафедра радіотехніки та телекомунікацій
(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

до дипломного проєкту (роботи)
бакалавра
(ступінь вищої освіти)

на тему **УНІВЕРСАЛЬНИЙ ЗАРЯДНО-РОЗРЯДНИЙ ПРИСТРІЙ**

Виконав: студент(ка) 4 курсу, групи РТ-218сп

Спеціальності 172 «Телекомунікації та
радіотехніка»
(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація)
«Радіотехніка»

Бастуєв Д. А.
(прізвище та ініціали)

Керівник Костенко В. О., к.т.н., доцент
(прізвище та ініціали)

Рецензент Касьян М. М., к.т.н. доцент
(прізвище та ініціали)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»
(повне найменування закладу вищої освіти)

Інститут, факультет Інститут інформатики та радіоелектроніки, ФРЕТ
 Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій
 Ступінь вищої освіти Бакалавр
 Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
(код і найменування)
 Освітня програма (спеціалізація) «Радіотехніка»
(назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри С.В. Морщавка
к.т.н., доц.
 « » 20 року *С.В. Морщавка*

З А В Д А Н Н Я
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА(КИ)

Бастуєву Дмитру Альбертовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проєкту (роботи) Універсальний зарядно-розрядний пристрій

керівник проєкту (роботи) Костенко Валер'ян Остапович, к.т.н., доцент
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом закладу вищої освіти від «30» квітня 2021 року № 164

2. Строк подання студентом проєкту (роботи) 27 травня 2021 року

3. Вихідні дані до проєкту (роботи) типові схеми пристроїв, довідники з елементною базою, документація по мікроконтролерам

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

2 Схемотехніка зарядних пристроїв.

3 Розробка структурної схеми пристрою.

4 Вибір елементної бази.

5 Вимоги до програмного забезпечення.

6 Електричний розрахунок основних вузлів.

7 Опис режимів роботи спроектованого зарядного пристрою.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)
Презентація – 14 слайдів

6. Консультанти розділів проєкту (роботи)

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	прийняв виконане завдання
1-5	Костенко В.О., доцент		
Нормоконтроль	Мороз Г.В., ст.викладач		

7. Дата видачі завдання « 02 » квітня 2021 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проєкту (роботи)	Строк виконання етапів проєкту (роботи)	Примітка
1	Огляд сучасних акумуляторів	1 тиждень	Порівняльна таблиця
2	Визначення вимог та обґрунтування структури системи, що розроблюється	1-2 тиждень	Перелік вимог
3	Розробка структурної схеми	2-3 тиждень	Схема
4	Вибір елементної бази	3-4 тиждень	Перелік компонентів
5	Визначення вимог до програмного забезпечення	4-5 тиждень	Перелік вимог
6	Розробка розділів пояснювальної записки	5-6 тиждень	Текст ПЗ
7	Розробка слайдів презентації	6 тиждень	Слайди презентації
8	Захист дипломної роботи	7 тиждень	

Студент(ка)


(підпис)

Бастуєв Д.А.
(прізвище та ініціали)

Керівник проєкту (роботи)

(підпис)

Костенко В.О.
(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

ПЗ: 127 сторінок, 3 таблиць, 43 рисунків, 26 джерел

Об'єкт проектування – універсальний зарядний пристрій.

Мета роботи – розробка пристрою для зарядження усіх типів акумуляторів.

Методи проектування – розрахунково-аналітичні, із використанням стандартних програмних пакетів: MathCAD, MultiSim, sPlan 7.

Розвиток електромобілів, гібридних автомобілів, вітроелектростанцій, систем живлення на сонячних елементах та систем автономного живлення обладнання неможливий без використання хімічних джерел струму, котрі вимагають використання пристроїв для зарядження. Вартість аналогічних проєктованому зарядному пристрою у 7...10 раз дорожче. Одже економічно використовувати саме проєктований універсальний зарядний пристрій.

Більшість зарядних пристроїв не передбачають коректування критерію закінчення заряду, прив'язуючись або до конкретного типу акумуляторної батареї або до фіксованих значень струму вторинної напруги, чи часу заряду, що обмежує їх використання щодо акумуляторних батарей іншого типу, місткості або напруги. Пропонований зарядний пристрій є багатофункціональним та призначений для зарядження усіх типів акумуляторів із застосуванням у схемі керування мікроконтролеру типу ATmega16.

АКУМУЛЯТОР, АНАЛОГОВО-ЦИФРОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ,
ІМПУЛЬСНЕ ДЖЕРЕЛО ЖИВЛЕННЯ, КОМПАРАТОР,
МІКРОКОНТРОЛЕР, ОПЕРАЦІЙНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ, ЦИФРО-
АНАЛОГОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНА
МОДУЛЯЦІЯ

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	7
ВСТУП	8
1 ХАРАКТЕРИСТИКИ АКУМУЛЯТОРІВ.....	10
1.1 Опис акумуляторів різноманітних типів	10
1.2 Свинцеві акумулятори (Pb)	13
1.3 Нікель-кадмієві акумулятори (Ni-Cd)	17
1.4 Нікель-металогідридні акумулятори (Ni-MH)	19
1.5 Літій-іонні акумулятори (Li-Ion)	22
1.6 Літій-полімерні акумулятори (Li-Pol).....	27
2 СХЕМОТЕХНІКА ЗАРЯДНИХ ПРИСТРОЇВ	28
2.1 Класифікація джерел живлення для зарядних пристроїв	28
2.2 Імпульсні та лінійні джерела живлення.....	31
2.3 Вибір системи керування	36
3 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ПРИСТРОЮ	39
3.1 Огляд схеми типового імпульсного джерела живлення	39
3.2 Розробка структурної схеми імпульсного джерела живлення	44
3.3 Розробка структурної схеми блоку керування пристроєм.....	49
3.4 Структурна схема зарядного пристрою	52
3.5 Розрахунок структурної схеми	53
4 ВИБІР ЕЛЕМЕНТНОЇ БАЗИ	56
5 ВИМОГИ ДО ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ	60
6 ЕЛЕКТРИЧНИЙ РОЗРАХУНОК ОСНОВНИХ ВУЗЛІВ	63
6.1 Розрахунок схеми мережного захисту	63
6.2 Розрахунки вхідних фільтрів	65
6.3 Розрахунок силової частини	74
6.4 Розрахунок ШІМ-контролеру	82
6.5 Розрахунок мережного зворотнього зв'язку на оптопарі	86

6.6 Розрахунок схеми захисту	
6.7 Розрахунок вихідного випрямляча	98
6.8 Розрахунок схеми контролю температури силових ключів	102
6.9 Розрахунок схеми керуванням реле	110
6.10 Розрахунок кіл схеми під'єднання МК	113
6.11 Розрахунок ЦАП у схемі МК	124
7 ОПИС РЕЖИМІВ РОБОТИ СПРОЄКТОВАНОГО ЗАРЯДНОГО ПРИСТРОЮ.....	128
ВИСНОВКИ.....	137
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	138
ДОДАТОК А Технічні характеристики ШІМ-контролеру TL494	141
ДОДАТОК Б Технічні характеристики мікроконтролеру ATmega16	146

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АЛП	— арифметико-логічний пристрій;
АЦП	— аналого-цифровий перетворювач;
ВНМЖ	— випрямляч напруги мережі живлення;
ДЖ	— джерело живлення;
ДС	— датчик струму;
ЕОМ	— електронно-обчислювальна машина;
ІДЖ	— імпульсне джерело живлення;
ІТ	— імпульсний трансформатор;
КЗ	— коротке замикання;
ККД	— коефіцієнт корисної дії;
КМОП	— комплементарний метал-окисел напівпровідник;
КТР	— коефіцієнт технічного рівня;
МК	— мікроконтролер;
ПП	— периферійний пристрій;
РЕА	— радіоелектронна апаратура;
ТЗ	— технічне завдання;
ХДС	— хімічні джерела струму;
ЦАП	— цифро-аналоговий перетворювач;
ШІМ	— широтно-імпульсна модуляція.

ВСТУП

Найважливішою частиною автономного джерела живлення є зарядний пристрій. Від коректної роботи даного пристрою залежать терміни експлуатації акумуляторів. Зарядний пристрій повинен мати певну групу технічних характеристик, які можливо розширити із застосуванням мікроконтролерної техніки керування.

Серед цифрових інтегральних мікросхем мікроконтролери сьогодні займають приблизно таке ж місце, як операційні підсилювачі серед аналогових. Мікроконтролери – універсальні прилади та їх застосування в електронних пристроях самого різного призначення постійно розширюється. Розробкою та виробництвом мікроконтролерів займаються майже всі великі та багато середніх фірм, які спеціалізуються в області напівпровідникової електроніки.

Сучасні мікроконтролери містять у своєму корпусі потужне процесорне ядро, запам'ятовувальний пристрій для зберігання виконуваної програми і даних, пристрої прийому вхідних і формування вихідних сигналів. Загальна тенденція сучасного побудування мікроконтролерів – зменшення числа зовнішніх елементів, які необхідні для нормальної роботи та розширення функціональних можливостей. На кристалі мікросхеми розміщують не лише компаратори, аналого-цифрові та цифро-аналогові перетворювачі, а також й всілякі навантажувальні та «підтягуючі» резистори і ланцюги скидання [1, 2].

Вихідні буфери мікроконтролерів розраховують на безпосереднє підключення найбільш типових навантажень, наприклад, світлодіодних індикаторів. Майже будь-який із виводів мікроконтролеру (за винятком, звичайно, виводів загального дроту та живлення) розробник може використовувати на свій розсуд як для входу або виходу. В результаті

складний за виконуваними функціями прилад часто вдається виконати лише на одній мікросхемі [3].

Постійне здешевлення мікроконтролерів і розширення їх функціональних можливостей знизило поріг складності пристроїв, які доцільно будувати на їх основі. Сьогодні має сенс конструювати на мікроконтролерах навіть такі прилади, для реалізації яких традиційними методами було б потрібно менше десятка логічних мікросхем середньої та малої ступені інтеграції.

Процеси розробки програм для МК та звичайної принципової схеми цифрового пристрою багато в чому схожі. В обох випадках «будову» потрібної форми будують з елементарної «цегли». Але «цегла» різна: у першому випадку – набір логічних елементів, у другому – набір команд мікроконтролера. Замість взаємодії між елементами за допомогою обміну сигналами у шинах – пересилка даних з одного елемента пам'яті до іншого усередині МК. Процес пересилки «виходить» назовні, коли МК підтримує зв'язок із підключеними до нього датчиками, індикаторами, виконавчими пристроями та зовнішньою пам'яттю. Головна перевага МК полягає в можливості програмувати його, завдяки чому можна створити лише одну плату з МК та декількома сполученими з нею світлодіодними індикаторами і кнопками, а надалі за бажанням перетворити це на частотомір, лічильник імпульсів, електронний годинник, цифровий вимірювач будь-якої фізичної величини, пульт дистанційного керування та контролю і багато на що інше [4].

Дана дипломна робота присвячена розробці універсального зарядного пристрою із застосуванням мікроконтролеру ATmega16, якій відрізняється багато-режимними функціями для застосування його щодо зарядження усіх типів акумуляторів.

1 ХАРАКТЕРИСТИКИ АКУМУЛЯТОРІВ

1.1 Опис акумуляторів різноманітних типів

Для коректного проектування зарядного пристрою та реалізації його автоматичних можливостей доцільно буде розглянути електричні характеристики акумуляторів: струми заряду-розряду, напруги розряду та повного заряду, вплив температури і старіння на їх можливості [5].

Хімічні джерела струму (ХДС) розділяються на дві групи:

- а) гальванічні елементи і батареї;
- б) акумулятори.

Акумулятори допускають багатократний заряд і розряд (від 200 до 10000 циклів заряд-розряд). При заряду акумулятора його позитивний полюс підключається до позитивного полюсу зарядного пристрою. Заряд акумулятора здійснюється струмом, який йде в напрямі, зворотному струму розряду.

Найбільш широкого поширення набули наступні типи акумуляторів: кислотні, лужні, срібно-цинкові, герметичні нікель-кадмієві (Ni-Cd), нікель-метал-гідридні (Ni-MH), літій-іонні (Li-Ion) та літій-полімерні (Li-Pol) [6].

Середня розрядна напруга акумуляторів знаходиться в широкому діапазоні від 1.25 В у нікель-кадмієвих акумуляторах, до 3.6 В у літієвих акумуляторах. З підвищенням швидкості розряду ємність акумуляторів зменшується (рис. 1.1), причому в мінімальній мірі в Ni-Cd та Ni-MH акумуляторах. Ємність також знижується при пониженні температури. Найбільше зниження ємності при низьких температурах спостерігається у нікель-залізних акумуляторах, а мінімальне зниження у нікель-кадмієвих із спеченими електродами та у свинцевих акумуляторах. Високу питому потужність можна отримати від нікель-кадмієвих акумуляторів, свинцевих,

нікель-цинкових та срібно-цинкових акумуляторів. Невисоку питому потужність мають нікель-залізні акумулятори.



- 1 – нікель-кадмієві акумулятори із спеченим електродом і нікель-металогібридні акумулятори; 2 – срібно-цинкові акумулятори;
 3 – нікель-кадмієві акумулятори із ламельним електродом;
 4 – нікель-цинкові акумулятори; 5 – літій-іонні акумулятори;
 6 – свинцеві акумулятори; 7 – нікель-залізні акумулятори.

Рисунок 1.1 – Вплив струму розряду на ємність, що віддається акумулятором

Питома масова енергія мінімальна в свинцевих акумуляторів і максимальна в літєвих акумуляторів. Найбільше напрацювання мають нікель-водневі акумулятори, низьким ресурсом характеризуються срібно-цинкові і нікель-цинкові акумулятори. Слід зазначити, що у міру циклування зменшуються ємність, напруга і відповідно питома енергія акумуляторів, причому швидкості пониження питомої енергії в різних акумуляторів істотно розрізняються. У найменшій мірі знижуються ємність і енергія при циклічному перезарядженні Ni-Cd акумуляторів. Напрацювання залежить від багатьох причин і перш за все від глибини розряду. Найбільш висока швидкість саморозряду є у нікель-водневих та нікель-залізних акумуляторах, найменша – у срібно-кадмієвих та срібно-цинкових акумуляторах. До

найбільш дешевих належать свинцеві акумулятори, до найбільш дорогих – нікель-водневі, срібно-кадмієві та срібно-цинкові акумулятори.

1.2 Свинцеві акумулятори (Pb)

Реагентами у свинцевих акумуляторах служать діоксид свинцю (PbO_2) та свинець (Pb), електролітом – розчин сірчаної кислоти. Вони також називаються свинцево-кислотними акумуляторами.

Напруга розімкненого кола свинцево-кислотних акумуляторів лінійно зростає із зростанням ступені зарядженості акумулятору (рис. 1.2).

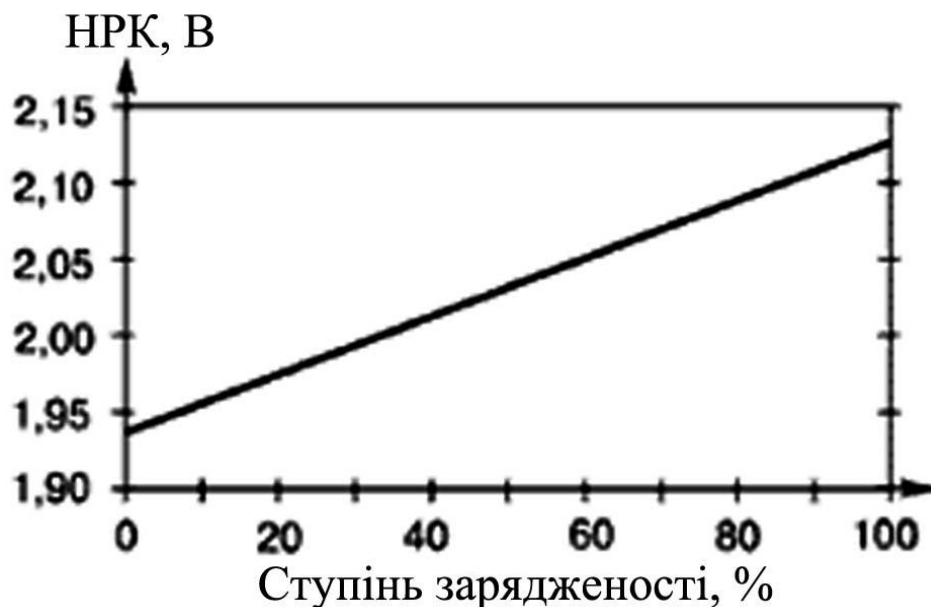


Рисунок 1.2 – Залежність напруги розімкненого кола свинцево-кислотного акумулятора від ступені зарядженості

За значенням напруги розімкненого кола можна судити про міру розряду свинцевого акумулятору.

Номінальною ємністю свинцево-кислотного акумулятору вважається ємність, яка отримана при розрядженні впродовж 20 годин, тобто струмом 0.05 від загальної ємності акумулятора. Ємність, що віддається акумулятором значно залежить від струму розрядження, який може досягати декілька

значень загальної ємності акумулятора. Розрядні характеристики при різних струмах навантаження надано на рис. 1.3.

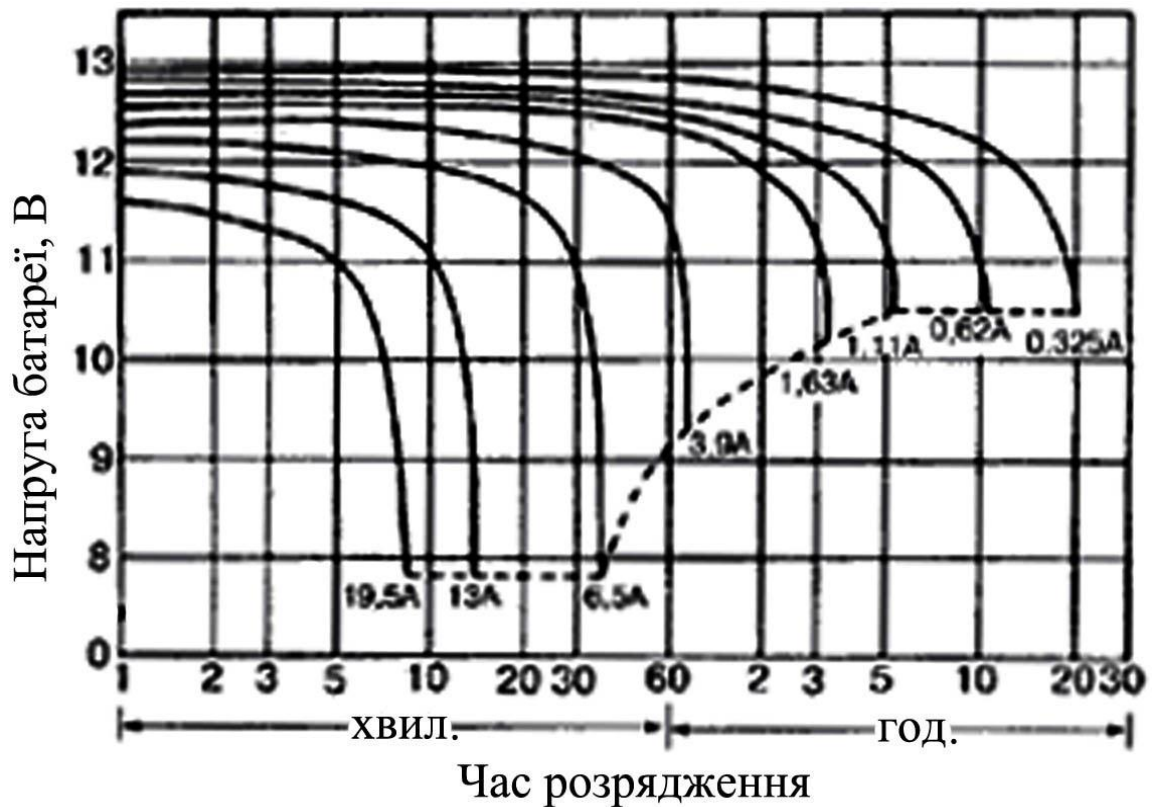
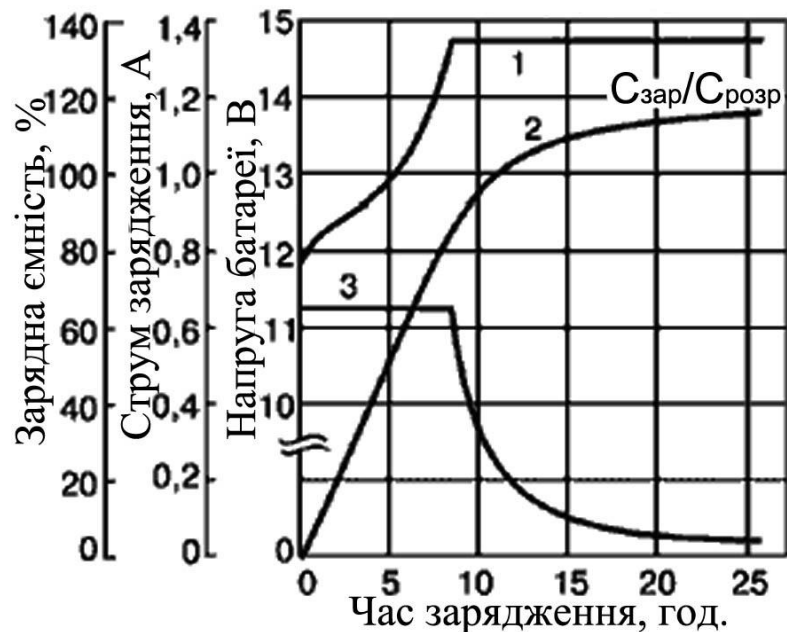


Рисунок 1.3 – Розрядні характеристики герметичної свинцево-кислотної акумуляторної батареї

З рисунку можна зробити висновок, що від струму розрядження залежить також і кінцева розряджувальна напруга свинцевого акумулятору. Заряд батареї повинен здійснюватися у режимі, при якому струм має сильно знижуватися щодо наближенні до кінця зарядження. Використовується декілька стратегій зарядження. Найбільш простий метод зарядження здійснюється постійною напругою 2.4...2.45 В (статичний режим). Зарядження вважається завершеним, якщо струм зарядження залишається незмінним у перебігу трьох годин.

Частіше застосовують комбінований режим, при якому початковий

струм обмежують, але після досягнення заданої напруги зарядження виконується при стабілізації напруги (рис. 1.4).



1 – напруга; 2 – зарядна ємність; 3 – струм зарядження.

Рисунок 1.4 – Зарядні криві герметичної свинцево-кислотної акумуляторної батареї при комбінованому режимі зарядження нормованим струмом 0.1 від загальної ємності та нормованою напругою 2.45 В

Зарядження виконується при постійному струмі 0.1 від загальної ємності на першому етапі та при постійній напрузі джерела струму на другому. Більшість виробників радять проводити зарядження акумуляторних батарей при постійній напрузі 2.4 В на акумулятор.

Прискорення процесу зарядження досягається при підвищенні струму на першій стадії заряду, але відповідно до порад виробників не більше ніж до 0.3 від загальної ємності. В кінці зарядження для більшої безпеки може бути застосовано ще один рівень зарядження – при зниженні напруги джерела

живлення до напруги підзарядження акумулятору 2.30...2.35 В.

Заряд акумуляторних батарей, які використовуються для роботи у буферному режимі проводиться як правило при нижчій напрузі 2.230...2.275 В.

Вказана напруга зарядження не вимагає зміни при заряді в деякому інтервалі температури (зазвичай від 5°C до 35°C). За межами вказаного температурного інтервалу потрібна компенсація впливу температури – підвищення напруги при знижених температурах та зниження при вищих.

Рекомендовану напругу в залежності від температури вказано на рис. 1.5.

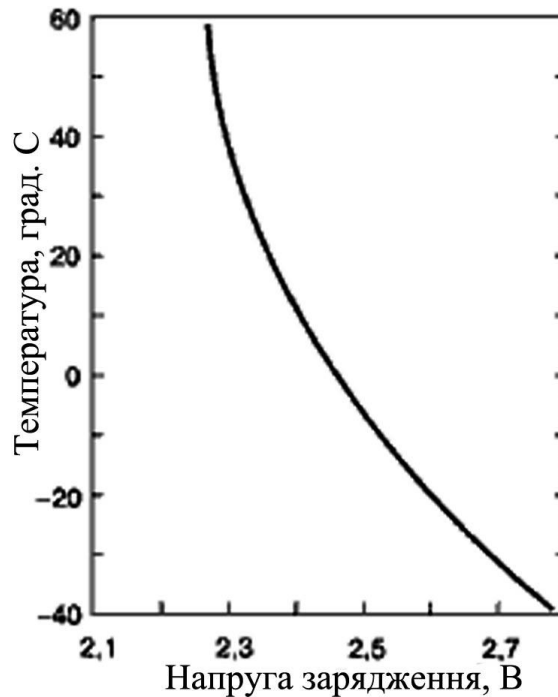


Рисунок 1.5 – Напруга зарядження, що рекомендується при різних температурах для герметичного свинцево-кислотного акумулятору

1.3 Нікель-кадмієві акумулятори (Ni-Cd)

Реагентами у нікель-кадмієвих акумуляторах служать гідроксид нікелю і кадмій, електролітом – хімічний розчин К-ОН, тому вони іменуються лужними акумуляторами. Існують три основні види нікель-кадмієвих акумуляторів:

- негерметичні із ламельними електродами (ламельні акумулятори);
- із спеченими електродами (безламельні акумулятори);
- герметичні.

Номінальна напруга герметичних акумуляторів Ni-Cd – 1.2 В.

Номінальний (стандартний) режим зарядження нікель-кадмієвого акумулятору виконується струмом 0.1 від загальної ємності протягом 16 годин.

Номінальний режим розрядження нікель-кадмієвого акумулятору – струмом 0.2 від загальної ємності до напруги 1.0 В [7].

Стандартний вигляд розрядних характеристик герметичних циліндрових нікель-кадмієвих акумуляторів при різних режимах показано на рис. 1.6.



Рисунок 1.6 – Розрядні характеристики нікель-кадмієвого акумулятора (Ni-Cd) при різних струмах розрядження

Працездатність акумуляторів також відображено у кривих залежностях розряджувальної ємності від температури та струмів навантаження (рис. 1.7 та 1.8).



Рисунок 1.7 – Розрядна характеристика нікель-кадмієвого акумулятору



Рисунок 1.8 – Розрядна характеристика нікель-кадмієвого акумулятору

1.4 Нікель-металогідридні акумулятори (Ni-MH)

Активним матеріалом негативного електроду є інтерметалід, який виконує функцію зворотної абсорбції водню, тобто фактично негативний електрод є водневим електродом, у якому відновлена форма водню знаходиться в абсорбованому стані. Розрядна крива Ni-MH акумулятору аналогічна кривій Ni-Cd акумулятору [6].

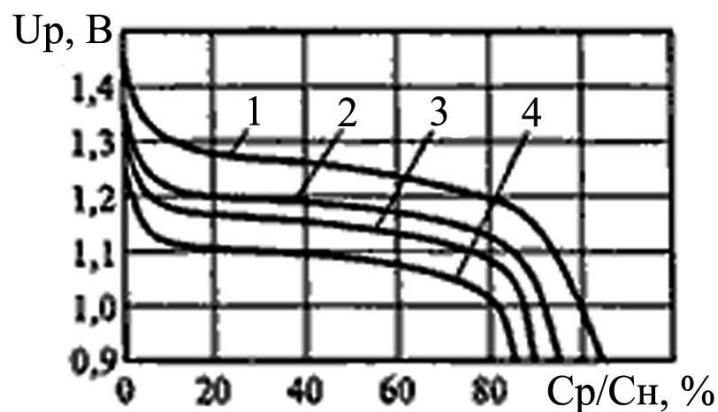
У таблиці 1.1 наведено порівняльні характеристики лужних акумуляторів.

Таблиця 1.1 – Порівняльні характеристики лужних акумуляторів

Параметри	Ni-Cd	Ni-H ₂	Ni-MH
Номінальна напруга, В	1.2	1.2	1.2
Струм розрядування, максимальний	10xC	–	4xC
Питома енергія:			
– Вт·г/кг	20...40	40...55	50...80
– Вт·г/л	60...120	60...80	100...270
Термін служби:			
– роки	1...5	2...7	1...5
– цикли	500...1000	2000...3000	500...2000

Саморозряд, %	20...30 (за 28 діб)	20...30 (за 1 добу)	20...40 (за 28 діб)
Робоча температура, °C	-50...+60	-20...+30	-40...+60

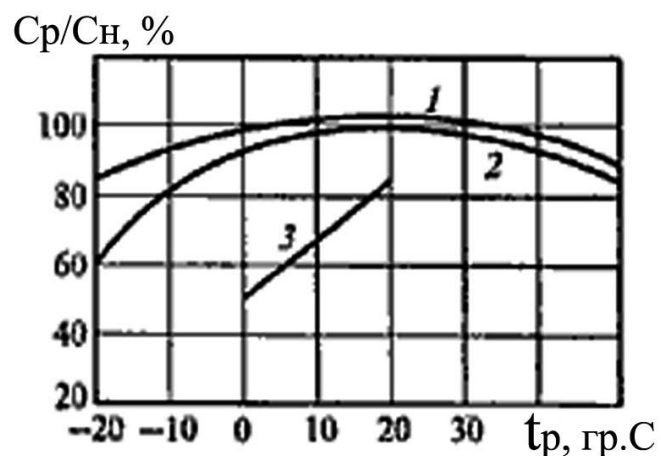
Напруга розрядження U_p при нормованому струмі розрядження I_p з 0.1 до 0.2 від номінальної ємності акумулятору при температурі 25°C дорівнює 1.20...1.25 В, а звичайна напруга у кінці розрядження дорівнює 1.00 В. Напруга зменшується із зростанням навантаження (рис. 1.9).



1 – $0.2 \times C$; 2 – $1.0 \times C$; 3 – $2.0 \times C$; 4 – $3.0 \times C$.

Рисунок 1.9 – Розрядні характеристики Ni-MH акумуляторів при температурі 20°C та різних нормованих струмах навантаження

З підвищенням навантаження (зменшення часу розрядження) та при зниженні температури ємність Ni-MH акумулятору зменшується (рис. 1.10).



1 – 0.2хС; 2 – 1.0хС; 3 – 3.0хС.

Рисунок 1.10 – Залежність розрядної ємності Ni-MH акумулятору від температури при різних струмах розрядження

Особливо впливає зниження температури на ємність при великих швидкостях розрядження та при температурах нижче 0°C .

Зарядження, як правило створюється струмом I_z на рівні 0.1 від номінальної ємності акумулятору впродовж 15 годин. Компенсаційне підзарядження створюють струмом I_z у діапазоні 0.01...0.03 від номінальної ємності акумулятору впродовж 30 годин і більше.

Прискорене (за 4...5 годин) та швидке (за 1 годину) зарядження можливе для Ni-MH акумуляторів, які мають високоактивні електроди. При таких зарядженнях процес контролюється за зміною температури ΔT та напруги ΔU , а також за іншим параметрами. Рекомендується також триступеневий спосіб зарядження – перший етап швидкого зарядження ($1.0 \times C$ та вище), заряд із швидкістю $0.1 \times C$ впродовж 0.5...1.0 години для завершального зарядження та зарядження із швидкістю $(0.05...0.02) \times C$ для підвищення якості компенсаційного підзарядження.

Зарядна напруга U_z при струмі I_z у діапазоні 0.3...1.0 від номінальної ємності акумулятору лежить у інтервалі 1.4...1.5 В. Унаслідок виділення кисню на позитивному електроді кількість електрики відданого при зарядженні (Q_z) більше розрядної ємності (C_p). При цьому віддача по ємності (100 % щодо C_p/Q_z) складає 75...80 % та 85...90 % відповідно для дискових та циліндрових Ni-MH акумуляторів.

Після проведення процесу швидкого зарядження акумуляторної батареї у зарядних пристроях передбачають перемикання на режим підзарядження нормованим струмом 0.1...0.2 від номінальної ємності акумулятору впродовж певного часу [8].

1.5 Літій-іонні акумулятори (Li-Ion)

У якості мінусового електроду застосовується вуглецевий матеріал, який зворотно поглинає іони літію. Активним матеріалом позитивного

електроду зазвичай служить оксид кобальту, який також зворотно поглинає іони літію. Електролітом є розчин солі літію у неводному апротонному розчиннику.

Сучасні Li-Ion акумулятори мають високі питомі характеристики: 100...180 Вт·г/кг та 250...400 Вт·г/л. Робоча напруга складає 3.5...3.7 В.

Якщо декілька років тому розробники вважали досяжною ємність Li-Ion акумуляторів не вище за декілька ампер-годин, то зараз більшість причин, що обмежують збільшення ємності здолана та багато виробників стали випускати акумулятори ємністю у сотні ампер-годин.

Сучасні малогабаритні акумулятори працездатні при струмах розрядження до 2.0 від номінальної ємності акумулятору, потужні – до 10...20 від номінальної ємності акумулятору. Інтервал робочих температур – від -20°C до $+60^{\circ}\text{C}$.

Саморозряд Li-Ion акумуляторів складає 4...6 % за перший місяць, надалі істотно менше – за 12 місяців акумулятори втрачають 10...20 % запасеної ємності. Втрати ємності у Li-Ion акумуляторів у декілька разів менше ніж у нікель-кадмієвих акумуляторів, як при 20°C так і при 40°C . Ресурс 500...1000 циклів.

Li-Ion акумулятори заряджають у комбінованому режимі – спочатку при постійному струмі (у діапазоні 0.2...1.0 від номінальної ємності акумулятору) до напруги 4.1...4.2 В (залежно від рекомендацій виробника), надалі при постійній напрузі. Перша стадія зарядження може тривати близько 40 хвилин, друга стадія довша. Швидше зарядження може бути досягнуто при імпульсному режимі.

При зарядженні Li-Ion акумуляторних батарей струмом 1.0 від номінальної ємності акумулятору час зарядження складає 2...3 години. Батарея Li-Ion досягає стану повного зарядження коли напруга на ній стає рівною напрузі відсічення, а струм при цьому значно зменшується та складає приблизно 3 % від початкового струму зарядження (рис. 1.11).

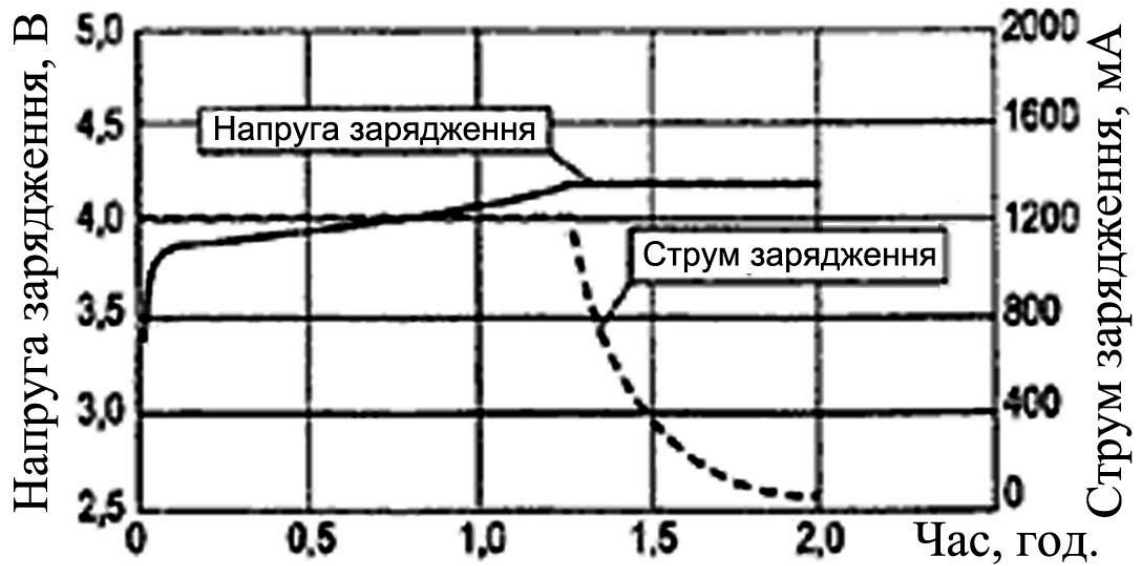


Рисунок 1.11 – Залежність напруги та струму від часу при зарядженні Li-Ion акумулятору

На рис. 1.11 надано типовий графік зарядження одного з типів Li-Ion акумуляторів, але на рис. 1.12 зображено процес зарядження детальніше.

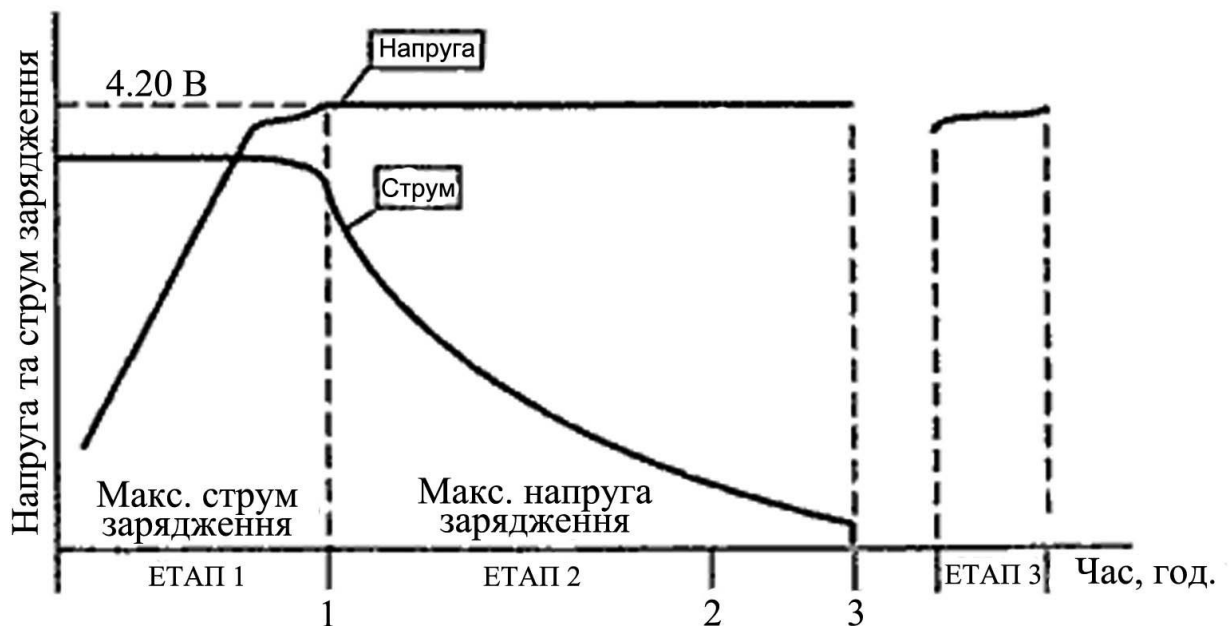


Рисунок 1.12 – Поетапна залежність напруги та струму від часу

при зарядженні Li-Ion акумулятору

При підвищенні струму зарядження Li-Ion батареї, час зарядження значимо не скорочується. Хоча при вищому струмі зарядження напруга на батареї наростає швидше, етап заряджання після завершення першого етапу циклу зарядження продовжується довше.

У деяких типах зарядних пристроїв для зарядження літій-іонної акумуляторної батареї потрібно 1 година або менше. У таких зарядних пристроях етап 2 виключено та батарея переходить до стану готовності відразу після закінчення етапу 1. У цій точці Li-Ion батарею буде заряджено приблизно на 70 % але після цього можливе додаткове заряджання.

Етап 1 – крізь акумулятор протікає максимально допустимий струм зарядження, доки напруга на ньому не досягне порогового значення.

Етап 2 – максимальна напруга на акумуляторі досягнута, струм зарядження поступово знижується до тих пір, доки він повністю не заряджатиме. Момент завершення зарядження настане у момент зниження струму заряду до значення 3 % від початкового.

Етап 3 – періодичне компенсуюче зарядження, що проводиться при зберіганні акумулятору через кожних 500 годин зберігання.

Етап струмового заряджання для Li-Ion акумуляторів непридатне через те, що вони не можуть поглинати енергію при перезаряді. Більш того, струмове заряджання може викликати металізацію літію, що спровокує роботу акумулятора нестабільною. Навпаки, коротке заряджання постійним струмом здатне компенсувати невеликий саморозряд Li-Ion батареї та компенсувати втрати енергії, які викликані роботою її пристрою захисту. Залежно від типу зарядного пристрою та міри саморозряду Li-Ion батареї подібне заряджання може бути проведено через кожних 500 годин або 20 днів. Зазвичай її слід здійснювати при зниженні напруги холостого ходу до 4.05 В/елемент та припиняти при досягненні 4.20 В/елемент.

1.6 Літій-полімерні акумулятори (Li-Pol)

У літій-полімерних акумуляторах анодом служить вуглецевий матеріал, у якому зворотно поглинаються іони літію. Активними матеріалами позитивних електродів є оксиди ванадію, кобальту або марганцю. Електролітом є або розчин солі літію в неводних апротонних розчинниках закритий у мікропористу полімерну матрицю або полімер (поліакрилонітрил, поліметилметакрилат, полівінілхлорид або інші), пластифікований розчином солі літію у апротонному розчиннику (полімерний для гелю електроліт). У порівнянні з літій-іонними акумуляторами, літій-полімерні акумулятори мають вищі питому енергію, більший ресурс та кращу безпеку. Застосовуються для живлення портативних електронних пристроїв.

Процес заряду літій-полімерних акумуляторних батарей подібний до заряду літій-іонних акумуляторних батарей. Літій-полімерні батареї з електролітом гелію найчастіше класифікують як літій-іонні, і їх процеси зарядження аналогічні.

У даний час велика частина літій-іонних акумуляторів комерційного призначення насправді є літій-полімерними акумуляторами з гелієвим електролітом, і літій-полімерні батареї з сухим електролітом поступово будуть ними витиснені.

2 СХЕМОТЕХНІКА ЗАРЯДНИХ ПРИСТРОЇВ

2.1 Класифікація джерел живлення для зарядних пристроїв

До кожного зарядного пристрою входить джерело живлення (ДЖ), яке забезпечує енергією коло навантаження. Усі ДЖ розділяються на дві групи:

- а) джерела первинного електроживлення;
- б) джерела вторинного електроживлення.

Радіоелектронна апаратура (РЕА) може мати у своєму складі:

- ДЖ групи I;
- ДЖ групи II;
- ДЖ груп I та II одночасно.

До джерел первинного електроживлення групи I відносяться:

- а) хімічні джерела струму (гальванічні елементи, батареї і акумулятори);
- б) термобатареї;
- в) термоелектронні перетворювачі;
- г) фотоелектричні перетворювачі (сонячні батареї);
- д) паливні елементи;
- ж) біохімічні джерела струму;
- к) атомні елементи;
- л) електромашинні генератори.

Джерела вторинного електроживлення є функціональними вузлами РЕА або цілісними пристроями, що використовують енергію, яка отримується від системи електропостачання чи джерела первинного електроживлення та призначені для організації вторинного електроживлення [4].

Джерела вторинного електроживлення класифікують за наступними параметрами:

а) за типом живлячого кола:

- ДЖ, що використовують електричну енергію, яка отримується від однофазної мережі змінного струму;
- ДЖ, що використовують електричну енергію, яка отримується від трифазної мережі змінного струму;
- ДЖ, що використовують електричну енергію автономного джерела постійного струму;

б) за напругою на навантаженні:

- ДЖ низької напруги (до 100 В);
- ДЖ середньої напруги (від 100 до 1000 В);
- ДЖ високої напруги (понад 1000 В);

в) за потужністю навантаження:

- ДЖ малої потужності (до 100 Вт);
- ДЖ середньої потужності (від 100 до 1000 Вт);
- ДЖ великої потужності (понад 1000 Вт);

г) за типом струму навантаження:

- ДЖ з виходом на змінному струмі;
- ДЖ з виходом на постійному струмі;
- ДЖ з виходом на змінному та постійному струмі;

д) за числом виходів:

- одноканальні ДЖ, що мають один вихід постійного або змінного струму;

- багатоканальні ДЖ, що мають два або більше виходів;

ж) за стабільністю напруги на навантаженні:

- стабілізовані ДЖ;
- нестабілізовані ДЖ.

Стабілізовані джерела живлення мають у своєму складі, принаймні, один стабілізатор напруги (струму) та можуть бути класифіковані:

- за характером стабілізації напруги:
 - а) ДЖ з безперервним регулюванням;
 - б) ДЖ з імпульсним регулюванням;
- за характером зворотнього зв'язку:
 - а) параметричні;
 - б) компенсаційні;
 - в) комбіновані;
- за точністю стабілізації вихідної напруги:
 - а) ДЖ з низькою стабільністю вихідної напруги (сумарна нестабільність вихідної напруги більше 2...5 %);
 - б) ДЖ з середньою стабільністю вихідної напруги (сумарна нестабільність не більше 0.5...2 %);
 - в) ДЖ з високою стабільністю вихідної напруги (сумарна нестабільність не перевищує 0.1...0.5 %);
 - г) прецизійні ДЖ (сумарна нестабільність менше 0.1 %).

До вторинних джерел живлення (вторинним елементам) прийнято відносити також акумулятори, хоча розділення ХДС на первинні та вторинні лише умовно (акумулятори можуть використовуватися і для однократного розрядження).

Відповідно до ТЗ необхідно обрати вторинне ДЖ, яке має наступні характеристики:

- використовувати електричну енергію, що отримується від однофазної мережі змінного струму;
- призначене для використання низької напруги на навантаженні (до 100 В);
- містити один вихід постійного струму із імпульсною стабілізацією за напругою (середньою стабільністю 0.5...2 %);
- повинно мати імпульсне регулювання струму та комбінований зворотній зв'язок.

2.2 Імпульсні та лінійні джерела живлення

Стабілізовані ДЖ за характером стабілізації напруги розділяються на джерела з безперервним (лінійним) та імпульсним регулюванням. Аналогічно, що будь-які (стабілізовані або нестабілізовані) ДЖ прийнято розділяти на лінійні та імпульсні.

У лінійних ДЖ змінна напруга живлячої мережі перетворюється трансформатором, надалі випрямляється, потім піддається низькочастотній фільтрації та на виході стабілізується (рис. 2.1).

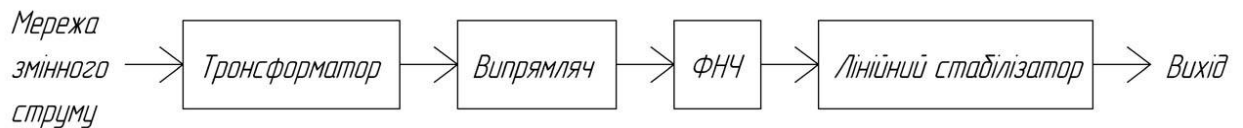


Рисунок 2.1 – Структурна схема лінійного стабілізованого ДЖ

У нестабілізованих ДЖ навантаження підключається безпосередньо до виходу фільтру низької частоти. У стабілізаторах лінійних ДЖ здійснюється безперервне регулювання – послідовно або паралельно із навантаженням включається регулюючий елемент (транзистор), якій керований сигналом зворотнього зв'язку, за рахунок чого вихідна напруга підтримується на постійному рівні [9].

Відмінна особливість лінійних стабілізаторів напруги полягає в тому, що їх вихідна напруга завжди нижче нестабілізованої вхідної напруги. Сам стабілізатор безперервно розсіює потужність за формулою:

$$P_{роз} = I_{вих} \cdot (U_{вх} - U_{вих}), \quad (2.1)$$

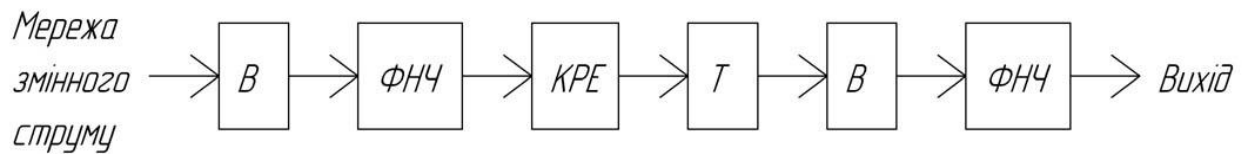
де $I_{вих}$ – вихідний струм (струм навантаження);

$U_{вх}$ – вхідна напруга;

$U_{вих}$ – вихідна напруга.

Окрім цього вихідна напруга $U_{вих}$ завжди має однакову полярність із вхідною напругою $U_{вх}$.

Імпульсні ДЖ безпосередньо випрямляють і фільтрують напругу живлячої мережі змінного струму без використання первинного силового трансформатора, який для частоти 50Гц має великі вагу та габарити. Випрямлений та фільтрований постійний струм комутується потужним електронним ключем, а потім перетворюється високочастотним трансформатором, надалі випрямляється та фільтрується (рис. 2.2).



В – випрямляч;

ФНЧ – фільтр низької частоти;

КРЕ – ключовий регулюючий елемент;

Т – імпульсний трансформатор.

Рисунок 2.2 – Спрощена структурна схема імпульсного джерела живлення

Електронний ключ керується спеціальним сигналом, що формується схемою керування. У пристрої може бути зворотний зв'язок за напругою, завдяки якому стабілізується вихідна напруга (керуючий сигнал формується залежно від різниці напруги вихідного та опорного). За високої частоти перемикання (від 20 кГц та вище), трансформатори і конденсатори фільтрів мають набагато менші розміри ніж їх низькочастотні (50 Гц) еквіваленти.

Якістю імпульсних ДЖ є високий ККД – 60...98 % (ККД лінійних ДЖ, як правило, не перевищує 40...60 %).

Для постачання енергією устаткувань застосовуються три типи імпульсних електронних пристроїв, які використовуються як ДЖ:

а) перетворювач – змінний струм / постійний струм (AC-DC конвертор);

б) перетворювач – постійний струм / постійний струм (DC-DC конвертор);

в) перетворювач – постійний струм / змінний струм (DC-AC перетворювач або інвертор).

Кожен тип пристроїв має власні певні сфери застосування. Імпульсні стабілізатори (DC-DC конвертори), на відміну від аналогічних лінійних пристроїв можуть:

- забезпечувати вихідну напругу, яка перевищує за величиною вхідну напругу;

- інвертувати вхідну напругу (полярність вихідної напруги стає протилежній полярності вхідної напруги).

Конвертори DC-DC використовують принцип дії імпульсних ДЖ, але застосовуються для того, щоб перетворювати одну постійну напругу до іншої, зазвичай добре стабілізовану. Такі перетворювачі використовуються переважно там, де РЕА повинна працювати від хімічного джерела струму або іншого автономного джерела постійного струму.

Інтегральні конвертори DC-DC широко використовуються для перетворення та розподілу постійної напруги живлення, яка поступає до системи від мережного ДЖ або від батарей.

Інше поширене використання для DC-DC конверторів – це перетворення напруги батареї (1.5, 3.0, 4.5, 9, 12, 24 В) до напруги іншого номіналу. При цьому вихідна напруга може залишатися досить стабільною при значних коливаннях напруги батареї. Наприклад, напруга автомобільної акумуляторної батареї 12 В у процесі роботи може змінюватися у межах від 6 до 15 В.

Порівняння імпульсних і лінійних ДЖ показало, що лінійні ДЖ мають багато достоїнств, таких як простота, малі рівні пульсацій вихідної напруги та шуму, відмінні значення стабільності за напругою та струмом, малий час відновлення нормативного рівня вихідної напруги після стрибкоподібної зміни струму навантаження. Головними їх недоліками, що обмежують їх використання є низький ККД, значні маса та габарити [10].

Імпульсні ДЖ знаходять широке використання головним чином завдяки їх значно великій питомій потужності та великій ефективності. Важливою якістю імпульсних ДЖ є великий час утримання, тобто час, впродовж якого вихідна напруга ДЖ залишається у допустимих межах при зникненні вхідної напруги. Особливої актуальності це набуває в цифрових обчислювачах та комп'ютерах [11].

Узагальнені результати порівняння лінійних та імпульсних ДЖ наведено у таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Порівняння імпульсних та лінійних ДЖ

Параметр (можливість)	Лінійне ДЖ	Імпульсне ДЖ
ККД	40...60 %	60...98 %
Середня питома потужність	30 Вт/дм ³	130...150 Вт/дм ³
Нестабільність за вихідною напругою	0.02...0.05 %	0.05...1.00 %
Нестабільність за струмом навантаження	0.02...0.10 %	0.1...1.0 %
Пульсації вихідної напруги	0.5...2.0 мВ	25...100 мВ
Час відновлення	50 мкс	300 мкс
Час утримання	2 мс	30...35 мс
Можливість інвертування (зміни полярності) вихідної напруги	немає	є

Можливість збільшення вихідної напруги у DC-DC перетворювачах	немає	є
---	-------	---

Згідно аналізу лінійних і імпульсних ДЖ найкращим вибором у даному випадку буде імпульсне ДЖ завдяки низки викладених вище переваг, що задовольняє вимогам ТЗ.

2.3 Вибір системи керування

У якості системи керування найкращим вибором буде мікроконтролер, який буде надавати високі можливості при малих розмірах та низькому енергоспоживанні, маючи при цьому високу швидкість обробки даних.

Сучасні мікроконтролери досягли такого рівня інтеграції, що є універсальними мікросхемами, які містять усі основні елементи мікропроцесорної системи: пам'ять, порти введення/виведення, систему переривань, таймери та багато іншого. Єдині елементи, які ще доки залишаються за межами мікросхеми – це кварцовий резонатор і декілька елементів, які призначені для початкового рестарту при включенні живлення. Сучасна тенденція розвитку мікропроцесорної техніки направлена на те, що і ці зовнішні елементи все частіше вбудовуються всередину мікроконтролера. Таким чином, мікроконтролер є самодостатньою системою. Прості завдання він може вирішувати без додаткових зовнішніх елементів (не рахуючи декількох описаних вище навісних елементів, передбачених його типовою схемою включення). На ринку вже з'явилися прості мікропроцесорні пристрої, які зібрані всього на одній мікросхемі мікроконтролера. Проте, у більшості випадків для вирішення практичних завдань без підключення зовнішніх елементів не обійтися. До мікроконтролеру необхідно підключати зовнішні датчики, кнопки керування, різні виконуючі та індикаторні пристрої. Усі ці пристрої прийнято називати периферійними. В більшості

випадків процес конструювання мікропроцесорної системи зводиться до розробки периферійних пристроїв.

На даний момент фірма «Atmel» (США) є одним із визнаних лідерів у сфері виробництва широкого спектру мікроконтролерів. Починаючи з середини 90-х років фірма «Atmel» почала активно розвивати новий напрям у своїй діяльності – виробництво високопродуктивних 8-розрядних RISC-мікроконтролерів для вбудованих застосувань, об'єднаних загальною назвою ATmega. За останні роки мікроконтролери придбали велику популярність, залучаючи розробників досить вигідним співвідношенням показників «ціна/швидкість/енергоспоживання», зручними режимами програмування, доступністю програмно-апаратних засобів підтримки та широкою номенклатурою кристалів, що випускаються.

Мікроконтролери цієї серії є зручним інструментом для створення сучасних високопродуктивних і економічних вбудованих контролерів багатоцільового призначення. Зокрема, вони використовуються в автомобільній електроніці, побутовій техніці, мережних картах та материнських платах комп'ютерів, у мобільних телефонах нового покоління і так далі.

У складі сімейства є мікроконтролери з різним поєднанням периферійних вузлів, різними об'ємами вбудованої пам'яті та різною кількістю виводів. Це дає розробникові можливість обрати саме те, що йому потрібне та не переплачувати за невживані вузли. При цьому всі мікроконтролери сімейства підтримують декілька режимів зниженого енергоспоживання, мають блок переривань, вартовий таймер та допускають програмування безпосередньо в готовому пристрої через послідовний інтерфейс [12].

У якості системи керування пристроєм обґрунтовано вибір мікроконтролеру сімейства ATmega16.

3 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ПРИСТРОЮ

Згідно розділу 2 було обрано імпульсне ДЖ із застосуванням мікроконтролерного керування. У відповідності до цього розділу необхідно розробити структурну схему проєктованого зарядного пристрою. Розробку структурної схеми зарядного пристрою розділяють на два етапи проєктування. В даному випадку на першому етапі проєктується імпульсне джерело живлення, а на другому – схема мікроконтролерного керування.

3.1 Огляд схеми типового імпульсного джерела живлення

Структурні схеми імпульсних джерел живлення складаються із випрямляча напруги мережі живлення (ВНМЖ) та низькочастотного вхідного фільтру (Ф), надалі містяться елементи, які характерні для імпульсного джерела живлення на основі широтно-імпульсної модуляції – задаючий генератор (ЗГ), формувач пилоподібної напруги (ФПН), широтно-імпульсний модулятор (ШІМ), підсилювач сигналу розгалуження (ПСР), компаратор (К), джерело опорної напруги (ДОН), імпульсний перетворювач (ІП), імпульсний трансформатор (ІТ), випрямляч імпульсної напруги (ВІН) (рис. 3.1).

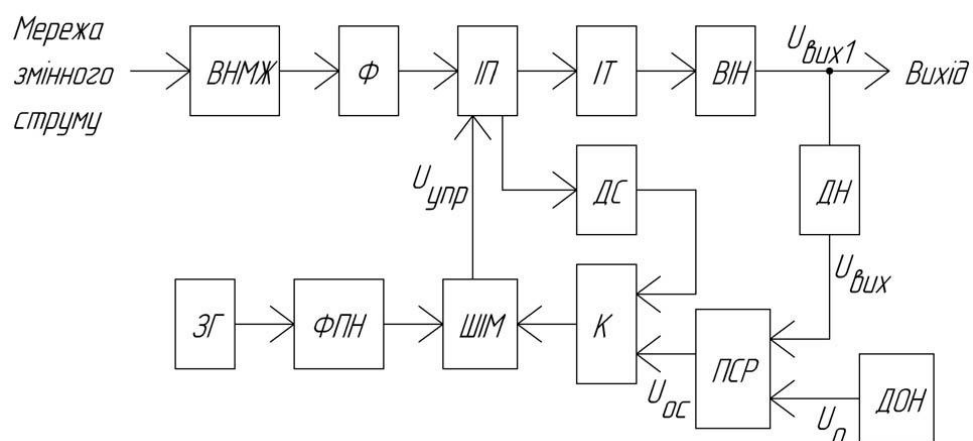
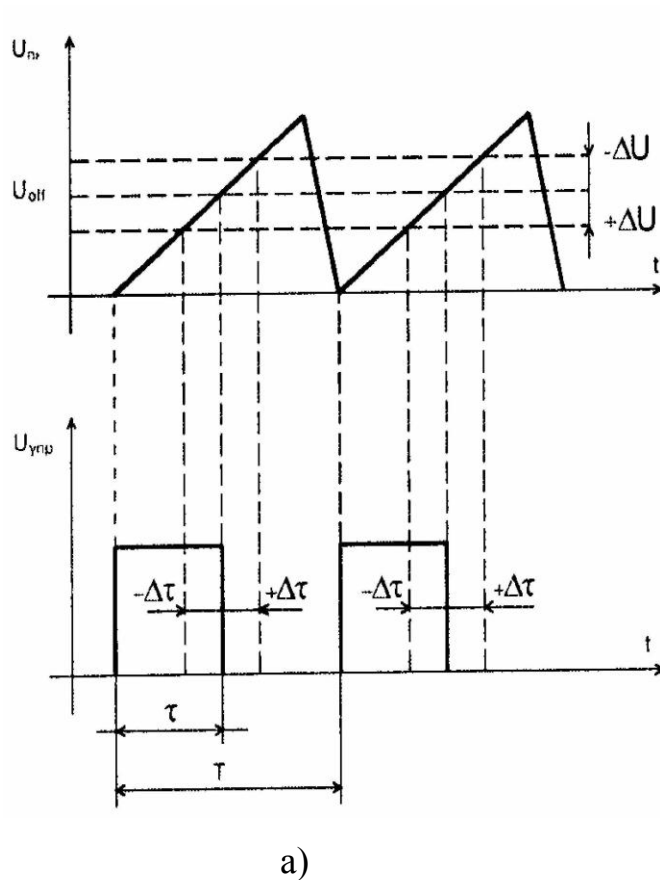


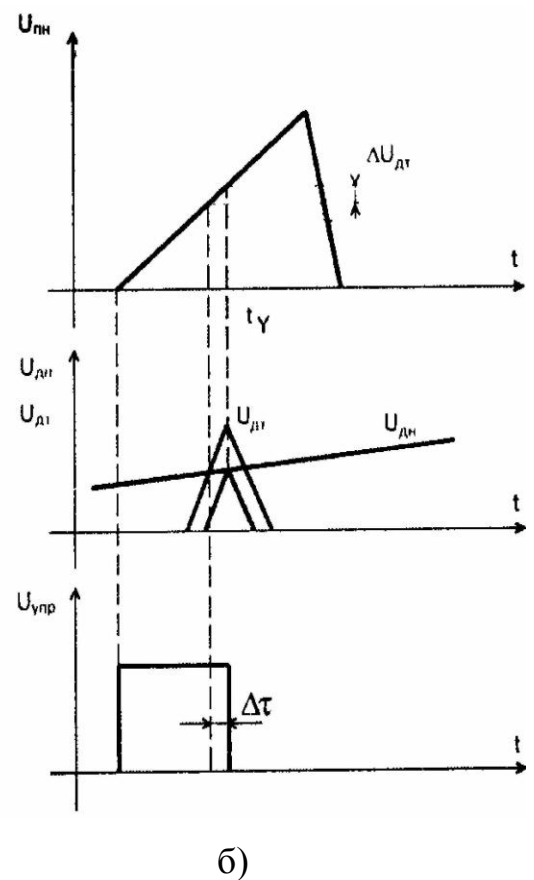
Рисунок 3.1 – Структурна схема типового імпульсного ДЖ

На вхід імпульсного перетворювача (ІП) поступають сигнали керування прямокутної форми із частотою задаючого генератора (ЗГ), тривалість яких залежить від величини навантаження та зміни вхідної напруги мережі. Момент появи керуючого сигналу (передній фронт) визначається початком імпульсу задаючого генератора [13].

Тривалість керуючого імпульсу визначається за допомогою датчика струму (ДС) моменту досягнення максимальним сигналом порогового рівня, який визначається виходом підсилювача сигналу розгалуження (ПСР). За відсутності відхилення параметрів вихідної та вхідної напруги від номінальних значень, тривалість керуючих сигналів відповідає певній тривалості τ (рис. 3.2 а).



часова діаграма, що пояснює
принцип керування за напругою



часова діаграма, що пояснює
принцип струмового керування

ПОМИЛКИ

Рисунок 3.2 – Часові діаграми ІДЖ

На рис. 3.2 а) наведено вплив відхилення напруги у навантаженні на тривалість керуючого імпульсу та фіксованому значенні сигналу датчика струму (ДС). На рис. 3.2 можна відмітити, що при відхиленні вихідної напруги від номінального значення на величину ΔU , коло зворотнього зв'язку змінює тривалість керуючого сигналу на величину $\Delta \tau$. Напруга U_{33} на виході підсилювача зворотного зв'язку (ПЗР) визначається порівнянням вихідної напруги з датчику зворотнього зв'язку $U_{вих}$ та опорної напруги U_0 :

$$U_{33} = U_0 - U'_{вих}. \quad (3.1)$$

Зменшення вихідної напруги $U_{вих}$ приводить до збільшення U_0 , а це призведе до збільшення тривалості керуючого імпульсу τ (рис. 3.2 а). Отже, вихідна напруга збільшується, оскільки:

$$U_{вих} = n U_n \tau / T, \quad (3.2)$$

де n – коефіцієнт трансформації імпульсного трансформатору.

Надалі необхідно розглянути роботу кола керування за Un сигналом датчику струму при несподіваному збільшенні струму стоку I_c . При цьому в імпульсному трансформаторі відбувається накопичення додаткової енергії, яка призводить до пропорційного збільшення вихідної напруги. Проте, збільшення падіння напруги на датчику струму (ДС) призводить до того, що досягнення порогового рівня відбувається за часом раніше моменту t_u , відповідного задньому фронту керуючого сигналу, що у свою чергу призводить до зменшення його тривалості τ (рис. 3.2 б), що відповідно

компенсує можливе збільшення вихідної напруги. Як видно з принципу роботи, керування за струмом носить випереджаючий характер.

Одним з важливих завдань ДЖ є обмеження струму зарядження вхідного конденсатору низькочастотного фільтру у зв'язку з тим, що режим запуску перетворювача близький до режиму короткого замикання. При цьому, зарядний струм конденсатора при підключенні його безпосередньо до мережі може досягати декількох десятків-сотень ампер. У даному випадку існує дві небезпеки, одна з яких полягає у виході із ладу діодів низькочастотного випрямляча, а друга – знос електричних фольгових конденсаторів вхідного низькочастотного фільтру при протіканні великих струмів через обкладинки.

Для усунення небажаних ефектів зарядження вхідного конденсатору низькочастотного фільтру є використання терморезисторів (із від'ємним ТКС), що включаються послідовно до кола зарядження конденсатора. Принцип обмеження струму заснований на нелінійних характеристиках цих елементів. Терморезистор має значний опір у «холодному» стані, але після проходження пікового зарядного струму резистор розігрівається та його опір стає у 20...50 раз менше. У номінальному режимі роботи опір залишається низьким. Переваги цієї схеми обмеження – простота та надійність [14].

Конструктивно джерело живлення, зазвичай, включає два самостійні джерела – основне та допоміжне. Основне функціонує та забезпечує роботу кола навантаження у повністю включеному стані, а допоміжне (малопотужне) працює у режимі енергозбереження. Увімкнення даного режиму організовується сигналами керування режимами. У джерелі живлення може бути використано коректор потужності.

3.2 Розробка структурної схеми імпульсного джерела живлення

До зарядного пристрою надаються вимоги, які безпосередньо впливають на склад структурної схеми. По-перше, пристрій повинен

виробляти стабілізовану напругу заданого рівня, по-друге, забезпечувати надійний захист.

Проектований пристрій повинен мати систему захисту, яка організовується за допомогою схеми мережного захисту, схеми контролю напруги мережі живлення, схеми захисту щодо перевищення вихідної напруги та схеми контролю температури силових ключів. За допомогою мережного захисту забезпечується обмеження пускового струму та виконується захист від великих струмів обумовлених виходом із ладу самого ДЖ. Контроль мережної напруги, її значення, відображення помилки на індикаторі, яка викликана напругами мережі живлення менше ніж $U_{\sim \min} = 180V$ та більше $U_{\sim \max} = 240V$, що призводить до відключення пристрою виконується за допомогою схеми контролю мережі живлення. Схема захисту щодо перевищення вихідної напруги пристрою передає сигнал помилки, коли вихідна напруга стає більшою за зазначене значення та ШІМ-контролер виконує підстроювання вихідної напруги. Контролювання температури силових ключів виконується вентилятором, який регулює теплообмін повітрям за допомогою схеми контролю температури силових ключів.

Захист від радіоперешкод, шумів мережі живлення та проектного пристрою виконується за допомогою мережного фільтру. На рис. 3.3 наведено графіки напруги та струму для первинного джерела живлення.

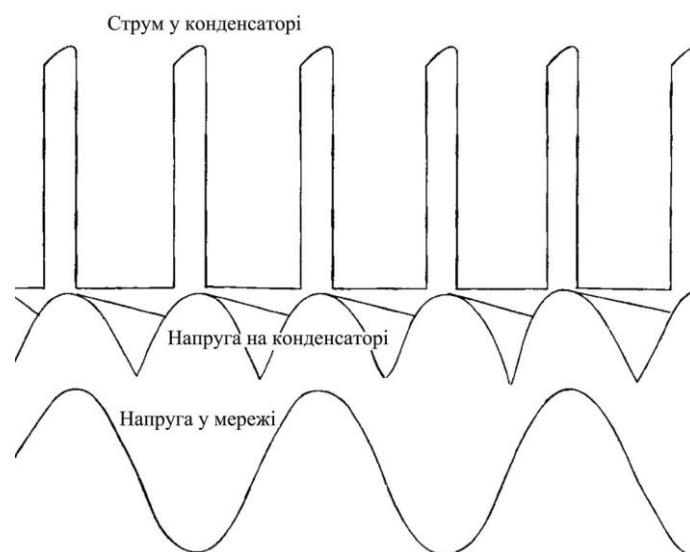


Рисунок 3.3 – Графік мережної напруги, струму та напруги конденсатора

Нижній графік (рис. 3.3) відноситься до вхідної напруги, середній відображає абсолютне значення вхідної напруги та напругу на конденсаторі, а на верхньому графіку зображено вхідний струм. Час наростання та час спаду струму в конденсаторі дуже малі. Струм у конденсаторі є по суті дуже коротким прямокутним імпульсом. Такий сигнал має гармоніки, що тягнуться до 5 МГц і вище. Сплески струму при комутації ключа в перетворювачі постійної напруги чинять шуми на частоті комутації та її гармоніках, і ці шуми присутні також на вході випрямляча. Навіть малопотужні джерела живлення чинять значний шум, який створює перешкоди радіо і телебаченню. Імпульсні джерела живлення та комп'ютери на початку 1980-х стали створювати такі проблеми, але федеральна комісія зв'язку США (FCC) розробила норму, що стосується випромінювання устаткуванням цифрового радіошуму. Пізніше вона змінила свої норми, привівши їх у відповідність з нормами електромагнітної сумісності Європейського співтовариства [15].

Необхідно розробити фільтр, який зможе подавити як синфазні, так і диференціальні перешкоди. Диференціальні перешкоди проникають до шини живлення в результаті дії безпосередньо сполучених з нею імпульсних кіл. Синфазні перешкоди виникають із-за наявності паразитних елементів конструкції, наприклад, межвиткової ємності розділового трансформатора, дроселя або паразитного магнітного зв'язку.

Для забезпечення енергією керуючих схем, пристроєм у ІДЖ зробимо додаткове джерело живлення, яке забезпечить роботу ШІМ-контролера, драйвер силових ключів, схему контролю температури силових ключів та реле розрядження та зарядження – електричною енергією, напругою +13 В.

Схему керування пристроєм – мікроконтролерний блок забезпечимо джерелом напруги +5 В, котрий також розміщено у додатковому джерелі живлення.

Реалізовану структурну схему відображено на рис. 3.4.

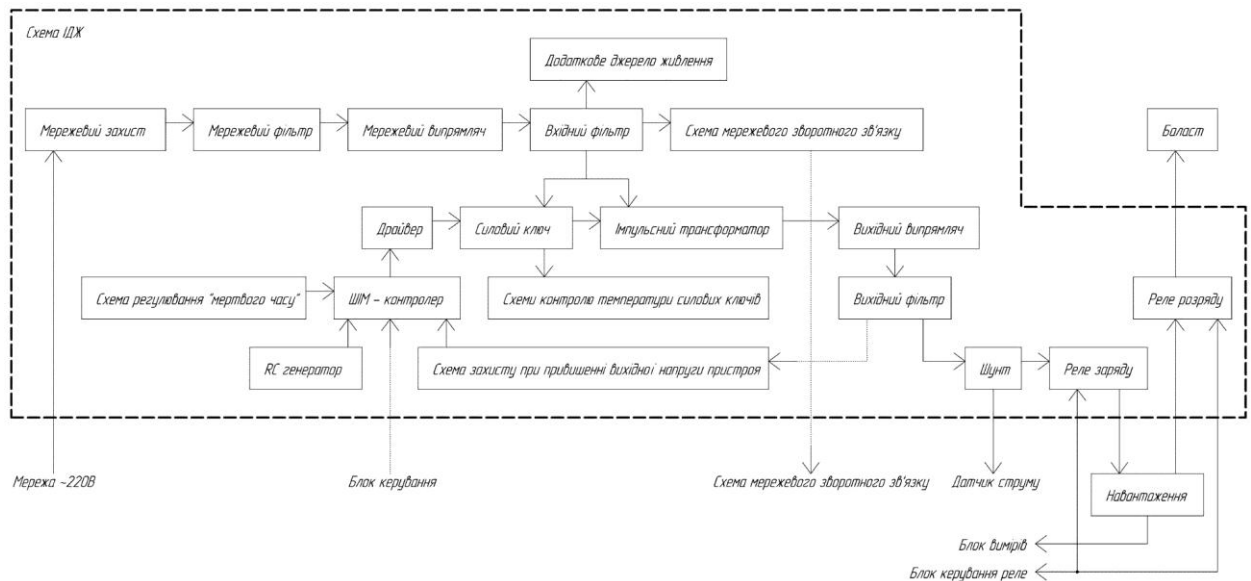


Рисунок 3.4 – Структурна схема ІДЖ

3.3 Розробка структурної схеми блоку керування пристроєм

Від коректної розробки структурної схеми блоку керування залежать функціональні можливості зарядного пристрою, його режимні функції, здатність програмно аналізувати електричний стан акумуляторної батареї. Тому процес керування ДЖ буде здійснюватись за допомогою мікроконтролеру до якого буде під'єднано блок індикації, що буде відображати процес зарядження-розрядження та режим саморозряду, а також буде відображати дійсне значення напруги на акумуляторі.

Переключення режимів роботи зарядного пристрою організується за допомогою блоку керування пристроєм.

Кола зворотнього зв'язку датчика мережної напруги підключено за допомогою підсилювача напруги. Шунтом буде контролюватися напруга зарядження та струм навантаження.

Для вимірів напруги акумулятора, його саморозряду, створюється схему виміру напруги акумуляторної батареї.

Відключення та підключення акумулятору до зарядження або розрядження крізь баласт здійснюється за допомогою схеми керування реле зарядження та розрядження.

Звукову сигналізацію початку зарядження/розрядження або зупинки процесу зарядження/розрядження, помилки та завершення програми виконує схема звукової сигналізації.

Блок генерації задає тактову частоту роботи МК та задає частоту роботи системного годинника.

Структурну схему блоку керування наведено на рис. 3.5.

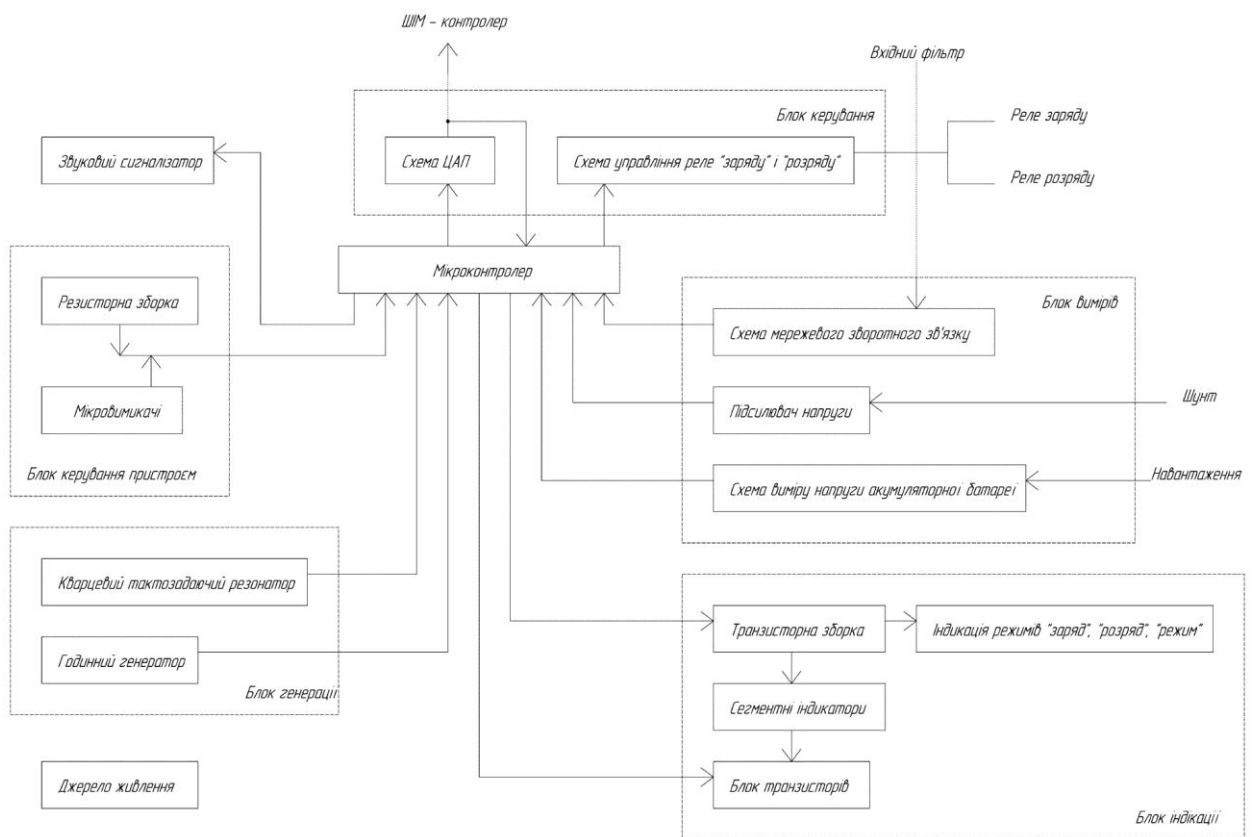


Рисунок 3.5 – Структурна схема блоку керування

Керування ШІМ-контролером здійснює схема ЦАП за допомогою мікроконтролера, що подає прямокутні імпульси на схему ЦАП, яка перетворює їх на аналоговий сигнал, котрий подається на ШІМ-контролер.

Значення аналогового сигналу аналізується мікроконтролером за допомогою вбудованого до нього АЦП, що виключає можливість помилкового керування пристроєм заряду.

3.4 Структурна схема зарядного пристрою

Відповідно до попередніх пунктів розробки структурної схеми ІДЖ та розробки структурної схеми блоку керування пристроєм складається загальна структурна схема зарядного пристрою (рис. 3.6).

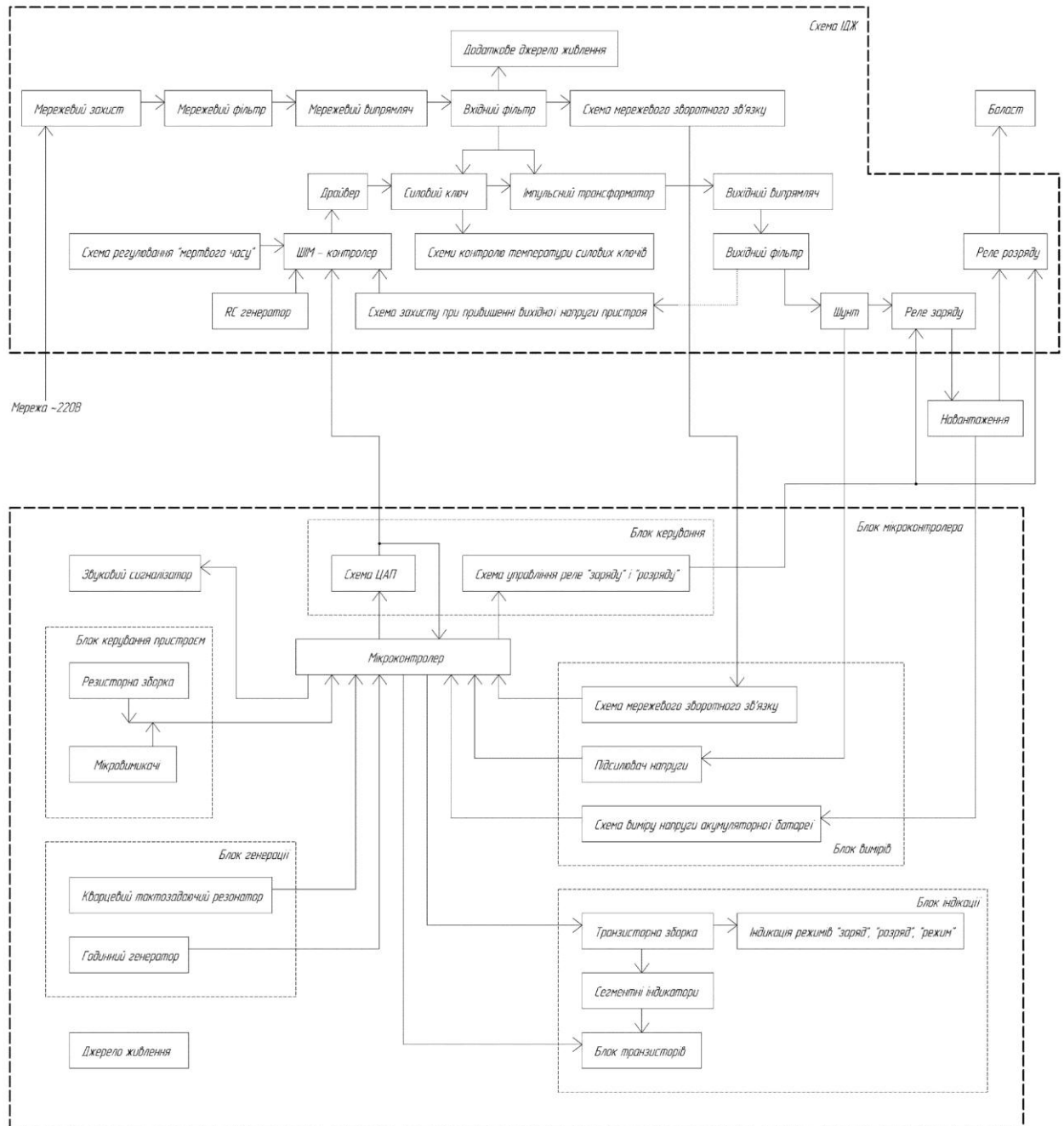


Рисунок 3.6 – Структурна схема зарядного пристрою

3.5 Розрахунок структурної схеми

До розробленої структурної схеми виконується розрахунок первинних електричних параметрів зарядного пристрою.

Коефіцієнт корисної дії:

$$\eta = \frac{P_H}{P_0}, \quad (3.3)$$

де P_H – корисна потужність навантаження, $P_H = 3\text{кВт}$;

P_0 – потужність споживання від мережі живлення $\sim 220\text{ В}$.

Відповідно до таблиці 1.1, ККД імпульсних джерел живлення досягає $\eta = 60 \dots 98\%$.

Потужність споживання від мережі живлення дорівнює:

$$P_0 = \frac{P_H}{\eta}, \quad (3.4)$$

$$P_0 = \frac{3000}{0,95} = 3.157\text{кВт}.$$

У ТЗ задано робочу номінальну мережну вхідну змінну напругу $U_{\sim} = 220\text{В}$, максимальну $U_{\sim \max} = 240\text{В}$ та мінімальну $U_{\sim \min} = 180\text{В}$ при якій пристрій повинен працювати відповідно до заданих ТЗ параметрів.

Розраховується номінальна вхідна постійна напруга:

$$U_{\text{вх}} = \sqrt{2} \cdot U_{\sim}, \quad (3.5)$$

$$U_{\text{ex}} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311 \text{ В}.$$

Визначається максимальна вхідна постійна напруга:

$$U_{\text{ex max}} = \sqrt{2} \cdot U_{\sim \text{max}}, \quad (3.6)$$

$$U_{\text{ex max}} = \sqrt{2} \cdot 240 = 339 \text{ В}.$$

Обчислюється мінімальна вхідна постійна напруга:

$$U_{\text{ex min}} = \sqrt{2} \cdot U_{\sim \text{min}}, \quad (3.7)$$

$$U_{\text{ex min}} = \sqrt{2} \cdot 180 = 254 \text{ В}.$$

Розраховується максимальний струм у вхідному мережному колі:

$$I_{\text{ex} \sim} = \frac{P_0}{U_{\sim}}, \quad (3.8)$$

$$I_{\text{ex} \sim} = \frac{3157}{220} = 14.3 \text{ А}.$$

Обчислюється максимальний струм у вхідному колі:

$$I_{ex} = \frac{P_0}{U_{ex}}, \quad (3.9)$$

$$I_{ex} = \frac{3157}{311} = 10.15A.$$

Визначається максимальний струм при максимальній вихідній напрузі:

$$I_{вих} = \frac{P_H}{U_{вих\max}}, \quad (3.10)$$

$$I_{вих} = \frac{3000}{65} = 46.1A.$$

Розраховується максимальна напруга при струмі $I_{вих\max} = 100A$:

$$U_{вих} = \frac{P_H}{I_{вих\max}}, \quad (3.11)$$

$$U_{вих} = \frac{3000}{100} = 30B.$$

4 ВИБІР ЕЛЕМЕНТНОЇ БАЗИ

У якості базових електрорадіоелементів зарядних пристроїв використовуються:

- а) напівпровідникові діоди, стабілітрони і стабістори, тиристори, транзистори;
- б) трансформатори і дроселі (низькочастотні, імпульсні та високочастотні);
- в) конденсатори (в основному оксидні, такі, що мають велику питому ємність);
- г) лінійні інтегральні мікросхеми (операційні підсилювачі, інтегратори, транзисторні зборки, підсилювачі низької частоти);
- д) інтегральні стабілізатори напруги і струму (лінійні та імпульсні);
- ж) інтегральні мікросхеми, що входять до складу імпульсних ІДЖ (АС-DC та DC-DC конвертори, одноктактні і двотактні ШІМ-контролери, коректори коефіцієнта потужності, спеціалізовані схеми керування імпульсними джерелами вторинного електроживлення);
- к) елементи (пристрої) індикації (світлодіоди, аналогові і цифрові сегментні індикатори);
- л) запобіжники (плавкі, біметалічні, електронні);
- м) мікроконтролерні та мікропроцесорні схеми (Atmel AVR, PIC та інші) [16, 17].

Сучасна тенденція розвитку ДЖ така, що вони будуються в основному із застосуванням інтегральних мікросхем, а доля дискретних активних елементів у них постійно зменшується [16].

Для даного випадку обирається мікроконтролер типу ATmega16 фірми «Atmel», що відрізняється багаторежимними функціями, які використовуються щодо зарядження різних типів акумуляторів. Цей мікроконтролер є 8-бітним, призначеним для використання у вбудованих

системах. Виготовляється за малоспоживаній КМДН-технології, яка в поєднанні із вдосконаленою RISC-архітектурою дозволяє досягти найкращого співвідношення ціна/швидкість/енергоспоживання (додаток Б). Мікроконтролери сімейства Mega є найбільш розвиненими представниками мікроконтролерів AVR загального застосування [18].

До особливостей мікроконтролера AVR типу ATmega16 відносять:

- FLASH-пам'ять програм об'ємом від 16 Кбайт (число циклів стирання/записування не менше 10000);
- оперативна пам'ять (статичний ОЗП) об'ємом від 1 Кбайт;
- пам'ять даних на основі EEPROM об'ємом від 512 байт (число циклів стирання/записування не менше 100000);
- можливість захисту від зчитування та модифікації пам'яті програм та даних;
- можливість програмування безпосередньо у системі через послідовні інтерфейси SPI та JTAG;
- можливість самопрограмування;
- можливість внутрішньосхемного відлагоджування відповідно до стандарту IEEE1149.1 (JTAG), а також наявність власного однопровідникового інтерфейсу внутрішньосхемного відлагоджування debugWire1);
- можливість синхронізації різними способами: вбудований RC-генератор із внутрішнім або зовнішнім часозадаючим RC-колом, вбудований генератор із зовнішнім кварцовим або п'єзокерамічним резонатором, зовнішній сигнал синхронізації;
- наявність декількох режимів зниженого енергоспоживання;
- наявність детектора зниженої напруги живлення (Brown-Out DETECTOR-BOD);
- можливість програмного зниження частоти тактового генератору.

Основні характеристики процесору мікроконтролера ATmega16:

- повністю статична архітектура, мінімальна тактова частота дорівнює нулю;
- арифметико-логічний пристрій (АЛП) підключений безпосередньо до регістрів загального призначення C2;
- більшість команд виконуються за один період тактового сигналу;
- векторна система переривань, підтримка черги переривань;
- велике число джерел переривань (до 45 внутрішніх та до 32 зовнішніх);
- наявність апаратного помножувача.

Підсистема введення/виведення мікроконтролерів AVR сімейства Mega має наступні особливості:

- програмна конфігурація та вибір портів введення/виведення;
- порти можуть бути запрограмовані як вхідні або як вихідні незалежно один від одного;
- вхідні буфери із тригером Шмідта на всіх портах;
- можливість повного відключення цифрового порту введення/виведення від фізичного порту мікросхеми;
- на всіх портах є внутрішні, що індивідуально відключаються підтягуючі резистори опором 20...50 кОм.

Мікроконтролер ATmega16 має багатий набір периферійних пристроїв (ПП):

- два 8-бітних таймера/лічильника, один з яких може працювати в якості годинника реального часу (у асинхронному режимі);
- один 16-бітний таймер/лічильник;
- вартовий таймер;
- одноканальний генератор 8-бітного ШІМ-сигналу (один з режимів роботи 8-бітних таймерів/лічильників);
- аналоговий компаратор;

- багатоканальний 10-бітний АЦП послідовного наближення, що має як несиметричні, так і диференціальні входи;
- послідовний синхронний інтерфейс SPI;
- послідовний двохпровідниковий інтерфейс TWI (повний аналог інтерфейсу I²C);
- один повнодуплексний універсальний синхронний/асинхронний приймач-передавач (USART);
- універсальний послідовний інтерфейс USI, який може використовуватися як інтерфейс SPI або I²C. Крім того, USI може використовуватися як напівдуплексний UART або 4/12-бітний лічильник.

У якості ШІМ-контролера обирається мікросхема TL494, основні технічні характеристики якої наведено у додатку А. Вона використовується у ІДЖ та має ряд переваг та особливостей [17]:

- повний набір функцій ШІМ-керування;
- вихідний впадаючий або витікаючий струм кожного виходу 200 мА;
- можлива робота в двотактному або однотактному режимі;
- вбудовано схему придушення здвоєних імпульсів;
- широкий діапазон регулювання;
- вихідна опорна напруга $5\text{ В} \pm 0.5\%$;
- простота організації синхронізації [19].

5 ВИМОГИ ДО ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ

Першою сходинкою розробки програмного забезпечення для мікроконтролерів відбувається виключно на тій або іншій мові асемблера, орієнтованій на конкретний пристрій. По суті, такі мови були символьними мнемоніками відповідних машинних код, а переклад мнемоніки у машинний код виконувався транслятором. Проте головний недолік асемблерних мов полягає в тому, що кожен з них прив'язано до конкретного типу пристроїв та логіки їх роботи. Крім того, асемблер складний в освоєнні, що вимагає досить великих зусиль для його вивчення, які, до того ж, виявляються витраченими даремно, якщо згодом потрібно буде перейти на використання мікроконтролерів інших виробників [20].

Мова C, будучи мовою високого рівня, позбавлена подібних недоліків і може використовуватися для програмування будь-якого мікропроцесора або мікроконтролера, для якого є компілятор з мови C. У мові C усі низькоріневі операції, що виконуються комп'ютерами, представлені у вигляді абстрактних конструкцій, що дозволяють розробникам зосередитися на програмуванні однієї лише логіки, не піклуючись про машинний код. Вивчивши мову C, можна легко переходити від одного сімейства мікроконтролерів до іншого, витрачаючи значно менше часу на розробку.

Тому для розробки програмного забезпечення буде доцільно використовувати мову C.

Розглянемо два безкоштовні програмні пакети, які рекомендовано використовувати для створення програм для мікроконтролерів AVR:

- а) компілятор WinARV;
- б) середовище відлагоджування програм AVRStudio 4 від компанії Atmel.

До основних засобів, що входять до складу цих пакетів належать:

– WinARV – компілятор, який є набором інструментальних засобів, призначених для програмування RISC-мікроконтролерів сімейства AVR на мові C. У комплект постачання входить компілятор GNU GCC для мов C та C++;

– Programmers Notepad – безкоштовна програма від SourceForge, що входить до комплекту постачання компілятора WinARV, вона використовуватиметься для розробки програм;

– AVRStudio – середовище, створене компанією Atmel (поширюється безкоштовно), яке використовується для завантаження створених програм до програматора, а також емуляції виконання програм на тому або іншому мікроконтролері.

Інтерфейс програм простий і зрозумілий, розроблений для будь-якого застосування у Windows операційних системах [21].

Програмування мікроконтролера ATmega16 виконується відповідно щодо підключеної до нього периферії, тому програмування розділяється на програмування портів вхідних ліній та на програмування вихідних ліній.

Необхідно запрограмувати наступні порти вхідними:

– ports PB2 – PB7, до яких підключено тактові кнопки SB1 – SB6, за допомогою котрих здійснюється керування пристроєм;

– port PA0, який має АЦП, на нього подається аналоговий сигнал, який відображує значення мережної напруги 220 В та її зміну;

– port PA1 має АЦП та отримує значення напруги з акумуляторної батареї, контролює її мінімальну напругу розрядження та максимальну напругу зарядження;

– port PA2 теж має АЦП, контролює струм заряду акумуляторної батареї;

– port PA4 контролює напругу ЦАП;

– port PB1 отримує сигнал від часового генератору.

Необхідно запрограмувати наступні порти вихідними:

- ports PD0 – PD1, PD3 – PD7, PC6 – PC7 подають інформаційний плюсовий сингал на цифрові сегментні індикатори;
- ports PC0 – PC5 подають мінусовий сингал на цифрові сегментні індикатори;
- port PA3 увімкнено до кола ЦАП, що керує ШІМ-контролером;
- port PA5 подає сигнал на світлодіоди зарядження та розрядження;
- port PA6 подає сигнал на світлодіод режиму;
- port PA7 керує реле процесу зарядження;
- port PB0 керує реле процесу розрядження;
- port PD2 подає сигнал керування на звуковий сигналізатор.

6 ЕЛЕКТРИЧНИЙ РОЗРАХУНОК ОСНОВНИХ ВУЗЛІВ

6.1 Розрахунок схеми мережного захисту

Застосовується запобіжник, запобіжники здатні захистити ДЖ та підключене до нього навантаження від сильних струмів, поява яких можлива при виході з ладу як самого ДЖ так і навантаження. Використовуються плавкі вставки (одноразові), біметалічні та електронні (багаторазові).

Однією з найпоширеніших несправностей ДЖ є пробій конденсатора фільтру. При цьому струм у первинній обмотці трансформатора може досягти десятків ампер (замість закладеного в нормальному режимі).

Найбільшого поширення набули плавкі вставки. Доцільно обирати запобіжник на струм, що перевищує номінальний приблизно на 30...50 %. Це пов'язано, по-перше, з періодично виникаючими кидками струмів перехідних процесів при включенні (заряд конденсатора фільтру), по-друге, із «втомою» запобіжника [22].

У якості захисту застосовується плавкий запобіжник за захистом від кидків критичного струму та терморезистор, як обмежувач пускового струму.

Схема вхідного кола із запобіжниками наведена на рис. 6.1.

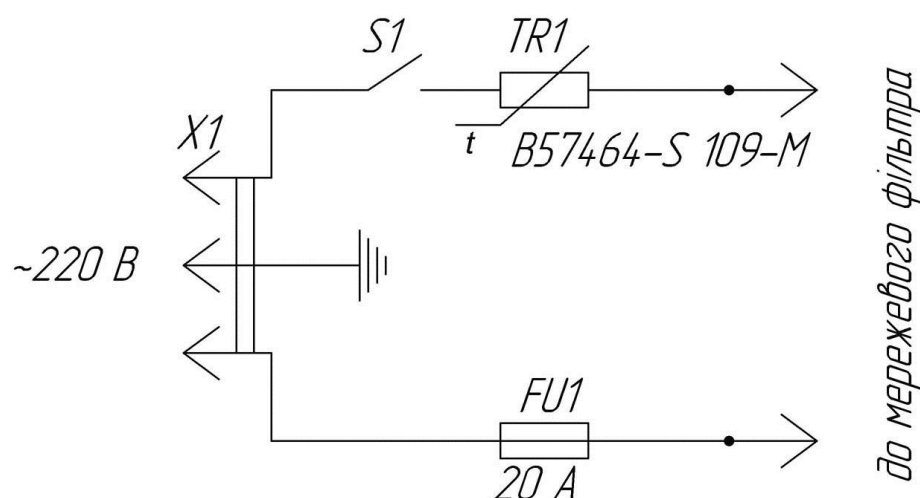


Рисунок 6.1 – Вхідне коло пристрою

Розрахуємо струм спрацювання плавкого запобіжника:

$$I_{FU} = 1.4 \cdot I_{ex\sim}, \quad (6.1)$$

$$I_{FU} = 1.4 \cdot 14.3 = 20A.$$

Знайдемо потужність при якій спрацює запобіжник:

$$P_{FU} = I_{FU} \cdot U_{\sim}, \quad (6.2)$$

$$P_{FU} = 20 \cdot 220 = 4.4 \text{ кВт}.$$

Потужність при котрій спрацює запобіжник P_{FU} більша ніж потужність споживання P_0 від мережі живлення $P_{FU} > P_0$, що свідчить на користь вірно обраного запобіжника.

Оберемо плавкий запобіжник [22] зі струмом спрацювання 20 А, типу AUB(20A)/500В.

Обмежувачем пускового струму оберемо термістор типу В57464-S 109-М, 20 А/1 Ом, NTC, який задовольняє виразу $I_{TR} \geq I_{FU} = 20A$.

6.2 Розрахунки входних фільтрів

У якості мережного фільтру використано фільтр синфазних перешкод.

У фільтрі синфазних перешкод обмотки L знаходяться у фазі, але змінні струми, що протікають крізь обмотки знаходяться не у фазі. В результаті для тих сигналів, які збігаються або протилежні по фазі на двох лініях електроживлення, синфазний потік усередині сердечника

врівноважується (рис. 6.2).

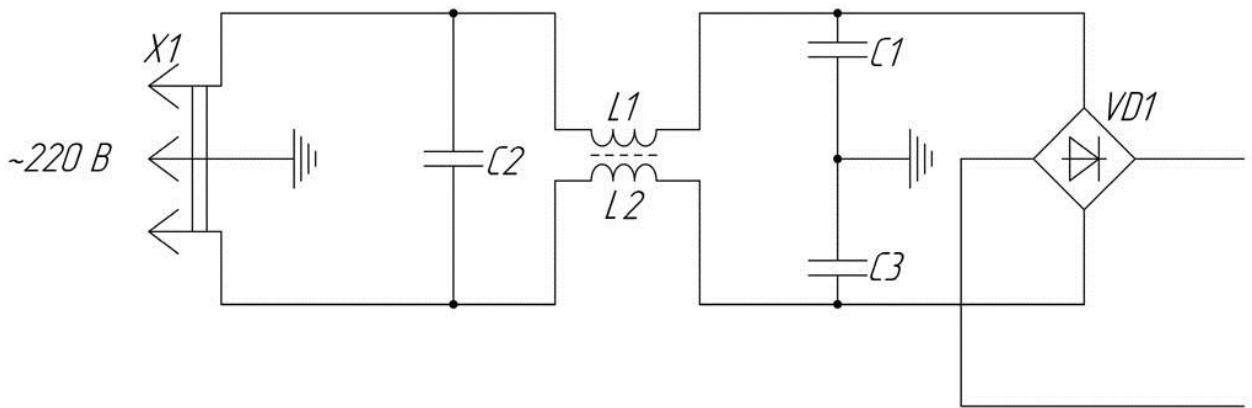


Рисунок 6.2 – Схема мережного фільтру

Проблема розробки фільтру синфазних перешкод полягає в тому, що при високих частотах (коли потрібна фільтрація), ідеальні характеристики компонентів спотворюються із-за паразитних елементів. Основним паразитним елементом є міжвиткова ємність самого трансформатора. Це невелика ємність, яка існує між усіма обмотками, де різниця напруги (В/віток) між витками має характер поведінки подібно до конденсатора. Цей конденсатор при високій частоті діє як шунт довкола обмотки та дозволяє високочастотному змінному струму протікати в обхід обмоток. Частота, при якій це явище стає проблемою вище за частоту авторезонансу обмотки [23].

Між індуктивністю самої обмотки і цією розподіленою міжвитковою ємністю формується коливальний контур. Вище за точку авторезонансу вплив ємності стає більше індуктивності, що потім знижує рівень загасання при високих частотах. Для зменшення цього ефекту використаємо конденсатор C2.

Конденсатори C1 та C3 зменшують шум ВЧ наводок та частоти роботи силових ключів, а також фільтрують паразитні завади на землю.

Для розрахунку фільтрів використовують функції Баттерворта, Чебишева, Бесселя та Кауера. Зробимо розрахунок фільтру за допомогою

функції Баттерворта [24].

Апроксимація АЧХ за Баттервортом описується співвідношенням:

$$|G(f)|^2 = \frac{1}{(1 + f^{2 \cdot n})}, \quad (6.3)$$

де f – поточна частота, що нормується до частоти зрізу $f_{CP} = 5\kappa\Gamma\omega$;

n – кількість ланок у фільтрі.

Кількість ланок визначається за формулою:

$$n = \frac{\frac{L(f)}{\lg(10 \frac{10}{-1})}}{2 \cdot \lg f}, \quad (6.4)$$

де $L(f)$ – потрібне згасання, $L(f) = 24\delta B$.

При апроксимації за Баттервортом:

$$g_0 = g_{n+1} = 1, \quad (6.5)$$

$$g_k = 2 \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right]; \quad k = 1, 2, 3, \dots, n. \quad (6.6)$$

Оберемо схему включення відповідно до рис. 6.3.

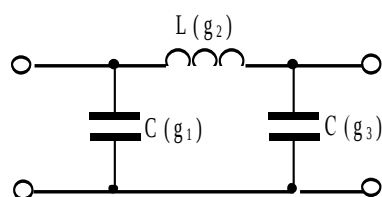


Рисунок 6.3 – Схема фільтру

Ємність та індуктивність розраховується за формулами:

$$C = \frac{g_1}{R_H \cdot \omega_{cp}}, \quad (6.7)$$

$$L = \frac{g_2 \cdot R_H}{\omega_{cp}}, \quad (6.8)$$

де ω_{cp} – циклічна частота, $\omega_{cp} = 2 \cdot \pi \cdot f_{CP} = 31.4 \text{ кГц}$;

R_H – опір навантаження мережного фільтру.

Опір навантаження фільтру дорівнює:

$$R_H = \frac{P_0}{I_{вх}^2}, \quad (6.9)$$

$$R_H = \frac{3157}{10.15^2} = 32 \text{ Ом}.$$

Визначимо кількість ланок [24]:

$$n = \frac{\frac{24}{\lg(10^{10} - 1)}}{2 \cdot \lg\left(\frac{5000}{50}\right)} = 0.6.$$

Оберемо дійсну кількість ланок $n = (5 \dots 10) \cdot 0.6 = 5$, обумовлену технічною реалізацією схеми стосовно номіналів елементів.

Розрахуємо значення g_n :

$$g_1 = 2 \sin \left[\frac{(2 \cdot 1 - 1)\pi}{2 \cdot 1} \right] = 0.618;$$

$$g_2 = 2 \sin \left[\frac{(2 \cdot 2 - 1)\pi}{2 \cdot 2} \right] = 1.618;$$

$$g_3 = 2 \sin \left[\frac{(2 \cdot 3 - 1)\pi}{2 \cdot 3} \right] = 2;$$

$$g_4 = 2 \sin \left[\frac{(2 \cdot 4 - 1)\pi}{2 \cdot 4} \right] = 1.618;$$

$$g_5 = 2 \sin \left[\frac{(2 \cdot 5 - 1)\pi}{2 \cdot 5} \right] = 0.618.$$

Розрахуємо ємність та індуктивність фільтру відповідно до рівнянь (6.7) та (6.8):

$$C_1 = \frac{g_1}{R_H \cdot \omega_{cp}} = \frac{0.618}{32 \cdot 31400} = 0.6 \text{ мкФ};$$

$$L_1 = \frac{g_2 \cdot R_H}{\omega_{cp}} = \frac{1.618 \cdot 32}{31400} = 1.6 \text{ мГн};$$

$$C_2 = \frac{g_3}{R_H \cdot \omega_{cp}} = \frac{2}{32 \cdot 31400} = 1.9 \text{ мкФ};$$

$$L_2 = \frac{g_4 \cdot R_H}{\omega_{cp}} = \frac{1.618 \cdot 32}{31400} = 1.6 \text{ мГн};$$

$$C_3 = \frac{g_5}{R_H \cdot \omega_{cp}} = \frac{0.618}{32 \cdot 31400} = 0.6 \text{ мкФ}.$$

Індуктивність кожної обмотки дроселя повинна дорівнювати $L \geq 2 \text{ мГн}$.

З допустимого ряду номінальних значень оберемо конденсатори С1 та С3 типу К73-17 0.68 мкФ 630 В $\pm 10\%$, С2 типу К73-17 1.5 мкФ 630 В 5 %.

Для вибору випрямляча необхідно знати струм вхідного ланцюга $I_{\text{вх}}$ та прикладену до нього напругу $U_{\text{вх}}$ (рис. 6.4) та виходячи з цього обчислити елемент.

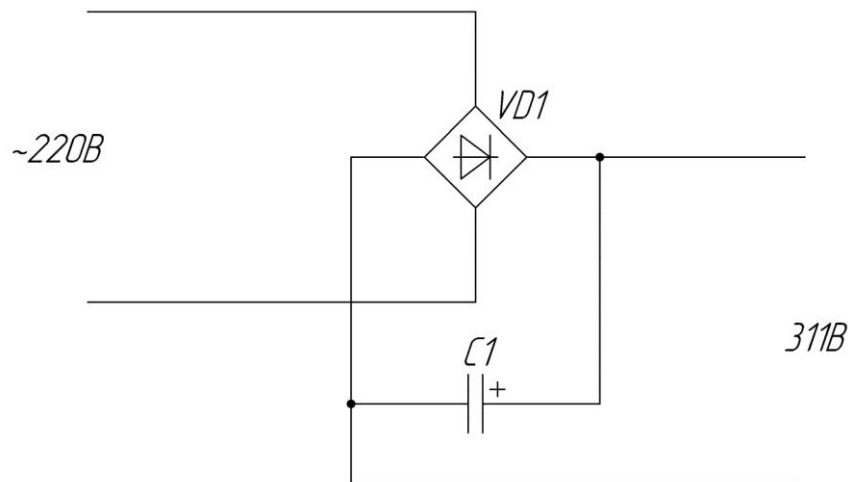


Рисунок 6.4 – Схема вхідного кола

Обчислюємо значення струмів для випрямляча:

$$I_{VD} = (1.3 \dots 1.5) \cdot I_{\text{вх}}, \quad (6.10)$$

де I_{ex} – номінальний струм у вхідному колі, $I_{ex\sim} = 14.3A$.

$$I_{VD} = 1.5 \cdot 14.3 = 21.4A.$$

Максимальна напруга випрямляча дорівнює:

$$U_{VD} = (1.3...1.5) \cdot U_{ex}, \quad (6.11)$$

де U_{ex} – номінальна вхідна постійна напруга, $U_{ex} = 311B$.

$$U_{VD} = 1.3 \cdot 311 = 404B.$$

Виберемо діодний мост KBPC2506 з максимальним струмом навантаження $I_{VD} = 25A$, максимальною вхідною напругою $U_{VD} = 420B$.

У якості фільтра мережного випрямляча за мостовою схемою розрахуємо конденсатор (рис. 6.4), ємність котрого дорівнює [9]:

$$C_{\phi} = \frac{1}{2 \cdot \omega \cdot R_n} \cdot \frac{100}{K_{Pex}}, \quad (6.12)$$

де ω – циклічна частота;

R_n – мінімальний опір навантаження кола імпульсного трансформатору;

K_{Pex} – коефіцієнтів пульсацій вихідної напруги.

Визначимо циклічну частоту:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f, \quad (6.13)$$

де f – частота мережі, $f = 50 \text{Гц}$.

Циклічна частота дорівнює:

$$\omega = 2 \cdot 3.14 \cdot 50 = 314 \frac{\text{рад}}{\text{с}}.$$

Знайдемо коефіцієнтів пульсацій вихідної напруги:

$$K_{\text{Пвх}} = 4 \cdot K_{\text{П}}, \quad (6.14)$$

де $K_{\text{П}}$ – коефіцієнтів пульсацій напруги на навантаженні, $K_{\text{П}} = 0.5$,

$$K_{\text{Пвх}} = 4 \cdot 0.5 = 2.$$

Розрахуємо мінімальний опір навантаження:

$$R_{\text{н}} = \frac{U_{\text{вх}}^2}{P}, \quad (6.15)$$

де P – максимальна потужність навантаження, $P = 3 \text{кВт}$;

$U_{\text{вх}}$ – номінальна вхідна постійна напруга, $U_{\text{вх}} = 311 \text{В}$.

Отримаємо:

$$R_{\text{н}} = \frac{311^2}{3000} = 32 \text{Ом}.$$

Розрахуємо ємність фільтра:

$$C_{\phi} = \frac{1}{2 \cdot 314 \cdot 32} \cdot \frac{100}{2} = 2488 \text{ мкФ}.$$

Виберемо конденсатор з напругою більше ніж $U_{\text{вх}} = 311\text{В}$ та ємністю 3300 мкФ, оберемо тип К50-35, 3300 мкФ 450 В $\pm 10\%$.

6.3 Розрахунок силовій частини

Оберемо транзистори, які будуть виконувати функцію силових ключів, струм та напруга котрих дорівнює:

$$I_{VT} \geq (1.3 \dots 1.5) \cdot \frac{P_0}{U_{\text{вх}}}, \quad (6.16)$$

де $U_{\text{вх}}$ – номінальна вхідна постійна напруга, $U_{\text{вх}} = 311\text{В}$;

P_0 – потужність споживання від мережі живлення, $P_0 = 3.157\text{кВт}$.

$$I_{VT} \geq 1.5 \cdot \frac{3157}{311} = 15.2\text{А}$$

Напруга транзистора дорівнює:

$$U_{VT} \geq (1.3 \dots 1.5) \cdot U_{\text{вх}}, \quad (6.17)$$

$$U_{VT} \geq 1.3 \cdot 311 = 404\text{В}.$$

Робоча частота транзисторів повинна бути більшою ніж частота роботи ШІМ-контролеру, яка дорівнює $f_{\text{osc}} = 100\text{кГц}$.

Оберемо транзистори VT1, VT2 типу IRG4PC50UD, які мають напруги стік-витік 600 В, максимальний струм дорівнює 45 А та максимальна робоча частота 1 МГц, що задовольняє потреби розрахунків [20].

Керувати транзисторами буде драйвер типу IR2101, який має вихідну напругу 10...15 В, задовольняючий напругу затвор-витік 15 В на керування транзисторами [25]. Типова схема включення наводиться виробником у документі опису мікросхеми (рис. 6.5).

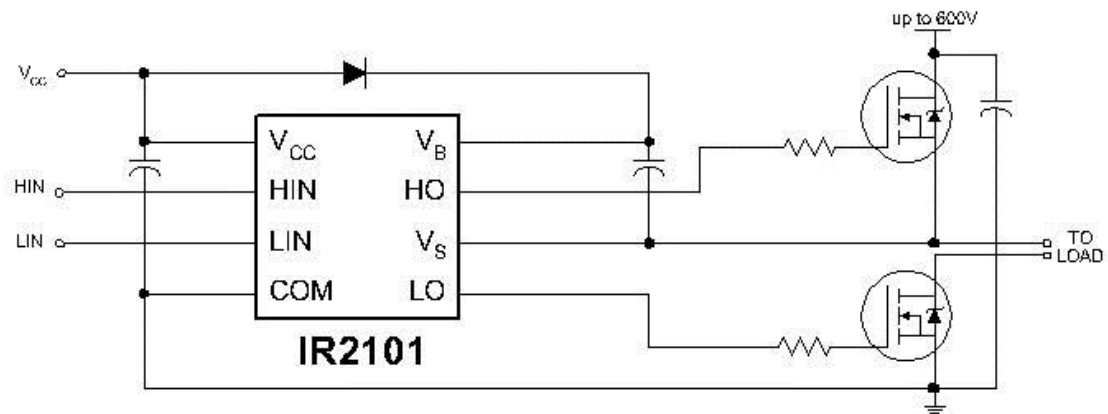


Рисунок 6.5 – Схема включення IR2101

Схема вхідного каскаду показана на рис. 6.6.

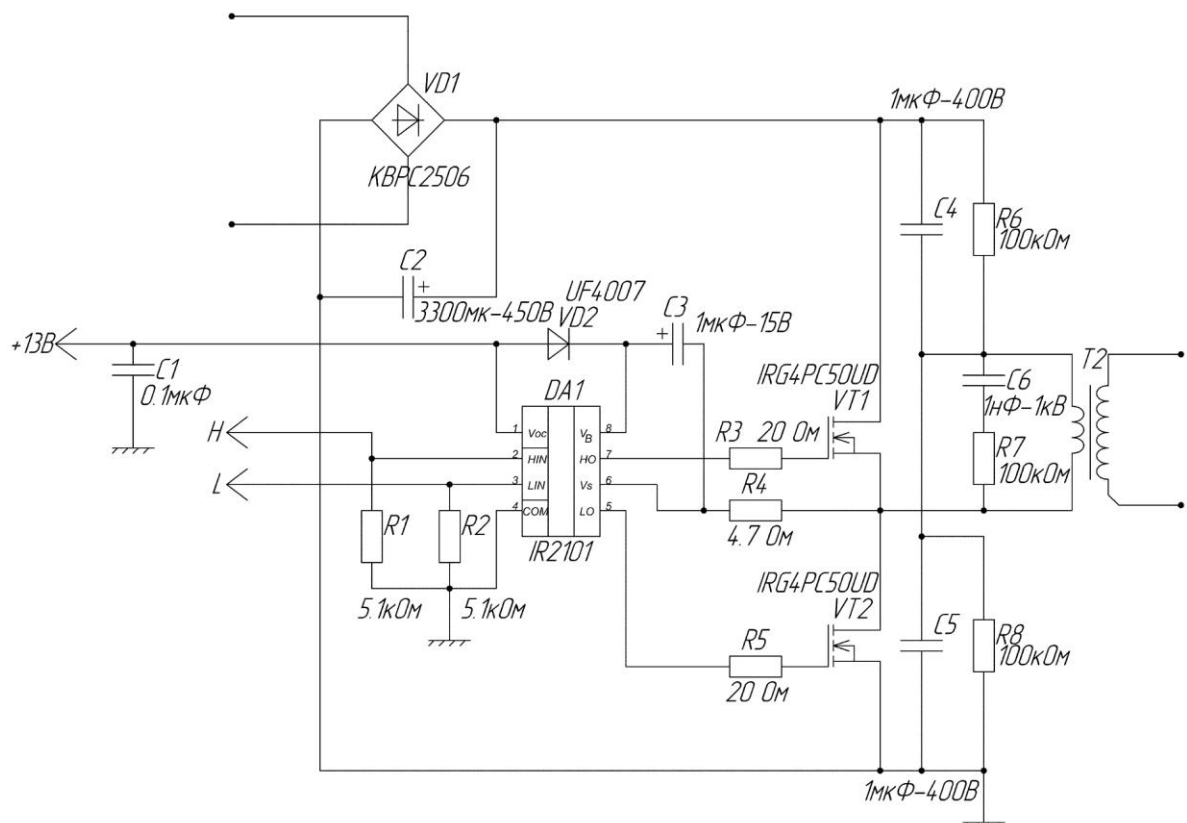


Рисунок 6.6 – Схема електрична принципова силової частини

Виконаємо розрахунок імпульсного трансформатора, індуктивність первинної обмотки котрого дорівнює [13]:

$$L_1 = \frac{U_{\text{вх}} \cdot t}{I_{\text{вх}}}, \quad (6.18)$$

де $U_{\text{вх}}$ – номінальна постійна вхідна напруга, котра прикладається до первинної обмотки трансформатору, $U_{\text{вх}} = 311\text{В}$;

$I_{\text{вх}}$ – максимальний струм у вхідному колі, $I_{\text{вх}} = 10.15\text{А}$;

t – період комутації ключа.

Період комутації ключа дорівнює:

$$t = \frac{1}{f_{\text{osc}}}, \quad (6.19)$$

де f_{osc} – частота генерації ШІМ-контролеру, $f_{\text{osc}} = 100\text{кГц}$,

$$t = \frac{1}{10^5} = 10^{-5}\text{с}.$$

Підставимо та отримаємо індуктивність первинної обмотки трансформатору:

$$L_1 = \frac{311 \cdot 10^{-5}}{10.15} = 0.3\text{мкГн}.$$

Оберемо сердечник K80x48x14 із фериту M4000HM.

Розрахуємо кількість витків первинної обмотки:

$$N_1 = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}}, \quad (6.20)$$

де A_L – коефіцієнт індуктивності обраного сердечника, $A_L = 0.051 \text{ мкГн}$,

$$N_1 = \sqrt{\frac{0.3 \cdot 10^{-6}}{0.051 \cdot 10^{-6}}} = 77.$$

Розрахуємо щільність потоку магнітної індукції у сердечнику:

$$B = 1000 \cdot \mu_0 \cdot \mu_e \cdot \frac{I_{ex} \cdot N_1}{l_e}, \quad (6.21)$$

де μ_0 – абсолютна магнітна проникність вакууму, $\mu_0 = 1.257 \cdot 10^{-3} \frac{\text{мкГн}}{\text{мм}}$;

μ_e – відносна магнітна проникність сердечника, $\mu_e = 50$;

l_e – довжина середньої магнітної лінії сердечника, $l_e = 200$.

$$B = 1000 \cdot 1.257 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot \frac{10 \cdot 15 \cdot 77}{200} = 247 \text{ мТ}.$$

Розрахована щільність потоку магнітної індукції у сердечнику не перевищує значення насичення сердечника, що повністю задовольняє необхідні умови.

Магнітний матеріал сердечника може увійти до насичення якщо крізь трансформатор протікає великий струм, що призводить до різкого зменшення

відносної магнітної проникності, яка спричиняє за собою пропорційне зменшення індуктивності. Зменшення індуктивності викликає подальше прискорене зростання струму крізь нього і так далі. У більшості ІДЖ насичення сердечника край небажано і може приводити до негативних явищ.

Визначимо діаметр магнітопроводу первинної обмотки трансформатору із формули площі круга, яка дорівнює:

$$S = \frac{\pi \cdot d^2}{4}, \quad (6.22)$$

Отримаємо рівняння для діаметра магнітопроводу:

$$d_{p1} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{p1}}{\pi}}, \quad (6.23)$$

де S_{p1} – площа перетину магнітопроводу.

Площа перетину магнітопроводу дорівнює:

$$S_{p1} = I_{ex} \cdot j, \quad (6.24)$$

де j – коефіцієнт пропорційності, $j = 1.5 \frac{A}{mm^2}$,

$$S_{p1} = 10.15 \cdot 1.5 = 15 mm^2.$$

Діаметр магнітопроводу первинної обмотки дорівнює:

$$d_{p1} = \sqrt{\frac{2 \cdot 15}{3.14}} = 3.1 \text{ мм}.$$

Обираємо провід типу ПЭВп-М 1.6 мм, первинну обмотку трансформатора мотаємо у два проводи, 77 витків.

Коефіцієнт трансформації імпульсного трансформатору дорівнює:

$$k = \frac{U_{ex}}{U_{vix \max}}, \quad (6.25)$$

$$k = \frac{311}{65} = 4.787.$$

Розрахуємо кількість витків вторинної обмотки:

$$N_2 = \frac{N_1}{k}, \quad (6.26)$$

$$N_2 = \frac{77}{4.787} = 16.$$

Індуктивність вторинної обмотки дорівнює:

$$L_2 = \frac{U_{vix \max} \cdot t}{I_{vix \max}}, \quad (6.27)$$

$$L_2 = \frac{65 \cdot 10^{-5}}{100} = 6.5 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}.$$

Визначимо діаметр магнітопроводу вторинної обмотки трансформатору:

$$d_{p2} = \sqrt{\frac{2 \cdot S_{p2}}{\pi}}, \quad (6.28)$$

де S_{p2} – площа січення магнітопроводу.

Площа перетину магнітопроводу дорівнює:

$$S_{p2} = I_{вих\max} \cdot j, \quad (6.29)$$

де j – коефіцієнт пропорційності, $j = 1.5 \frac{A}{мм^2}$,

$$S_{p1} = 100 \cdot 1.5 = 150 мм^2.$$

Діаметр магнітопроводу первинної обмотки дорівнює:

$$d_{p1} = \sqrt{\frac{2 \cdot 150}{3.14}} = 9.7 мм.$$

Оберемо провід типу ПВЕп-М 2.0 мм, вторинну обмотку трансформатора мотаємо у чотири проводи, 16 витків.

6.4 Розрахунок ШІМ-контролеру

Мікросхема TL494 є ШІМ-контролером імпульсного джерела

живлення, що працює на фіксованій частоті та містить усі необхідні для блоки. Вбудований генератор пилоподібної напруги потребує для встановлення частоти наявність лише двох зовнішніх компонентів R7 та C3.

Частота генератору визначається за формулою [10]:

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R7 \cdot C3}, \quad (6.30)$$

Задаємо частоту генерації $f_{osc} = 100 \text{ кГц}$, тому необхідно обрати R7 та C3, що забезпечують цю частоту генерації, тому $R7 = 24 \text{ кОм}$, $C3 = 4,7 \text{ нФ}$, отримаємо:

$$f_{osc} = \frac{1.1}{2,4 \cdot 10^3 \cdot 4,7 \cdot 10^{-9}} = 98 \text{ кГц}.$$

Відповідно до отриманої частоти номінали елементів обрано правильно, оберемо їх тип: конденсатор C3 типу К10-17Б 4.7 нФ 5 %, резистор R7 типу С1-4, 2.4 кОм $\pm 5\%$, 0.125 Вт.

Модуляція ширини вихідних імпульсів досягається порівнянням позитивної пилоподібної напруги, що отримується на конденсаторі C з двома керуючими сигналами (рис. 6.7).

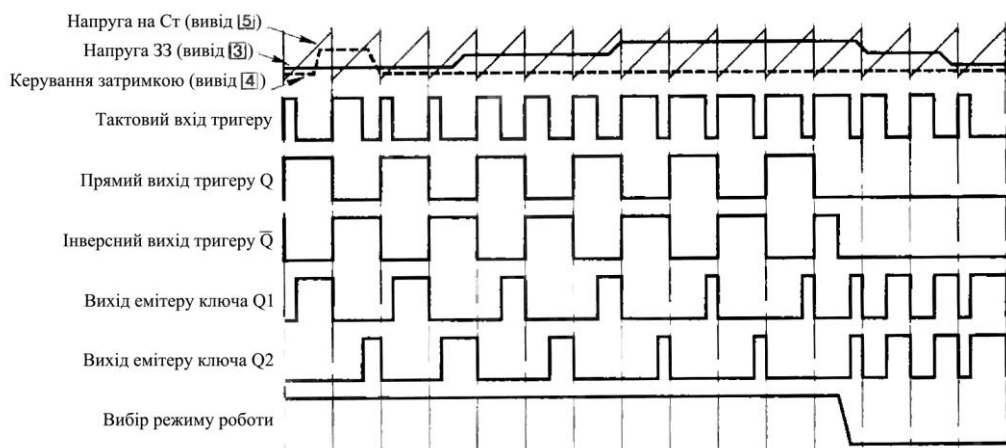


Рисунок 6.7 – Часова діаграма роботи мікросхеми TL494

Логічний елементи АБО-НІ збуджує вихідні транзистори Q1 та Q2 лише тоді, коли лінія тактуючого вбудованого триггеру знаходиться у низькому логічному стані. Це відбувається лише впродовж того часу, коли амплітуда пилоподібної напруги вище амплітуди керуючих сигналів. Отже підвищення амплітуди керуючих сигналів викликає відповідне лінійне зменшення ширини вихідних імпульсів. Під керуючими сигналами розуміється напруга від схеми регулювання мертвого часу (вивід 4), підсилювача помилки (виводи 1, 2, 15, 16) та ланцюга зворотнього зв'язку (вивід 3).

Вхід компаратора регулювання мертвого часу має зсув 120 мВ, що обмежує мінімальний мертвий час на виході першими 4 % тривалості циклу пилоподібної напруги. У результаті максимальна тривалість робочого циклу складає 96 % у тому випадку, якщо вивід 13 заземлений та 48 % у тому випадку, якщо на вивід 13 подана опорна напруга.

Збільшити тривалість мертвого часу на виході можна подаючи на вхід регулювання мертвого часу (вивід 4) постійну напругу в діапазоні 0...3.3 В. ШІМ-компаратор регулює ширину вихідних імпульсів від максимального значення, визначеного входом регулювання мертвого часу до нуля, коли напруга зворотного зв'язку змінюється від 0.5 до 3.5 В. Обидва підсилювача помилки мають вхідний діапазон синфазного сигналу від -0.3 до 2.0 В(Vcc) та можуть використовуватися для зчитування значень напруги або струму із виходу джерела живлення. Виходи підсилювачів помилки мають активний високий рівень напруги та об'єднані функцією АБО на неінвертному вході ШІМ-компаратора. У такій конфігурації підсилювач, що вимагає мінімального часу для включення виходу, є домінуючим у петлі керування. Під час розряду конденсатора С на виході компаратора регулювання мертвого часу, генерується позитивний імпульс, який тактує тригер та блокує

вихідні транзистори Q1 і Q2. Якщо на вхід вибору режиму роботи подається опорна напруга (вивід 13), то тригер безпосередньо керує двома вихідними транзисторами у протифазі (двотактний режим), а вихідна частота дорівнює половині частоти генератору. Вихідний формувач може також працювати у однотоктному режимі, коли обидва транзистори відкриваються та закриваються одночасно, і коли потрібний максимальний робочий цикл не перевищує 50 %. Це бажано, коли трансформатор має обмотку з обмежувальним діодом, використаним для придушення перехідних процесів. Якщо в однотоктному режимі потрібні великі струми, вихідні транзистори можуть працювати паралельно. Для цього потрібно замкнути на землю вхід вибору режиму роботи ОТС, що блокує вихідний сигнал від тригеру. Вихідна частота в цьому випадку дорівнюватиме частоті генератору [10].

Мікросхема TL494 має вбудоване джерело опорної напруги на 5.0 В, здатний забезпечити вихідний струм до 10 мА для зсуву зовнішніх компонентів схеми. Опорна напруга має похибку 5 % у діапазоні робочих температур від 0°C до 70°C.

Схему включення ШІМ-контролеру TL494 наведено на рис. 6.8.

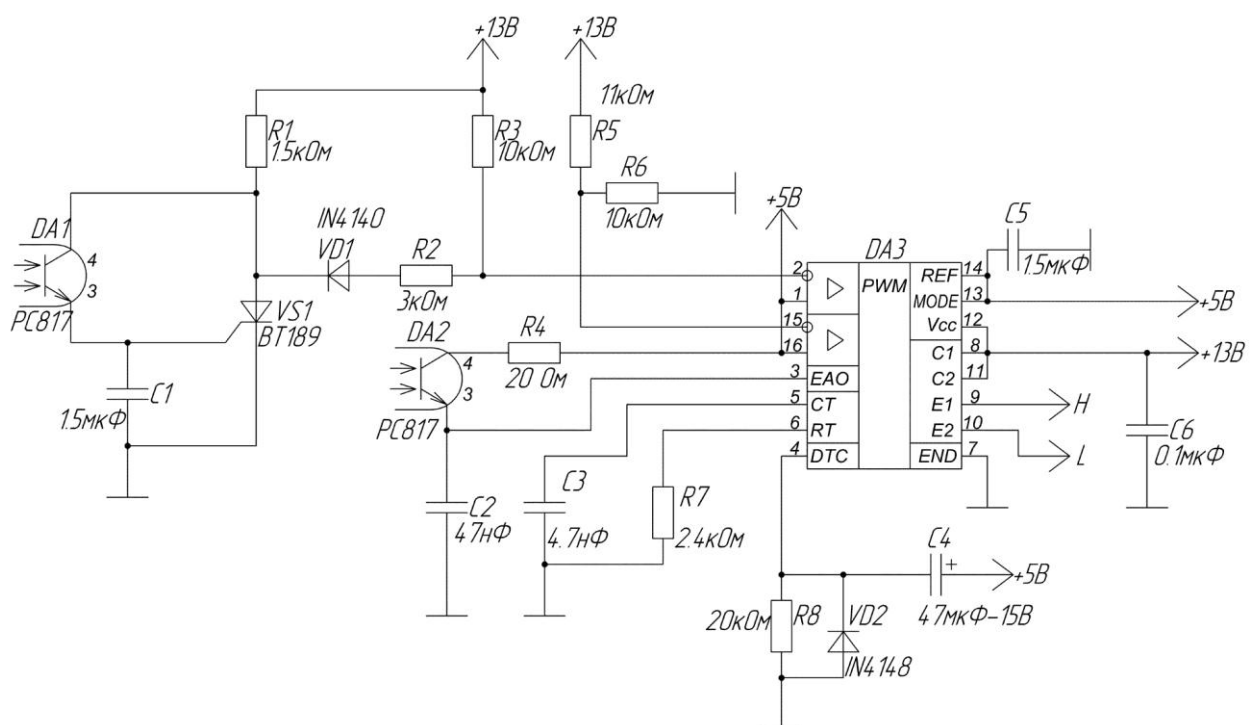


Рисунок 6.8 – Схема включення ШІМ-контролеру TL494

Коло DA1, C1, VS1, VD1, R1, R2, R3 зворотнього зв'язку забезпечує захист у випадку перевищення вихідної напруги пристрою вище 68 В, якщо не спрацювала автоматика МК. При подачі на оптопару сигналу, оптопара DA1 відкривається та подає на тиристор VS1 напругу крізь резистор R1, VS1 в свою чергу відкривається та на розділювачі напруги R2, R3 відбувається зміна напруг з напруги на R2 з 13 В до 3 В. Ця напруга провокує у DA3 сигнал помилки, який корегує роботу ШІМ.

Коло DA2, C2, R4 керує роботою ШІМ-контролеру за допомогою схеми МК. При подачі на оптопару DA2 сигналу, вона відкривається та струм протікає крізь DA2, R4 на вивід 3 мікросхеми, тим самим корегує роботу TL494. Конденсатор C2 згладжує напругу та фільтрує наводки.

М'який запуск ШІМ-контролеру виконує коло R8, VD2, C4.

Вихідні сигнали L та H подаються на драйвер IR2101, який керує роботою силових ключів.

6.5 Розрахунок мережного зворотнього зв'язку на оптопарі

Обирається мікросхема PC817, що забезпечує гальванічну розв'язку, PC817 має напругу живлення 5 В, споживчий струм 5...50 мА.

Стабілізацію струму мікросхеми забезпечимо ланцюгом R1, VT1, C1. Діод VD1 включений у зворотному напрямку потрібен для зворотних струмів ІДЖ і виконує функцію захисту VT1. Конденсатор C1 компенсує слабкі кидки у колі живлення та утримує на транзисторі стабільний потенціал бази. Резистором R1 задаємо струм бази VT1 (рис. 6.9).

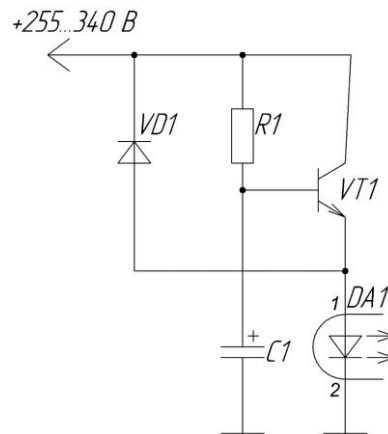


Рисунок 6.9 – Схема мережного зворотнього зв'язку на оптопарі
Оберемо транзистор VT1 с напругою колектор-емітер:

$$U_{VTce} = \kappa_z \cdot U_{ex_{\max}}, \quad (6.31)$$

де κ_z – коефіцієнт запасу, $\kappa_z = 1.1$;

$U_{ex_{\max}}$ – максимальна вхідна постійна напруга, $U_{ex_{\max}} = 339B$.

Отримаємо транзистор VT1 с напругою колектор-емітер:

$$U_{VTce} = 1.1 \cdot 339 = 373B.$$

Максимальним колекторним струмом рівним:

$$I_{VTC} = 1.1 \cdot I_{DA}, \quad (6.32)$$

$$I_{VTC} = 1.1 \cdot 0.05A = 0.055A.$$

Оберемо транзистор MJE13003 з $U_{VTce} = 400B$, $I_{VTC} = 0.5A$.

Розрахуємо резистор R1:

$$R1 = \frac{U_{ex}}{I_{VT_B}}, \quad (6.33)$$

де I_{TV_B} – струм бази транзистора;

U_{ex} – випрямлена мережева напруга (амплітудне значення синусоїди),

$$U_{ex} = 311B.$$

Знайдемо струм бази:

$$I_{VT_B} = \frac{I_{VT_C}}{\beta}, \quad (6.34)$$

де I_{VT_C} – струм колектора транзистора, задаємо його рівним струму

живлення мікросхеми $I_{VT_C} = I_{DA} = 5...50 \text{ мА}$;

β – коефіцієнт передачі струму транзистора MJE13003, $\beta = 5...40$.

Тоді знайдемо струм бази I_{VT_B} :

$$I_{VT_B} = \frac{0.05}{35} = 1.4 \cdot 10^{-3} \text{ А}.$$

Опір резистора R1 дорівнює:

$$R1 = \frac{311}{1.4 \cdot 10^{-3}} = 217.7 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Потужність резистора дорівнює:

$$P_{R1} = I_{VT_B} \cdot (U_{ex} - U_{DA}), \quad (6.35)$$

$$P_{R1} = 1.4 \cdot 10^{-3} \cdot (311 - 5) = 0.42 \text{ Вт}.$$

З ряду номінальних значень E24 оберемо резистор R1 типу С1-4,

220 кОм $\pm 5\%$, 0.5 Вт.

Для того, щоб обрати діод VD1 необхідна дійсна напруга $U_{VTce} = 373B$ транзистора VT1, а також струм $I_{DA} = 5...50mA$ мікросхеми DA1. Оберемо діод типу 1N4005 з постійною максимальною напругою 600 В і прямим струмом до 1 А.

Розрахуємо конденсатор C1:

$$C = I_{VT_C} \cdot \frac{dt}{dU}, \quad (6.36)$$

Струм мікросхеми PC817 дорівнює колекторному струму транзистора:

$$I_{VT_C} = I_{DA} = 5...50mA.$$

У нашому випадку dt це $t(poz)$, а dU є різниця ($U_{ex_{max}} - U_{ex_{min}}$):

$$dU = U_{ex_{max}} - U_{ex_{min}}, \quad (6.37)$$

де $U_{ex_{min}}$ – мінімальна вхідна постійна напруга, $U_{ex_{min}} = 254B$;

$U_{ex_{max}}$ – максимальна вхідна постійна напруга, $U_{ex_{max}} = 339B$.

Різниця напруг дорівнює:

$$dU = 339 - 254 = 85B.$$

Час розряду конденсатора дорівнює:

$$t(роз) = T - t(зар), \quad (6.38)$$

У мостовому випрямлячі період дорівнює:

$$T = \frac{1}{f}, \quad (6.39)$$

де f – частота мережі, $f = 50 \text{ Гц}$.

Тоді період дорівнює:

$$T = \frac{1}{50} = 0.02 \text{ с}.$$

Знайдемо час заряду конденсатора:

$$t(зар) = \frac{\arccos\left(\frac{U_{вх\min}}{U_{вх\max}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f}, \quad (6.40)$$

$$t(зар) = \frac{\arccos\left(\frac{254}{339}\right)}{2 \cdot 3.14 \cdot 50} = 0.00238 \text{ с}.$$

Підставимо та отримаємо час розряду конденсатора:

$$t(роз) = 0.02 - 0.00238 = 0.01762 \text{ с}.$$

Ємність конденсатора дорівнює:

$$C = 0.05 \cdot \frac{0.01762}{85} = 10.3 \text{ мкФ}.$$

Напруга конденсатора є сумою напруг мікросхеми (5 В) та бази-емітера транзистору (0.7 В).

Обирається конденсатор типу К-50-35, 22 мкФ 16 В.

Номінальний струм оптоприймача мікросхеми РС817 дорівнює 50 мА, напруга колектор-емітер 5 В.

У момент, коли крізь оптичний передавач проходить струм від 5 до 50 мА, то фотоприймач відкривається та пропускає струм. Для обмеження струму потрібен резистор R1. Його задача обмежити струм до 50 мА коли вихідний оптичний транзистор повністю відкрито (рис. 6.10).

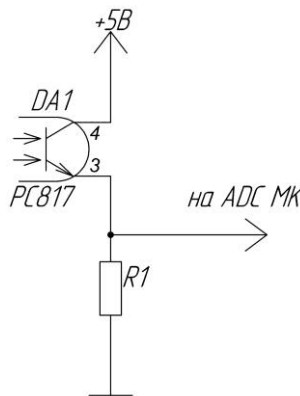


Рисунок 6.10 – Схема електрична принципова кола оптопарі РС817

У цьому випадку на резисторі напруга досягає приблизно 5 В. Коли транзистор закритий, то напруга резистора падає приблизно до 0.1 В. Вона залежить від різниці напруги джерела живлення та напруги РС817:

$$U_R = E_{дж} - U_{DA}, \quad (6.41)$$

де $E_{дж}$ – напруга джерела живлення, $E_{дж} = 5\text{В}$;

U_{DA} – напруга мікросхеми, залежить від відкритого чи закритого стану фототранзистора, $U_{DA} \approx 0...5B$.

Розрахуємо резистор R1 із врахування вхідного кола МК:

$$R = \frac{E_{\partial ж} - U_{DA}}{I_{DA}}, \quad (6.42)$$

де R – опір паралельного з'єднання резистора R1 та вхідного кола МК.

$$R = \frac{5 - 0.1}{0.05} = 98 \text{ Ом}.$$

Розрахуємо резистор R1:

$$R = \frac{R1 \cdot R_{МК}}{R1 + R_{МК}}, \quad (6.43)$$

де $R_{МК}$ – опір вхідного кола АЦП МК, $R_{МК} = 40 \text{ кОм}$.

Звідси:

$$98 = \frac{R1 \cdot 4 \cdot 10^4}{R1 + 4 \cdot 10^4}, \quad R1 = 98.9 \text{ Ом}.$$

Потужність резистора R1 дорівнює:

$$P_{R1} = I_{DA} \cdot U_{\max R}, \quad (6.44)$$

$$P_{R1} = 0.05 \cdot 4.9 = 0.245 \text{ Вт}.$$

Обирається резистор R1 типу C1-4, 100 Ом $\pm 5\%$, 0.25 Вт.

6.6 Розрахунок схеми захисту

При подачі напруги більше 68 В спрацьовує розроблена схема захисту (рис. 6.11).

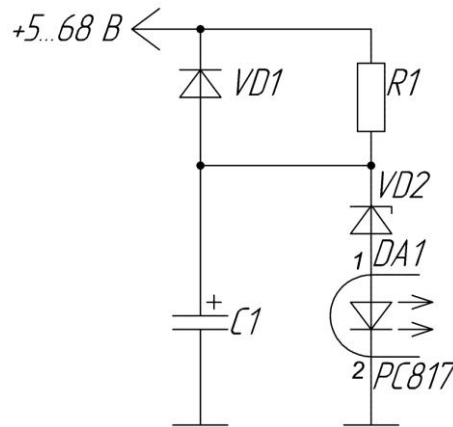


Рисунок 6.11 – Схема захисту

Коли напруга перевищує допустиму, вмикається стабілітрон VD2 типу BZX55C62V стабілізує на собі напругу 62 В та починає пропускате крізь себе струм який тече крізь DA, що в свою чергу подає на вхід підсилювача помилки ШІМ-контролеру сигнал, який корегує роботу системи. Конденсатор С компенсує пульсації напруги та фільтрує шуми. Діод VD1 підключено в протилежному напрямку і пропускате зворотній струм. Резистор R1 обмежує струм DA та VD2.

У якості гальванічної розв'язки виберемо мікросхему PC817 із напругою живлення 5 В, споживчий струм 5...50 мА, тому R1 дорівнює:

$$R1 = \frac{U_{вих} - (U_{VD2} + U_{DA})}{I_{DA}}, \quad (6.45)$$

$$R1 = \frac{68 - (62 + 5)}{0.005} = 200 \text{ Ом}.$$

де $U_{вих}$ – вихідна напруга пристрою, як спрацює захист, $U_{вих} = 68B$;

U_{VD2} – напруга стабілізації стабілітрона, $U_{VD2} = 62B$;

U_{DA} – напруга живлення мікросхеми, $U_{DA} = 5B$;

I_{DA} – струм мікросхеми, $I_{DA} = 5...50mA$.

Обирається діод VD1 типу 1N4148 з постійною номінальною зворотною напругою 100 В і прямим струмом 0.15 А, а також резистор R1 типу C1-4, 200 Ом $\pm 5\%$, 0.125 Вт.

Ємність конденсатору C1 дорівнює [10]:

$$C = \frac{1}{2 \cdot \omega \cdot R_H} \cdot \frac{100}{K_{II}}, \quad (6.46)$$

де ω – циклічна частота, $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_{osc} = 2 \cdot 3.14 \cdot 10^5 = 6.28 \cdot 10^5$;

R_H – мінімальний опір навантаження кола;

K_{II} – коефіцієнтів пульсацій напруги, $K_{II} = 0.05$.

Розрахуємо мінімальний опір навантаження:

$$R_H = \frac{U_{VD2} + U_{DA}}{I_{DA}}, \quad (6.47)$$

$$R_H = \frac{62 + 5}{0.05} = 1.34k\text{Ом}.$$

Розрахуємо ємність конденсатору:

$$C = \frac{1}{2 \cdot 6.28 \cdot 10^5 \cdot 1.34 \cdot 10^3} \cdot \frac{100}{0.05} = 1.1 \text{ мкФ}.$$

Обирається конденсатор С1 з напругою більше ніж $U_{вих\max} = 65\text{В}$ та ємністю 1 мкФ, оберемо тип К50-35, 1 мкФ 100 В.

6.7 Розрахунок вихідного випрямляча

Для вибору необхідного значення максимального струму навантаження, якій дорівнює $I_{вих} = 100\text{А}$ та максимальної вихідної напруги $U_{вих} = 65\text{В}$ визначимо струм діода:

$$I_{VD} = (1.1 \dots 1.2) \cdot I_{вих}, \quad (6.48)$$

$$I_{VD} = 1.2 \cdot 100 = 120\text{А}.$$

Визначимо напругу діода:

$$U_{VD} = (1.1 \dots 1.2) \cdot U_{вих}, \quad (6.49)$$

$$U_{VD} = 1.2 \cdot 65 = 78\text{В}.$$

Обираються діоди типу 123NQ100PBF, Шотткі D67 з постійною напругою 100 В та прямим максимальним струмом 120 А.

Вихідний фільтр перетворює прямокутні коливання струму з частотою роботи ШІМ у постійний струм (рис. 6.12).

Для розрахунку фільтру використовують функції Баттерворта,

апроксимація АЧХ за яким описується співвідношенням [10]:

$$|G(f)|^2 = \frac{1}{(1 + f^{2 \cdot n})}, \quad (6.50)$$

де f – поточна частота, що нормується до частоти зрізу f_{CP} ;

n – кількість ланок у фільтрі.

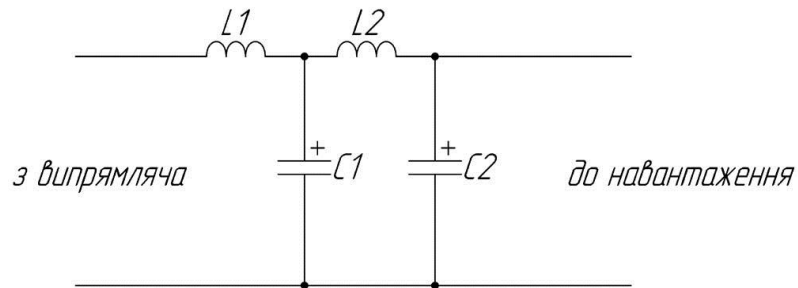


Рисунок 6.12 – Схема вихідного фільтру

Відповідно до вихідного фільтру задаємо частоту зрізу $f_{CP} = 100 \text{ Гц}$.

Кількість ланок визначається за формулою:

$$n = \frac{\frac{L(f)}{\lg(10^{10} - 1)}}{2 \cdot \lg f}, \quad (6.51)$$

де $L(f)$ – потрібне згасання, $L(f) = 24 \text{ дБ}$.

При апроксимації за Баттервортом:

$$g_0 = g_{n+1} = 1, \quad (6.52)$$

$$g_k = 2 \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right]; \quad k = 1, 2, 3, \dots, n, \quad (6.53)$$

Обирається схема включення відповідно до рис. 6.13.

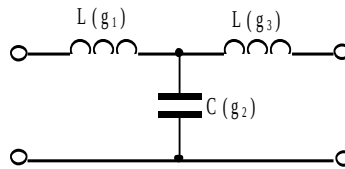


Рисунок 6.13 – Схема фільтру

Відповідно до обраного включення фільтру, ємність та індуктивність розраховується за формулами:

$$C = \frac{g_2}{R_H \cdot \omega_{cp}}, \quad (6.54)$$

$$L = \frac{g_1 \cdot R_H}{\omega_{cp}}, \quad (6.55)$$

де ω_{cp} – циклічна частота, $\omega_{cp} = 2 \cdot \pi \cdot f_{CP} = 628 \text{ Гц}$;

R_H – опір навантаження.

Опір навантаження дорівнює:

$$R_H = \frac{U_{\text{вих}}^2}{P}, \quad (6.56)$$

$$R_H = \frac{65^2}{3000} = 1.4 \text{ Ом}.$$

Визначимо кількість ланок:

$$n = \frac{\frac{24}{\lg(10^{10} - 1)}}{2 \cdot \lg(100)} = 0.6.$$

Обирається дійсна кількість ланок $n = (5 \dots 10) \cdot 0.6 = 4$, обумовлена технічною реалізацією схеми стосовно номіналів елементів.

Розрахуємо значення g_n :

$$g_1 = 2 \sin \left[\frac{(2 \cdot 1 - 1)\pi}{2 \cdot 1} \right] = 0.765;$$

$$g_2 = 2 \sin \left[\frac{(2 \cdot 2 - 1)\pi}{2 \cdot 2} \right] = 1.848;$$

$$g_3 = 2 \sin \left[\frac{(2 \cdot 3 - 1)\pi}{2 \cdot 3} \right] = 1.848;$$

$$g_4 = 2 \sin \left[\frac{(2 \cdot 4 - 1)\pi}{2 \cdot 4} \right] = 0.765.$$

Розрахуємо ємність та індуктивність фільтру відповідно до рівнянь (6.54) та (6.55):

$$L_1 = \frac{g_1 \cdot R_H}{\omega_{cp}} = \frac{1.618 \cdot 32}{628} = 1.7 \text{ мГн};$$

$$C_1 = \frac{g_2}{R_H \cdot \omega_{cp}} = \frac{0.618}{1.4 \cdot 628} = 2101 \text{ мкФ};$$

$$L_2 = \frac{g_3 \cdot R_H}{\omega_{cp}} = \frac{1.848 \cdot 1.4}{3628} = 4.1 \text{ мГн};$$

$$C_2 = \frac{g_4}{R_H \cdot \omega_{cp}} = \frac{0.765}{1.4 \cdot 628} = 870 \text{ мкФ}.$$

Індуктивність першого дроселя $L_1 \geq 1.7 \text{ мГн}$, а другого дорівнює $L_2 \geq 4.1 \text{ мГн}$.

З ряду номінальних значень обираються конденсатори С1 типу К50-35 2200 мкФ 100 В $\pm 10\%$ та С2 типу К50-35 1000 мкФ 100 В $\pm 10\%$.

6.8 Розрахунок схеми контролю температури силових ключів

Схема необхідна для охолодження силових ключів, яка керує роботою вентилятору. Чим вище температура транзисторів тим більше обертів виконує вентилятор. Обирається вентилятор типу AL12025H12C із напругою та струмом живлення $U_M = 12 \text{ В}$ та $I_M = 0.25 \text{ А}$ відповідно, розмірами 120x120x25мм, який має 1 підшипник крутіння, виконуючий 2200 обертів за хвилину.

Для плавного регулювання обертів використаємо конденсатор С2 (рис. 6.14).

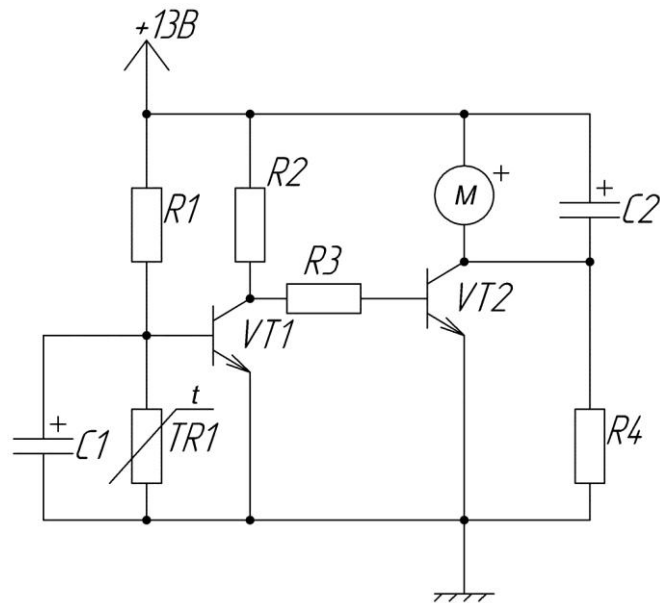


Рисунок 6.14 – Схема контролю температури силових транзисторів

Резистор R4 необхідно для роботи вентилятора на малих обертах, у випадку коли транзистор VT4 зачинено.

Схема працює таким чином, що при нагріванні TR1, його опір зменшується та стає меншим за опір бази-емітер VT1. Струм тече напрямом крізь R1, TR1 на корпус і тоді транзистор VT1 зачиняється. Струм тече крізь резистори R2, R3 та крізь базу VT2 і тоді VT2 відчиняється, а вентилятор працює на повну потужність. Коли опір TR1 збільшується, то струм тече крізь R1 на базу-емітер VT1, а VT1 відчиняється та струм з R2 тече на колектор-емітер VT1, а далі на корпус, потім VT2 зачиняється і вентилятор працює не на повну потужність.

Розрахуємо резистор R4:

$$R4 = \frac{E_{\partial ж} - U_{M_{\min}}}{I_M}, \quad (6.57)$$

де $E_{\partial ж}$ – напруга живлення схеми, $E_{\partial ж} = 13 \text{ В}$;

$U_{M_{\min}}$ – мінімальна робоча напруга вентилятора, $U_{M_{\min}} = 5 \text{ В}$.

$$R4 = \frac{13 - 5}{0.25} = 32 \text{ Ом}.$$

Розрахуємо потужність резистора R4:

$$P_{R4} = \frac{\left(E_{\partial ж} - U_{M_{\min}} \right)^2}{I_M}, \quad (6.58)$$

$$P_{R4} = \frac{(13 - 5)^2}{0.25} = 2 \text{ Вт}.$$

Обирається резистор R4 типу С1-4, 39 Ом $\pm 5\%$, 2 Вт.

Ємність конденсатору C2 дорівнює:

$$C2 = \frac{3}{2 \cdot \pi \cdot f_{osc} \cdot R_M} \cdot \frac{100}{K_{II}}, \quad (6.59)$$

де f_{osc} – частота роботи ШІМ-контролеру, $f_{osc} = 10^5 \text{ Гц}$;

R_M – опір вентилятора, навантаження конденсатору;

K_{II} – коефіцієнтів пульсацій напруги, $K_{II} = 0.05$.

Опір вентилятора дорівнює:

$$R_M = \frac{U_M}{I_M}, \quad (6.60)$$

$$R_M = \frac{12}{0.25} = 48 \text{ Ом}.$$

Підставимо:

$$C2 = \frac{3}{2 \cdot 3.14 \cdot 10^5 \cdot 48} \cdot \frac{100}{0.05} = 200 \text{ мкФ}.$$

Обирається конденсатор C2 типу К50-35, 220 мкФ 16 В $\pm 10\%$.

Обирається транзистор VT2 зі струмом колектора більшим струму вентилятора $I_{VT2_C} > I_M = 0.25 \text{ А}$, типу BC337-16 із максимальним струмом

колектора $I_{VT2_C} = 500 \text{ мА}$ та коефіцієнтом передачі струму транзистора

$$\beta = 100 \dots 250.$$

Знайдемо струм бази:

$$I_{VT2_B} = \frac{I_{VT2_C}}{\beta}, \quad (6.61)$$

де I_{VT2_C} – струм колектора транзистора, рівний струму вентилятора

$$I_{VT2_C} = I_M = 250 \text{ мА}.$$

$$I_{VT2_B} = \frac{0.25}{100} = 2.5 \text{ мА}.$$

Розрахуємо опір резисторів R2 та R3, нехай $R2 + R3 = R$, тоді:

$$R = \frac{E_{\partial ж} - U_{VT2_{BE}}}{I_{VT2_B}}, \quad (6.62)$$

де $U_{VT2_{BE}}$ – напруга база-емітер, $U_{VT2_{BE}} = 0.65 \text{ В}$.

Тому:

$$R = \frac{13 - 0.65}{2.5 \cdot 10^{-3}} = 4.9 \text{ кОм}.$$

Резистори $R2 = R3 = \frac{R}{2} = \frac{4900}{2} = 2.4 \text{ кОм}$, обираються резистори R2 та

R3 типу С1-4, $2.4 \text{ кОм} \pm 5 \%$, 0.125 Вт .

Тому, коли VT1 повністю відкрито, його струм дорівнює:

$$I_{VT1C} \approx \frac{E_{дж}}{R2}, \quad (6.63)$$

$$I_{VT1C} \approx \frac{13}{2400} = 5.4 \text{ мА}.$$

Обирається транзистор VT1 типу 2SC845B, який має максимальний струм колектора $I_{VT1C_{\max}} = 100 \text{ мА}$, що задовольняє попередньому розрахунку та коефіцієнту передачі струму $\beta = 40$.

Розрахуємо резистори R1+TR1:

$$R1 + TR1 = \frac{E_{дж}}{\left(\frac{I_{VT1C}}{\beta} \right)}, \quad (6.64)$$

$$R1 + TR1 = \frac{13}{\left(\frac{5.4 \cdot 10^{-3}}{40} \right)} = 96 \text{ кОм}.$$

З наступного виразу знайдемо R1:

$$TR1 = 0.1 \cdot R1, \quad (6.65)$$

Підставив:

$$R1 + (0.1 \cdot R1) = 96 \text{ кОм}.$$

Отримаємо:

$$R1 = \frac{96}{1.1} = 87 \text{ кОм}.$$

Обирається резистор R1 типу C1-4, 82 кОм $\pm 5\%$, 0.125 Вт.

Розрахуємо терморезистор TR1:

$$TR1 = (R1 + TR1) - R1, \quad (6.66)$$

$$TR1 = 96 - 82 = 14 \text{ кОм}.$$

Обирається терморезистор TR1 типу СТ1-19, 10 кОм $\pm 20\%$, 0.06 Вт.

Ємність конденсатору C1 дорівнює:

$$C1 = \frac{3}{2 \cdot \pi \cdot f_{osc} \cdot R_{TR1min}} \cdot \frac{100}{K_{II}}, \quad (6.67)$$

де R_{TR1} – опір терморезистора, $R_{TR1} = 100 \dots 10^4 \text{ Ом}$.

Знайдемо ємність конденсатору:

$$C1 = \frac{3}{2 \cdot 3.14 \cdot 10^5 \cdot 100} \cdot \frac{100}{0.05} = 95 \text{ мкФ}.$$

Обирається конденсатор типу К50-35, 100 мкФ 16 В $\pm 10\%$.

6.9 Розрахунок схеми керуванням реле

Розрахуємо максимальний струм реле виходячи з максимального струму навантаження, якій дорівнює $I_{вих} = 100A$ (рис. 6.15).

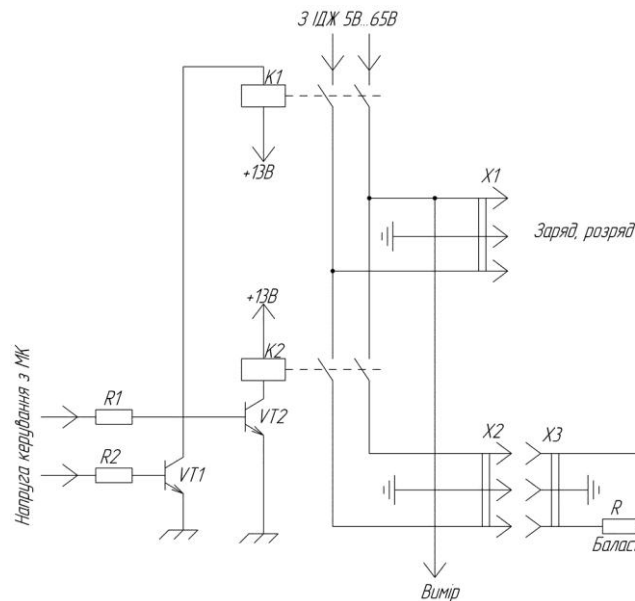


Рисунок 6.15 – Схема керуванням реле та її підключення

Визначимо струм контактів реле:

$$I_{Kк} = (1.1...1.2) \cdot I_{вих}, \quad (6.68)$$

$$I_{Kк} = 1.2 \cdot 100 = 120A.$$

Обирається реле типу CA1A-12V-A-5, із прямим максимальним струмом контактів 120 А та напругою живлення обмотки 12 В і струмом $I_K = 150mA$.

Обираються транзистори VT1 та VT2 типу 2SD774 з максимальною напругою колектор-емітер 50 В, максимальним струмом колектора 1 А,

коефіцієнтом передачі $\beta = 135$.

Знайдемо струм бази:

$$I_{VT_B} = \frac{I_{VT_C}}{\beta}, \quad (6.69)$$

де I_{VT_C} – струм колектора транзистора, задаємо його рівним струму

обмоток реле $I_{VT_C} = I_K = 150 \text{ мА}$;

β – коефіцієнт передачі струму транзистора 2SD774, $\beta = 135$.

Тоді знайдемо струм бази I_{VT_B} :

$$I_{VT_B} = \frac{0.15}{135} = 0.2 \cdot 10^{-3} \text{ А}.$$

Розрахуємо резистори R1 та R2 (рис. 6.15):

$$R = \frac{V_{CC_{MK}}}{I_{VT_B}}, \quad (6.70)$$

де $V_{CC_{MK}}$ – напруга логічної одиниці порту МК, яка дорівнює напрузі

джерела живлення, яку повторяють транзисторні ключі (мікросхема) та

подається на резистори R1 та R2, $V_{CC_{MK}} = 5 \text{ В}$.

Опір резисторів R1 та R2 дорівнює:

$$R = \frac{5}{0.2 \cdot 10^{-3}} = 25 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

З ряду номінальних значень E24 обираються резистори R1 та R2 типу С1-4, 24 кОм $\pm 5\%$, 0.125 Вт.

У якості роз'єму Х1 (для зарядження та розрядження) та роз'ємів Х2 і Х3 (підключення навантаження, баласту для розрядження акумуляторної батареї) обираються роз'єми типу А-3134 120А, які мають максимальний струм 120 А, що задовольняє відповідно до розрахунків рівняння (6.68).

6.10 Розрахунок кіл схеми під'єднання МК

Для забезпечення доцільного використання можливостей АТmega16 та коректного підключення периферійних пристроїв, схем задавання режимів роботи розглянемо архітектуру ядра мікроконтролера.

Ядро мікроконтролера АТmega16 виконано по вдосконаленій RISC-архітектурі (Enhanced RISC) (рис. 6.16), у якій використовується ряд рішень, направлених на підвищення швидкодії мікроконтролеру [2].

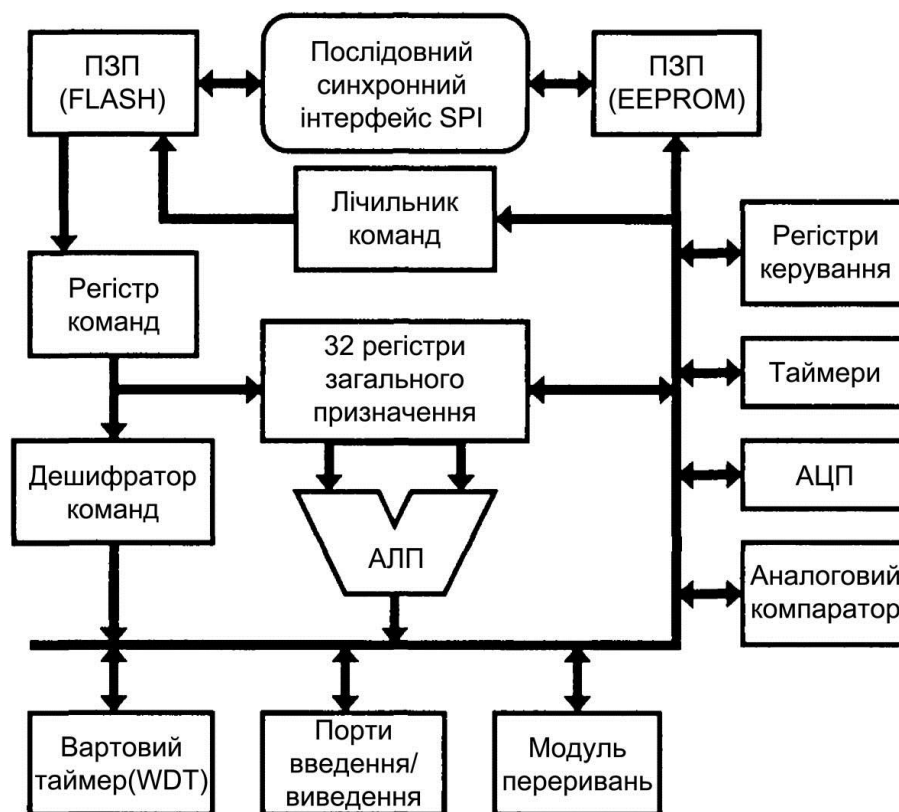


Рисунок 6.16 – Архітектура ядра мікроконтролеру AVR

Арифметико-логічний пристрій (АЛП), що виконує усі обчислення, підключено безпосередньо до 32 робочих регістрів, які об'єднані до регістрового файлу. Завдяки цьому, АЛП може виконувати одну операцію (читання вмісту регістрів, виконання операції та запис результату назад до регістрового файлу) за один такт. Крім того, практично кожна із команд (за винятком команд, в яких одним з операндів є 16-бітна адреса) займає один елемент пам'яті програми.

Відповідно до структурної схеми блоку керування (рис. 2.5) виконаємо розрахунки ланцюгів МК. Для роботи МК необхідно задати тактову частоту. Для PIC16 вона дорівнює 0...16 МГц. Задаємо тактову частоту 16 МГц за допомогою зовнішнього кварцового резонатору ZQ1 (рис. 6.17).

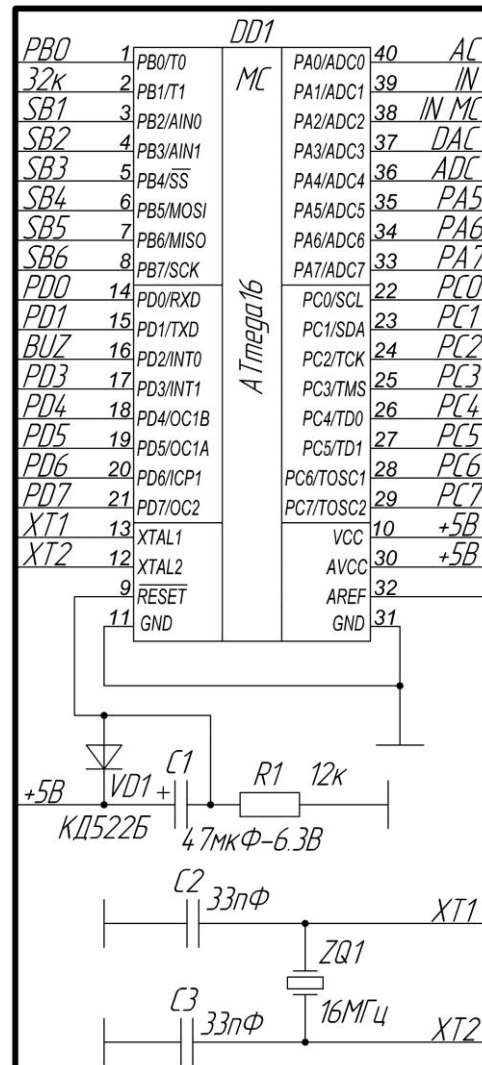


Рисунок 6.17 – Включення до МК схем скидання та задавання частоти

Конденсатори C2 та C3 необхідні для стабілізації цього кола.

Схему рестарту реалізуємо за допомогою VD1, C1, R1. Вона приводить МК у певний стійкий стан та виконує безумовний перехід програми у початок.

Керування здійсимо за допомогою кнопок SB1 – SB6, оберемо тактові кнопки [25] типу TS-A3PS-130. Збірка резисторів R1 необхідна для подачі логічної одиниці на порти МК, якщо кнопки не замкнені (рис. 6.18).

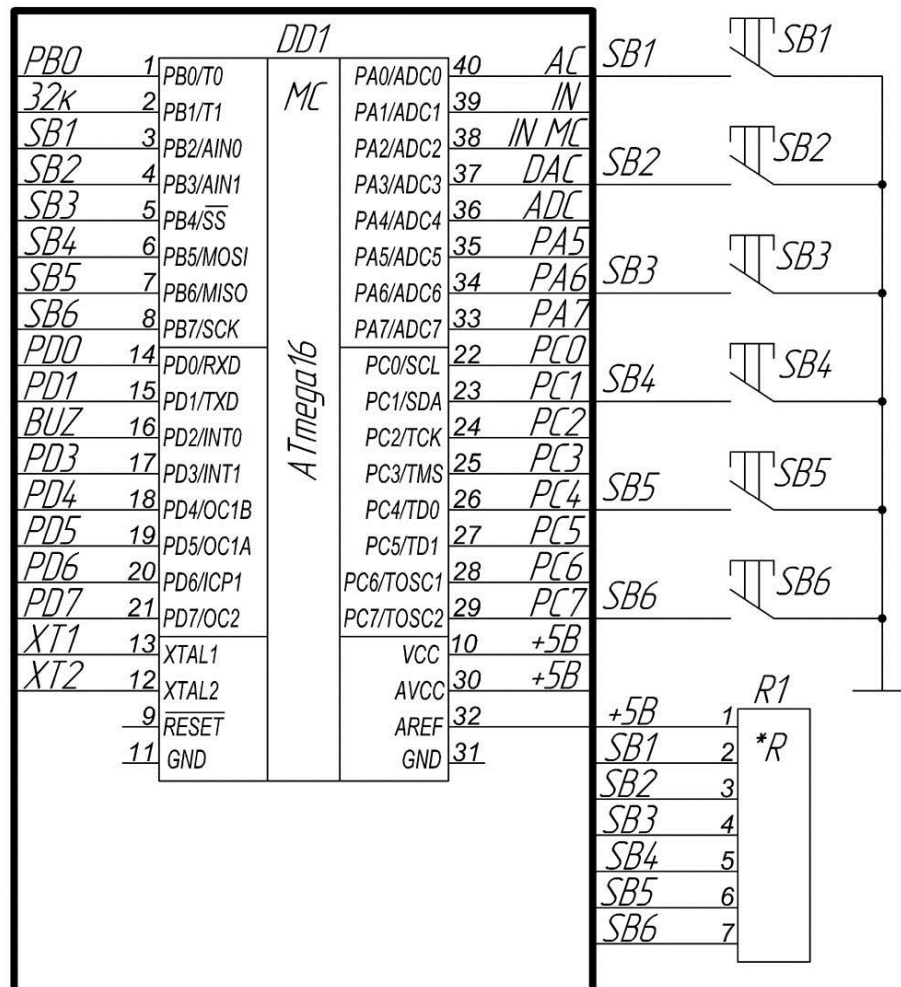


Рисунок 6.18 – Схема керування пристроєм

Розрахуємо опір резистора R1:

$$R1 = \frac{E_{дж}}{I_{МК}}, \quad (6.71)$$

де $E_{дж}$ – напруга джерела живлення, $E_{дж} = 5B$;

$I_{МК}$ – струм порту МК, $I_{МК} = 1...20mA$.

Опір дорівнює:

$$R1 = \frac{5}{0.001} = 5kOm.$$

жовтого кольору, HL3 типу L-1344GD зеленого кольору.

Опір резисторів R1 – R3 розрахуємо за формулою:

$$R = \frac{E_{\partial жс}}{I_{HL}}, \quad (6.72)$$

де $E_{\partial жс}$ – напруга джерела живлення, $E_{\partial жс} = 5B$;

I_{HL} – струм світлодіода, $I_{HL} = 30mA$.

Опір дорівнює:

$$R = \frac{5}{0.03} = 166 \text{ Ом}.$$

Обираються резистори R1 – R3 типу C1-4, 180 Ом $\pm 5\%$, 0.125 Вт.

Часовий генератор зробимо на логічній мікросхемі MC14069UB за допомогою кварцового резонатору ZQ1. На 32768 Гц задається режим роботи схеми (рис. 6.20). Конденсатор C1 виконує підстроювання часової частоти за допомогою конденсатору C2. Резистор R1 необхідно для забезпечення зворотнього зв'язку, підключеного до виводів 1 та 2 мікросхеми MC14069UB.

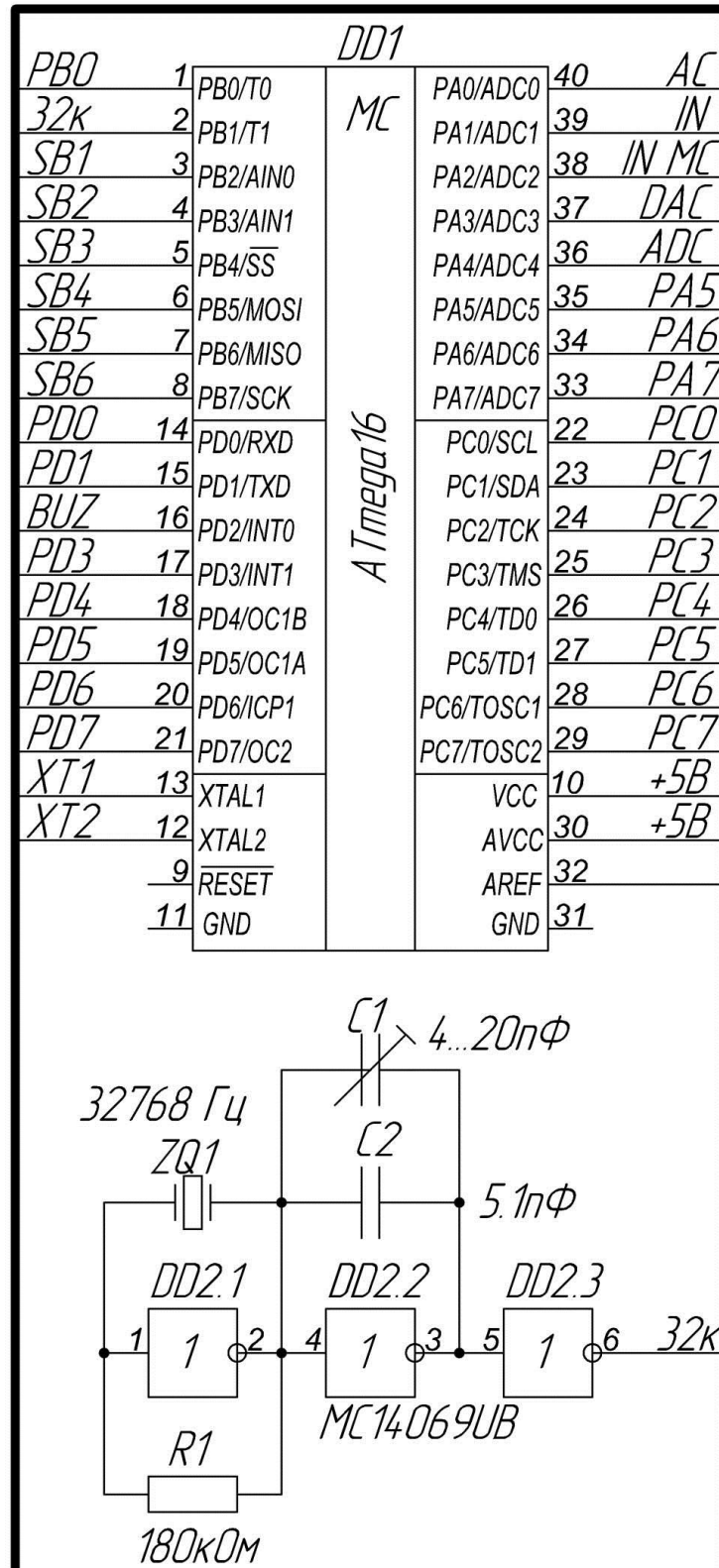


Рисунок 6.20 – Схема часового генератора

Звукову сигналізацію зробимо з використанням п'єзовипромінювача типу HCM1212X, який має вбудований генератор (рис. 6.21).

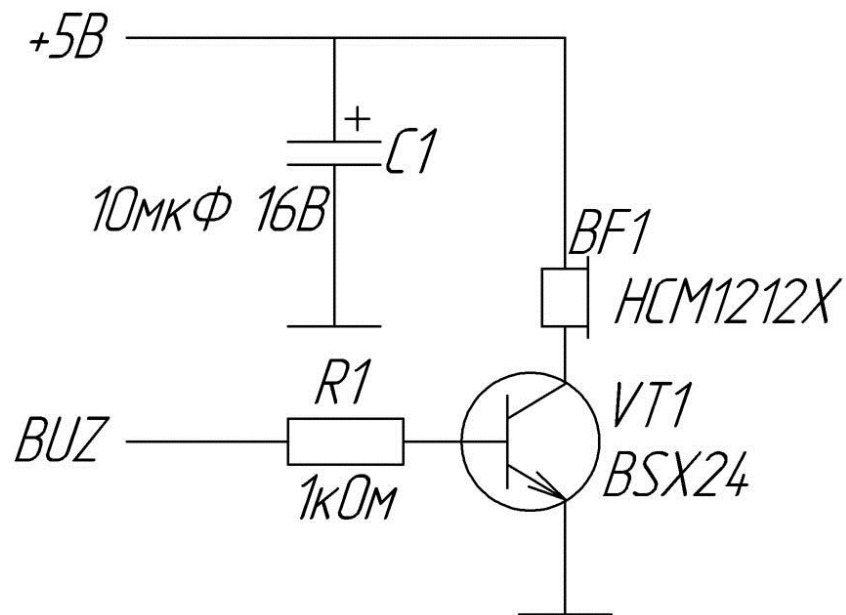


Рисунок 6.21 – Схема звукової сигналізації

Схему вимірювань виконаємо на роздільнику напруги (рис. 6.22). Максимальна напруга вимірювань дорівнює максимальній вихідній напрузі $U_{вих\max} = 65V$, а мінімальну визначимо нижче [18].

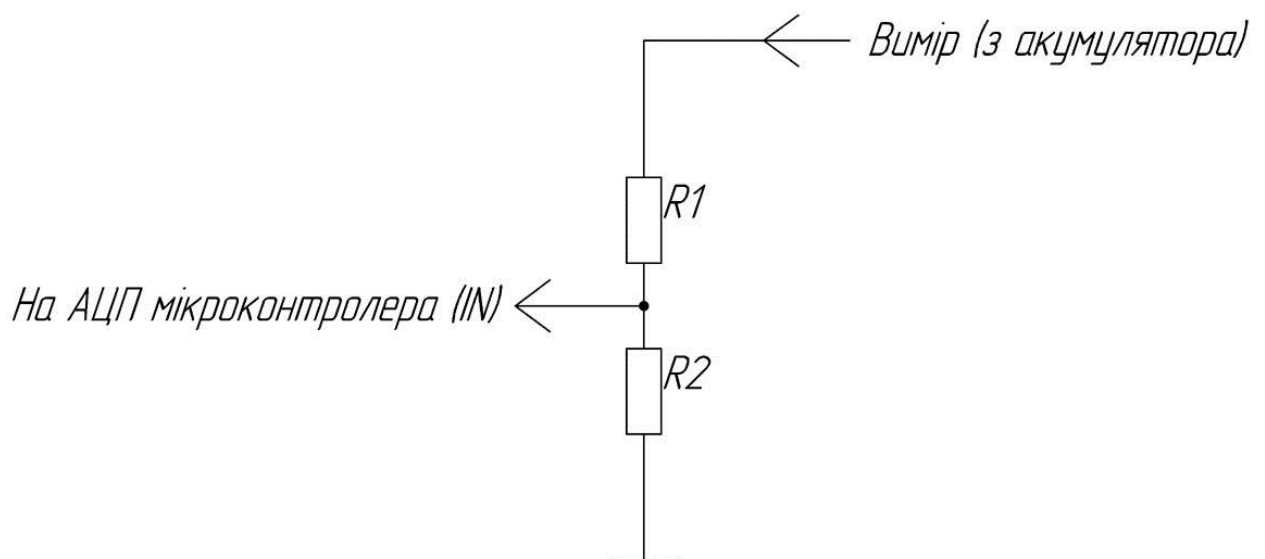


Рисунок 6.22 – Схема роздільника напруги

Струм резисторів R1 та R2 задаємо рівним $I_{R_{\min}} = 1 \text{ мА}$ при мінімальній вихідній напрузі пристрою $U_{\text{вих}_{\min}} = 5B$, то опір роздільника $R = R1 + R2$. Знайдемо опір R:

$$R = \frac{U_{\text{вих}_{\min}}}{I_{R_{\min}}}, \quad (6.73)$$

$$R = \frac{5}{0.001} = 5 \text{ кОм}.$$

Максимальний струм роздільника дорівнює:

$$I_{R_{\max}} = \frac{U_{\text{вих}_{\max}}}{R}, \quad (6.74)$$

$$I_R = \frac{65}{5000} = 13 \text{ мА}.$$

Максимальна напруга АЦП мікроконтролера дорівнює напрузі його живлення $U_{ADC_{\max}} = V_{CC} = 5B$, тому при $U_{\text{вих}_{\max}} = 65B$ необхідно за допомогою діляника на вхід АЦП подати напругу $U_{ADC_{\max}} = 5B$. Знайдемо опір резистора R1:

$$R1 = \frac{U_{\text{вих}_{\max}} - U_{ADC_{\max}}}{I_{R_{\max}}}, \quad (6.75)$$

$$R1 = \frac{65 - 5}{0.013} = 4.6 \text{ кОм}.$$

Опір резистора R2 дорівнює:

$$R2 = R - R1, \quad (6.76)$$

$$R2 = 5000 - 4600 = 400 \text{ Ом}.$$

Знайдемо потужність резисторів R1 та R2:

$$P_{R1} = \left(I_{R_{\max}} \right)^2 \cdot R1, \quad (6.77)$$

$$P_{R2} = \left(I_{R_{\max}} \right)^2 \cdot R2, \quad (6.78)$$

Отримаємо:

$$P_{R1} = (0.013)^2 \cdot 4600 = 0.7 \text{ Вт}.$$

$$P_{R2} = (0.013)^2 \cdot 400 = 0.06 \text{ Вт}.$$

Обирається резистор R1 типу С1-4, 4.7 кОм $\pm 5\%$, 1 Вт та резистор R2 типу С1-4, 360 Ом $\pm 5\%$, 0.125 Вт.

Мінімальну напругу на R2, котра буде подаватися на вхід АЦП визначимо за формулою:

$$U_{R2} = \frac{U_{\text{вих min}} \cdot R2}{R1 + R2}, \quad (6.79)$$

$$U_{R2} = \frac{5 \cdot 360}{4700 + 360} = 0.355B.$$

Напруга дискретизації дорівнює $U_d = 4.8mB$, тому коефіцієнт відношення:

$$k = \frac{U_{R2}}{U_d}, \quad (6.80)$$

$$k = \frac{355}{4.8} = 73.9$$

Визначимо мінімальну напругу на акумуляторі, котру буде фіксувати мікроконтролер:

$$U_{Amin} = \frac{U_{\text{вих min}}}{k}, \quad (6.81)$$

$$U_{Amin} = \frac{5}{73.9} = 67mB.$$

Чутливість АЦП відносно до вимірів вихідної напруги та напруги акумулятору кратна 67 мВ. Вимір та фіксування напруги реалізуємо з чутливістю 100 мВ (тому що, 100 мВ > 67 мВ, співвідношення вірне) з 0.1 В до 68 В, що повністю задовольняє можливості МК.

6.11 Розрахунок ЦАП у схемі МК

Схема ЦАП реалізована за допомогою інтегратора на операційному підсилювачі (ОП) (рис. 6.23) та корегує роботу оптопари, яка керує роботою мікросхеми ШІМ.

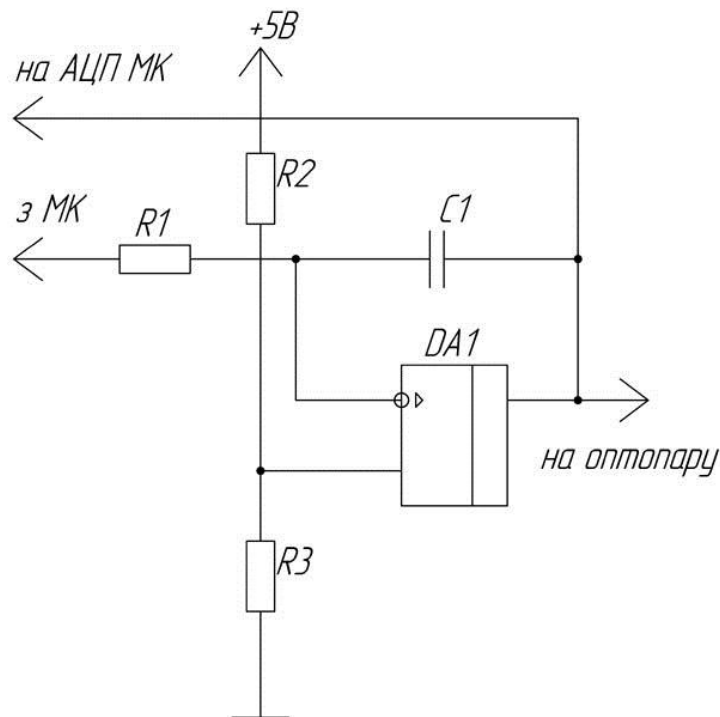


Рисунок 6.23 – Схема ЦАП

Конденсатор $C1$ заряджається та розряджається лінійно крізь резистор $R1$, тому що він знаходиться у лінії зворотнього зв'язку ОП. Операційний підсилювач інтегрує вихідну напругу порту МК, котра дорівнює 0 або 5 В.

Неінвертуючий вхід ОП включений у якості інтегратора має потенціал $0.5V_{cc}$, тому $R2=R3$. Виходячи з цього вихідна напруга $U_y = 0V$. Мікроконтролер AVR має потенціал $-0.5V_{cc}$, а вихідна напруга $U_y = V_{cc}$ – потенціал $+0.5V_{cc}$. Виходячи з цього існує можливість керувати за допомогою уніполярної робочої напруги МК у двох напрямках від

$$U_{ЦАП} = 0B \text{ до } U_{ЦАП} = V_{CC} = 5B.$$

Вихідна напруга інтегратора дорівнює [26]:

$$U_{вих} = \left(-\frac{1}{R1 \cdot C1} \int_{t1}^{t2} U1 dt \right) + U_{R3}, \quad (6.82)$$

Розрахуємо період тактування МК:

$$T = \frac{1}{f}, \quad (6.83)$$

де f – тактова частота МК, $f = 16 МГц$.

$$T = \frac{1}{16 \cdot 10^6} = 6.25 \cdot 10^{-8} \text{ с}.$$

Знайдемо частоту АЦП:

$$f_{ADC} = \frac{f}{64}, \quad (6.84)$$

$$f_{ADC} = \frac{16 \cdot 10^6}{64} = 250 \text{ кГц}.$$

Визначимо час тактування АЦП:

$$T_{ADC} = 13 \cdot \frac{1}{f_{ADC}}, \quad (6.85)$$

$$T_{ADC} = 13 \cdot \frac{1}{150 \cdot 10^3} = 5.2 \cdot 10^{-5} \text{ c}.$$

У мікроконтролері АЦП має 10 біт, тобто $2^{10} = 1024$ значення, тому напруга дискретизації дорівнює:

$$U_d = \frac{V_{cc}}{1024}, \quad (6.86)$$

$$U_d = \frac{5}{1024} = 4.8 \text{ мВ}.$$

Швидкість обробки даних дорівнює:

$$v = \frac{U_d}{2 \cdot T}, \quad (6.87)$$

$$v = \frac{4.8 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 6.25 \cdot 10^{-8}} = 3.9 \cdot 10^4 \frac{\text{В}}{\text{с}} = 39 \frac{\text{мВ}}{\text{мкс}}.$$

Для R1 необхідно обрати значення відносно велике по відношенню до вихідного опору активного порту МК, але й менше вхідного опору ОП та великоомного вихіду мікроконтролера. Оберемо значення R1= 18 кОм, тоді отримаємо значення для C:

$$RC = \frac{0.5 \cdot V_{cc} - V_y}{v}, \quad (6.88)$$

$$RC = \frac{0.5 \cdot 5 - 0}{3.9 \cdot 10^4} = 6.4 \cdot 10^{-5}.$$

$$C = \frac{\left(\frac{0.5 \cdot V_{cc} - V_y}{v} \right)}{R}, \quad (6.89)$$

$$C = \frac{6.4 \cdot 10^{-5}}{18 \cdot 10^3} = 3.5 \text{ нФ}.$$

Обирається резистор R1 типу C1-4, 18 кОм, 0.125 Вт $\pm 5\%$, конденсатор C1 типу K10-17Б 4.7 нФ $\pm 10\%$.

Розрахуємо значення розподільника напруги R2 та R3 при R2 = R3, R=R2+R3, $U_R = V_{cc} = 5\text{В}$ задаємо струм $I_R = 1\text{мА}$, тому:

$$R = \frac{U_R}{I_R}, \quad (6.90)$$

$$R = \frac{5}{0.001} = 5000 \text{ Ом}.$$

$$R2 = R3 = \frac{R}{2}, \quad (6.91)$$

$$R2 = R3 = \frac{5000}{2} = 2500 \text{ Ом}.$$

Резистори R2 та R3 обираються типу C1-4, 2.4 кОм, 0.125 Вт $\pm 5\%$.

Обирається операційний підсилювач типу LM358N.

7 ОПИС РЕЖИМІВ РОБОТИ СПРОЄКТОВАНОГО ЗАРЯДНОГО ПРИСТРОЮ

На сьогоднішній час існує чимало пристроїв здатних заряджати акумулятори. Більшість конструкцій не передбачають коректування критерію закінчення заряду, прив'язуючись або до конкретного типу акумуляторної батареї або до фіксованих значень струму, кінцевої напруги, часу зарядження, що обмежує їх вживання для акумуляторних батарей іншого типу, ємності або напруги. Спроектований пристрій дозволяє контролювати процес зарядження різних типів акумуляторів у наступних режимах:

а) зарядження акумулятора до досягнення заданого рівня напруги струмом від 0.5 А до 100 А з можливістю регулювати струм кратним $\delta I = 0.5$ А. У цьому режимі вводиться необхідний рівень напруги кратним $\delta U = 0.5$ В, від 5.0 В до 65.0 В. У кінці процесу фіксується час зарядження у діапазоні 1 с...48 годин, а також спад напруги, якщо такий був, у діапазоні кратним 100 мВ;

б) зарядження акумулятора за таймером. Вводиться час зарядження – години, хвилини, секунди, а після закінчення зарядження фіксується досягнутий рівень напруги та зворотній спад напруги, якщо такий був;

в) зарядження акумулятора до досягнення заданого спаду напруги. Вводиться значення спаду напруги у діапазоні кратним 100 мВ. У кінці зарядження запам'ятовується досягнутий рівень напруги та час зарядження у діапазоні 1 с...48 годин. У деяких Ni-MH та Ni-Cd акумуляторів на початку заряду струмом $0.8 \times C$ і вище спостерігається короткочасний спад напруги. В цьому випадку можна активувати таймер на час 1...10 хвилин, протягом якого спад напруги на акумуляторі буде проігноровано;

г) зарядження акумулятора із використанням будь-якої комбінації режимів: а, б, в. Можна, наприклад, заряджати Ni-MH акумулятор струмом $1.0 \times C$ до досягнення спаду напруги 100 мВ, одночасно активувавши таймер

зарядження та ввести максимальний рівень напруги на акумуляторі. Процес зарядження зупиниться, якщо хоч би один параметр перевищить встановлене значення;

д) розрядження акумулятора до досягнення заданого рівня напруги. Вводиться залишкова напруга на акумуляторі в сотнях мілівольт, початкова напруга на акумуляторній батареї має бути не більше 65 В. По досягненні введеного значення фіксується час розрядження у діапазоні 1 с...48 годин. Цей режим можна використовувати для виміру реальної ємності акумулятора, оскільки розрядження відбувається стабільним струмом та його значення відоме;

ж) зарядження акумулятора із попереднім процесом розрядження. Використовується для Ni-Cd та Ni-MH акумуляторів для боротьби з «ефектом пам'яті». Режим включає всі функції (а, б, в, г, д) для зарядження та розрядження;

к) тренування акумулятора. Режим включає всі функції для зарядження з попереднім розрядженням, буває корисний для акумуляторних батарей, які тривалий час не експлуатувалися;

л) неавтоматизоване зарядження/розрядження акумулятора. Момент закінчення зарядження/розрядження акумулятора визначається користувачем. Вимірюється лише напруга на акумуляторі, час зарядження, але спад напруги не контролюється.

Незалежно від обраного режиму процес зарядження або розрядження буде зупинений, якщо значення виміряної напруги перевищить 65 В.

У зарядному пристрої є годинник з індикацією часу (секунди, хвилини, години) та датою (число, місяць, рік), а також будильник. Можливо також вимірювання постійної вихідної напруги, напруги на акумуляторі при його зарядженні/розрядженні, напруги саморозрядження у діапазоні 0.1...68.0 В із роздільною здатністю 100 мВ.

Контролер здійснює вимір напруги, часу зарядження/розрядження,

спаду напруги, перевірку умов закінчення зарядження/розрядження акумулятора. Є кнопки для введення даних, встановлені та виміряні значення виводяться на семисегментний індикатор. Ці функції реалізує мікроконтролер ATmega16.

Процес перетворення аналогового сигналу до цифрового відбувається за допомогою вбудованого до МК АЦП. Мікроконтролер контролює 4 аналогових сигнали:

– напругу мережі живлення 220 В, забезпечуючи роботу пристрою від $U_{\sim \min} = 180\text{В}$ до $U_{\sim \max} = 240\text{В}$;

– вихідну напругу від $U_{\text{вих} \min} = 5\text{В}$ до $U_{\text{вих} \max} = 65\text{В}$ та контролює струм навантаження від 0.5 до 100 А;

– напругу акумуляторної батареї;

– керує напругою, яка керує роботою ШІМ-контролера.

У таблиці 7.1 наведені режими роботи спроектованого пристрою.

Таблиця 7.1 – Режими роботи контролера зарядного пристрою встановлювані мікрровимикачами SB1...SB6

SB6	SB5	SB4	SB3	SB2	SB1
1	2	3	4	5	6
Режим 2	Установка годинника	Обнуління секунд	Інкремент годин	Інкремент хвилин	Інкремент секунд
	Вихід				
	Вихід	Установка/перегляд дати	Інкремент числа	Інкремент місяця	Інкремент року
	Вихід	Не використовується	Установка будильника (активація будильника)	Інкремент годин	Інкремент хвилин
	Індикація часу розряду	Індикація часу заряду	Виміряний спад напруги	Вибір параметра, що відображується індикатором (виміряна напруга заряду/розряду)	Години

Режим 2	Вихід	Не використовується	Включення/ відключення реле розряду	Включення/ відключення реле заряду	Вимір напруга, ручний заведення/ розведення
---------	-------	---------------------	---	--	---

Продовження таблиці 7.1

1	2	3	4	5	6
Режим 1	Установка максимального часу заряду (вихід)	Не використовується	Інкремент годин	Інкремент хвилин	Інкремент секунд
	Вихід	Установка кінцевої напруги заряду (інкремент тисяч милливольт)	Інкремент сотень милливольт	Інкремент десятків милливольт	Інкремент одиниць милливольт
	Вихід	Інкремент тисяч милливольт	Установка кінцевої напруги розряду (інкремент сотень милливольт)	Інкремент десятків милливольт	Інкремент одиниць милливольт
	Вихід	Активація таймеру	Інкремент хвилин таймеру	Установка величини спаду напруги (dU) (декремент dU)	Інкремент dU
	Вихід	Не використовується	Не використовується	Декремент циклів	Число циклів тренування акумулятора (інкремент циклів)
Режим 0	Активація режиму заряду акумулятора (вихід)	Не використовується	Не використовується	Вимкнути	Включити
	Вихід	Активація режиму заряду з доразрядом	Не використовується	Вимкнути	Включити
	Вихід	Не використовується	Активація режиму розряду акумулятора, вимір ємності	Вимкнути	Включити
	Вихід	Не використовується	Не використовується	Активація режиму тренування акумулятора (вимкнути)	Включити
	Вихід	Не використовується	Максимальний час заряду	Максимальна напруга заряду	Вибір критеріїв закінчення заряду

					аккумулятора (спад напруги)
--	--	--	--	--	--------------------------------

Для роботи годинника реального часу, а також підрахунку часу зарядження і розрядження аккумулятора використовується таймер TC1 мікроконтролера. За допомогою регістра режиму роботи TMOD він переводиться до режиму роботи 0 – восьмибітовий лічильник з п'ятибітовим переддільником. Підрахунок імпульсів походить від зовнішнього генератора з частотою 32768 Гц, зібраного на інверторах DD2.1 – DD2.3 (рис. 6.20) та підключеного до входу T1 (виводу 2 мікроконтролера). Таким чином, кожні 0.25с відбувається переповнювання лічильників, що викликає встановлення прапорців переповнювання TF1 та виклик відповідної програми обробки переривань.

Для обслуговування семисегментних індикаторів HG1.1 – HG1.3 та HG2.1 – HG2.3 і кнопок SB1 – SB6 використовується таймер TCO (рис. 6.19). Так само, як і таймер TC1, він налаштований на режим 0 але працює від внутрішнього джерела сигналів синхронізації частотою 2 МГц. Кожні 4.096 мс відбувається встановлення прапорців переповнювання TFO та виклик підпрограми обслуговування кнопок і індикаторів. Брязкіт перемикавання кнопок усувається програмно, запис кодів клавіші, яку натиснуто, відбувається у момент її віджимання.

Світлодіод HL1 відображає активацію режиму зарядження аккумулятора, а світлодіод HL2 – розрядження. У разі активації режиму зарядження з дорозрядженням або режимом тренування вказані світлодіоди блимають з частотою 2 Гц.

Світлодіод HL3 служить показником одного з трьох режимів введення кнопками SB1 – SB5. Перемикавання режиму здійснюється кнопкою SB6. У режимі введення 0 світлодіод HL3 не горить, у режимі 1 блимає із частотою 2 Гц, а в режимі 2 горить постійно. В таблиці 7.1 перераховані усі комбінації натиснення кнопок SB1 – SB6 для керування контролером

зарядного пристрою.

Для звукового сповіщення закінчення всіх режимів зарядження/розрядження, будильника та для підтвердження натиснення кнопок SB1 – SB5 служать елементи R1, VT1, BF1 (рис. 6.21).

На час включення реле зарядження/розрядження на виводі RA7 та RB0 встановлюється логічна «1». Реле, що комутують струмами зарядження і розрядження, керуються транзисторами VT1, VT2 відповідно. Застосування реле дозволяє використовувати джерело стабільного струму та електронний баласт.

Проте слід зауважити, що вимірювання стрибка напруги 100 мВ на акумуляторі, особливо при великих струмах зарядження вимагає від джерела струму високої стабільності і мінімальних пульсацій на навантаженні, тому було розраховано та використано вихідний фільтр. Інакше відбуватимуться помилкові відключення режиму зарядження. З режимом розрядження справи йдуть простіше – досить використовувати звичайний резистор із відповідною допустимою розсіюваною потужністю або баласт, оскільки в цьому режимі контролюється лише кінцева напруга розрядження. Проте для вимірювання реальної ємності акумулятору резистор не зовсім годиться – при поступовому розрядженні акумулятора, струм, що віддається у навантаження, зменшується. Необхідно використовувати електронний баласт-пристрій, споживаючий стабільний струм від акумулятора незалежно від напруги на ньому.

Регулювання контролера зарядного пристрою полягає в підстроюванні частоти зовнішнього генератора 32768 Гц та в установці струму зарядження конденсатору C2. Генератор налаштовується за допомогою частотоміра, підключеного до виводу 6 DD2.3 змінним конденсатором C1. Якщо не вдасться набути значення 32768 Гц, регулюють конденсатор C2.

Для налаштування АЦП необхідно включити режим виміру напруги відповідно до таблиці 7.1. До входу «вимір» контролера від зовнішнього джерела подається напруга 5.0...65.0 В, контрольоване еталонним вольтметром. Як еталонний вольтметр бажано використовувати прилади, які можуть вимірювати напругу до 70 В з дозволом 100 мВ. При використанні приладів з роздільною здатністю 1 В точність регулювання буде гірше, що

позначиться на похибках перетворення.

Підлаштовуючи резистори R1 та R2 (рис. 6.22) на індикаторах контролера необхідно дійти до вимірних показників, ідентичних показникам зовнішнього вольтметра. Після цього, зменшуючи напругу на вході «вимір» контролеру, дійти індикації мінімальної вимірюваної напруги. Надалі показники еталонного вольтметра округляються до цілого значення, з нього віднімається значення напруги, вимірюваної контролером. Отримане число – константа, яку підпрограма обробки переривань таймеру T/C2 додає до значення вилученого із регістрів RCAP2L, RCAP2H. Константу слід записати до файлу програми у шістнадцятирічній формі. Після цього необхідно знову подаючи на вхід «вимір» напруги 5.0...65.0 В та підлаштовуючи струм резисторів R1 і R2 дійти ідентичних показників вольтметра та контролеру.

Для зміни яскравості світимості індикаторів HG1-HG2 у більшу або меншу сторону у файлі програми слід збільшити або зменшити лічильник затримки виведення наступного індикатора відповідно. Аби не сталося відключення режиму зарядження або розрядження із-за помилкового вимірювання напруги, наслідком якої може бути випадковий процес, у програмі передбачено підрахунок числа збігів умов закінчення зарядження і розрядження, тобто для автоматичного відключення встановленого режиму зарядження або розрядження необхідно, аби вимірювана напруга та стрибок напруги відповідав встановленому значенню 10 разів підряд. Значення числа збігів можна змінити, вказавши у файлі програми до умов закінчення за стрибком напруги зарядження і напруги розрядження відповідно.

ВИСНОВКИ

В ході проектування було розроблено універсальний пристрій зарядження акумуляторів, який контролює процес зарядження-розрядження різних типів акумуляторів у декількох режимах. У процесі проектування було виконано:

- проведено опис характеристик акумуляторів різноманітних типів;
- створено структурну схему;
- у якості джерела живлення обрано імпульсне джерело живлення, яке має ККД до 98 %;
- розроблено блок керування пристроєм на основі мікроконтролера ATmega16, що відрізняється багаторежимними функціями, які можуть використовуватись щодо зарядження різних типів акумуляторів;
- розроблено схему, що контролює мережну напругу живлення ~ 220 В;
- розроблено схему контролю температури охолодження ключових елементів;
- для забезпечення гальванічної розв'язки вхідної та вихідної частини пристрою застосовані оптроні схеми для формування керуючих сигналів;
- виконано електричний розрахунок вузлів і елементів пристрою з використанням сучасної імпоротної елементної бази, що забезпечило регулювання напруги при навантаженні від 5 В до 60 В та струму від 0.5 А до 100 А при напрузі 30 В, а при напрузі 60 В струму до 6 А.

Використання мікроконтролера ATmega16 дозволило створити універсальний пристрій з мінімальними масогабаритними та економічними показниками.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Белов, А. В. Конструирование устройств на микроконтроллерах [Текст] /А.В. Белов. – СПб.: Наука и техника, 2005. – 256 с.
2. Беляев С. Контроллер зарядного устройства // Схемотехника, – 2006, – №12, – с. 32 – 35.
3. Бирюков С.А. Зарядно–разрядное устройство на микросхеме LNK 501 для сотового телефона // Схемотехника, – 2003, – №12, – с. 14 – 16.
4. Грищенко М. Микропроцессорное зарядное устройство для Ni-Cd аккумуляторов // Схемотехника, – 2003, – №1, – с. 13 – 14.
5. Фрунзе А. 1001-е зарядное устройство // Схемотехника, – 2006, – №3, – с. 32 – 34; – №4, – с. 42 – 43; – №5, – с. 29 – 31; – №6, – с.32 – 33; – №7, – с. 24 – 26.
6. Журченко А. Автоматическое разрядное устройство для Ni-MH и Ni-Cd аккумуляторов // Схемотехника, – 2004, – №3, – с. 4–6.
7. Онышко Д. Разрядное устройство для аккумуляторной батареи // Схемотехника, – 2006, – №8, – с. 45 – 47.
8. Онышко Д., Журченко А. Зарядно-питающий блок для портативных устройств // Схемотехника, – 2004, – №11, – с. 47 – 49.
9. Ефимов, И. П. Источники питания РЭА: Учебное пособие [Текст]/ И.П. Ефимов – [2-е изд.]. – Ульяновск: УлГТУ, 2002. – 136 с.
10. Ирвинг, М. Г. Источники питания. Инверторы. Конверторы. Линейные и импульсные стабилизаторы [Текст]/ М.Г. Ирвинг – М.: Постмаркет, 2002. – 544 с.
11. Костиков, В. Г. Источники электропитания современных средств. Схемотехники и конструирование: Учебник для вузов [Текст]/ В. Г. Костиков, Е. М. Парфенов, В. А. Шахнов – [2-е изд.]. – М.: Горячая линия – Телеком, 2001. – 344 с.

12. Белов, А. В. Создаем устройства на микроконтроллерах [Текст]/ А. В. Белов – СПб.: Наука и Техника, 2007. – 304 с.
13. Браун, М. Источники питания. Расчет и конструирование [Текст]/ М. Браун: Пер. с англ. – К.: МК-Пресс, 2007. – 288 с.
14. Москатов, Е. А. Справочник по полупроводниковым приборам [Текст]/ Е. А. Москатов – [2-е изд.]. – Таганрог: ТТУ, 2005. – 219 с.
15. Казначеев, В. А. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение: Справочник [Текст]/ В. А. Казначеев, А. В. Кирюжин – [2-е изд.]. – М.: Додэка-XXI, 2001. – 608 с.
16. Онышко Д., Журченко А. Выравнивающие устройства для аккумуляторных батарей // Схемотехника, – 2003, – №5, – с. 20 – 21.
17. Онышко Д., Журченко А. Зарядные устройства на КМОП элементах с тремя состояниями // Схемотехника, – 2003, – №10, – с. 8 – 9.
18. Малахов С. Разрядное устройство для аккумуляторной батареи // Схемотехника, – 2003, – №5, – с. 21 – 22.
19. Евстифеев, А. В. Микроконтроллеры AVR семейства Mega. Руководство пользователя [Текст]/ А.В. Евстифеев – М.: Додэка-XXI, 2007. – 592 с.
20. Мэк, Р. Импульсные источники Питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению [Текст]/ Р. Мэк – М.: Додэка-XXI, 2008. – 272 с.
21. Шпак, Ю. А. Программирование на языке С для AVR и PIC микроконтроллеров [Текст]/ Ю. А. Шпак – К.: МК-Пресс, 2006. – 400 с.
22. Трамперт, В. Измерение, управление и регулирование с помощью AVR-микроконтроллеров: Пер. с нем. [Текст]/ В. Трамперт – К.: МК-Пресс, 2006. – 208 с.
23. Загорелов П. Прибор для зарядки и тренировки автомобильного аккумулятора // Схемотехника, – 2002, – №1, – с. 10 – 12.

24. Найвельт, Г. С. Источники электропитания аппаратуры: Справочник [Текст]/ Г. С. Найвельт – М.: Радио и связь, 1985. – 576 с.
25. Фолкенберри, Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС: Пер. с англ. [Текст]/ Л. Фолкенберри – М.: Мир, 1985. – 572 с.
26. Держстандарт. Звіти у сфері науки і техніки. Структура та правила оформлювання: ДСТУ 3008:2015 – К.: ДП УкрНДНЦ, 2016. – 31 с.

ДОДАТОК А

Технічні характеристики ШІМ-контролеру TL494


MOTOROLA

SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	42		V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	42		V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1)	I_{C1}, I_{C2}	500		mA
Amplifier Input Voltage Range	V_{IR}	-0.3 to +42		V
Power Dissipation @ $T_A \leq 45^\circ\text{C}$	P_D	1000		mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	80		$^\circ\text{C/W}$
Operating Junction Temperature	T_J	125		$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +125		$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range TL494C TL494I	T_A	0 to +70 -25 to +85		$^\circ\text{C}$
Derating Ambient Temperature	T_A	45		$^\circ\text{C}$

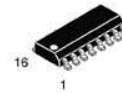
NOTE: 1. Maximum thermal limits must be observed.

Order this document by TL494/D

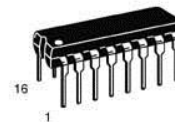
TL494

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

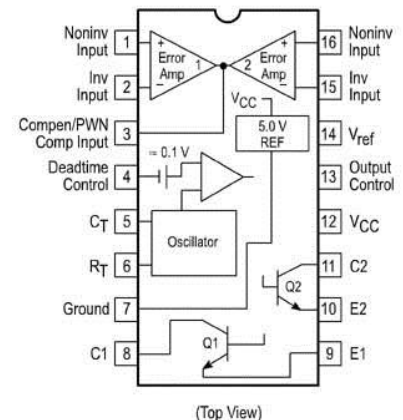


D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B
(SO-16)



N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
TL494CD	$T_A = 0^\circ \text{ to } +70^\circ\text{C}$	SO-16
TL494CN		Plastic
TL494IN	$T_A = -25^\circ \text{ to } +85^\circ\text{C}$	Plastic

TL494

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	—	30	40	V
Collector Output Current (Each transistor)	I_{C1}, I_{C2}	—	—	200	mA
Amplified Input Voltage	V_{in}	−0.3	—	$V_{CC} - 2.0$	V
Current Into Feedback Terminal	I_{fb}	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I_{ref}	—	—	10	mA
Timing Resistor	R_T	1.8	30	500	k Ω
Timing Capacitor	C_T	0.0047	0.001	10	μ F
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15$ V, $C_T = 0.01$ μ F, $R_T = 12$ k Ω , unless otherwise noted.)For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

REFERENCE SECTION

Reference Voltage ($I_O = 1.0$ mA)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation ($V_{CC} = 7.0$ V to 40 V)	Reg_{line}	—	2.0	25	mV
Load Regulation ($I_O = 1.0$ mA to 10 mA)	Reg_{load}	—	3.0	15	mV
Short Circuit Output Current ($V_{ref} = 0$ V)	I_{SC}	15	35	75	mA

OUTPUT SECTION

Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_{CE} = 40$ V)	$I_{C(off)}$	—	2.0	100	μ A
Emitter Off-State Current $V_{CC} = 40$ V, $V_C = 40$ V, $V_E = 0$ V)	$I_{E(off)}$	—	—	−100	μ A
Collector–Emitter Saturation Voltage (Note 2) Common–Emitter ($V_E = 0$ V, $I_C = 200$ mA) Emitter–Follower ($V_C = 15$ V, $I_E = -200$ mA)	$V_{sat(C)}$ $V_{sat(E)}$	— —	1.1 1.5	1.3 2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} \leq 0.4$ V) High State ($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCL} I_{OCH}	— —	10 0.2	— 3.5	μ A mA
Output Voltage Rise Time Common–Emitter (See Figure 12) Emitter–Follower (See Figure 13)	t_r	— —	100 100	200 200	ns
Output Voltage Fall Time Common–Emitter (See Figure 12) Emitter–Follower (See Figure 13)	t_f	— —	25 40	100 100	ns

NOTE: 2. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperature as possible.

TL494

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ERROR AMPLIFIER SECTION					
Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	–	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	–	–0.1	–1.0	μA
Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{ICR}	–0.3 to V_{CC} –2.0			V
Open Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\text{ V}$, $V_O = 0.5\text{ V}$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	–	dB
Unity–Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5\text{ V}$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	f_{C-}	–	350	–	kHz
Phase Margin at Unity–Gain ($V_O = 0.5\text{ V}$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	ϕ_m	–	65	–	deg.
Common Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	CMRR	65	90	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\text{ V}$, $V_O = 2.5\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	PSRR	–	100	–	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_{O-}	0.3	0.7	–	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_{O+}	2.0	–4.0	–	mA

PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)

Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	V_{TH}	–	2.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{Pin\ 3} = 0.7\text{ V}$)	I_{I-}	0.3	0.7	–	mA

DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)

Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4} = 0\text{ V}$ to 5.25 V)	I_{IB} (DT)	–	–2.0	–10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push–Pull Mode ($V_{Pin\ 4} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$) ($V_{Pin\ 4} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 30\text{ k}\Omega$)	DC_{max}	45 –	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{th}	– 0	2.8 –	3.3 –	V

OSCILLATOR SECTION

Frequency ($C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 30\text{ k}\Omega$)	f_{osc}	–	40	–	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 30\text{ k}\Omega$)	$\sigma_{f_{osc}}$	–	3.0	–	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\text{ V}$ to 40 V , $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc} (\Delta V)$	–	0.1	–	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}$ to T_{high}) ($C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$)	$\Delta f_{osc} (\Delta T)$	–	–	12	%

UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION

Turn–On Threshold (V_{CC} increasing, $I_{ref} = 1.0\text{ mA}$)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
--	----------	-----	------	-----	---

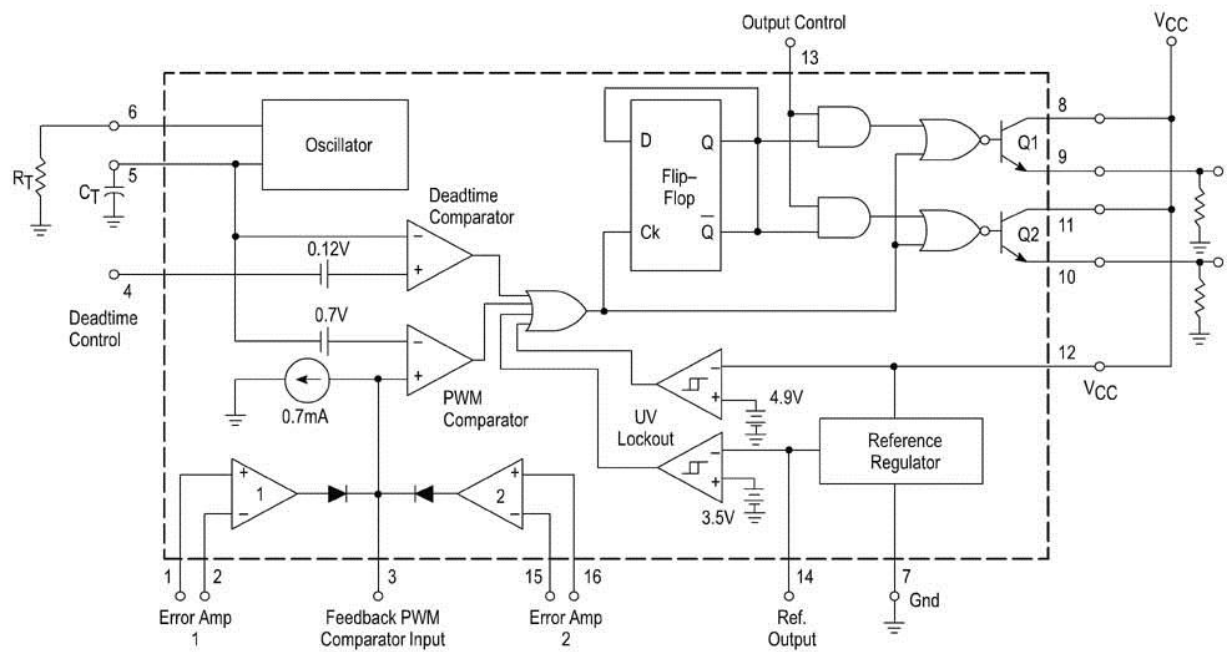
TOTAL DEVICE

Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref} , All other inputs and outputs open) ($V_{CC} = 15\text{ V}$) ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	I_{CC}	– –	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ($C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$, $V_{Pin\ 4} = 2.0\text{ V}$) ($V_{CC} = 15\text{ V}$) (See Figure 12)		–	7.0	–	mA

* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula, $\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (X_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$

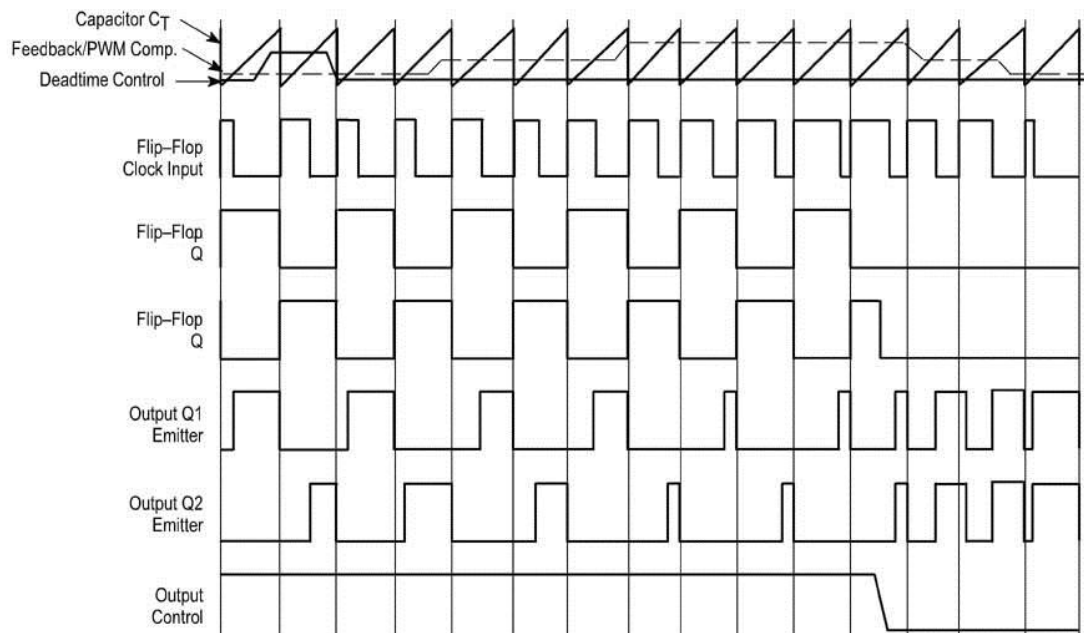
TL494

Figure 1. Representative Block Diagram



This device contains 46 active transistors.

Figure 2. Timing Diagram



ДОДАТОК Б

Технічні характеристики мікроконтролеру ATmega16

Features

- High-performance, Low-power AVR[®] 8-bit Microcontroller
- Advanced RISC Architecture
 - 131 Powerful Instructions – Most Single-clock Cycle Execution
 - 32 x 8 General Purpose Working Registers
 - Fully Static Operation
 - Up to 16 MIPS Throughput at 16 MHz
 - On-chip 2-cycle Multiplier
- Nonvolatile Program and Data Memories
 - 16K Bytes of In-System Self-Programmable Flash
 - Endurance: 10,000 Write/Erase Cycles
 - Optional Boot Code Section with Independent Lock Bits
 - In-System Programming by On-chip Boot Program
 - True Read-While-Write Operation
 - 512 Bytes EEPROM
 - Endurance: 100,000 Write/Erase Cycles
 - 1K Byte Internal SRAM
 - Programming Lock for Software Security
- JTAG (IEEE std. 1149.1 Compliant) Interface
 - Boundary-scan Capabilities According to the JTAG Standard
 - Extensive On-chip Debug Support
 - Programming of Flash, EEPROM, Fuses, and Lock Bits through the JTAG Interface
- Peripheral Features
 - Two 8-bit Timer/Counters with Separate Prescalers and Compare Modes
 - One 16-bit Timer/Counter with Separate Prescaler, Compare Mode, and Capture Mode
 - Real Time Counter with Separate Oscillator
 - Four PWM Channels
 - 8-channel, 10-bit ADC
 - 8 Single-ended Channels
 - 7 Differential Channels in TQFP Package Only
 - 2 Differential Channels with Programmable Gain at 1x, 10x, or 200x
 - Byte-oriented Two-wire Serial Interface
 - Programmable Serial USART
 - Master/Slave SPI Serial Interface
 - Programmable Watchdog Timer with Separate On-chip Oscillator
 - On-chip Analog Comparator
- Special Microcontroller Features
 - Power-on Reset and Programmable Brown-out Detection
 - Internal Calibrated RC Oscillator
 - External and Internal Interrupt Sources
 - Six Sleep Modes: Idle, ADC Noise Reduction, Power-save, Power-down, Standby and Extended Standby
- I/O and Packages
 - 32 Programmable I/O Lines
 - 40-pin PDIP, 44-lead TQFP, and 44-pad QFN/MLF
- Operating Voltages
 - 2.7 - 5.5V for ATmega16L
 - 4.5 - 5.5V for ATmega16
- Speed Grades
 - 0 - 8 MHz for ATmega16L
 - 0 - 16 MHz for ATmega16
- Power Consumption @ 1 MHz, 3V, and 25°C for ATmega16L
 - Active: 1.1 mA
 - Idle Mode: 0.35 mA
 - Power-down Mode: < 1 µA



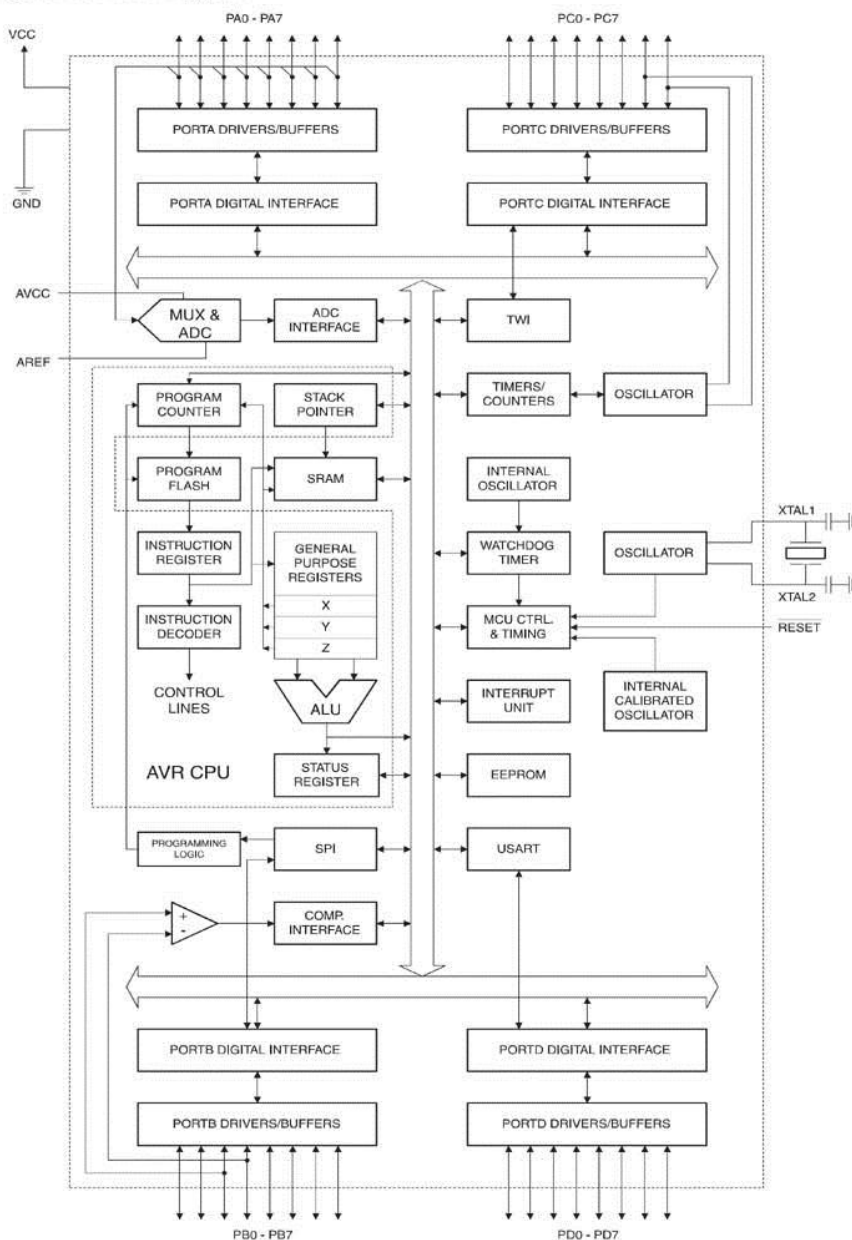
8-bit AVR[®]
Microcontroller
with 16K Bytes
In-System
Programmable
Flash

ATmega16
ATmega16L

2466N-AVR-10/06



Figure 2. Block Diagram





Electrical Characteristics

Absolute Maximum Ratings*

Operating Temperature.....	-55°C to +125°C
Storage Temperature.....	-65°C to +150°C
Voltage on any Pin except $\overline{\text{RESET}}$ with respect to Ground	-0.5V to $V_{CC}+0.5V$
Voltage on $\overline{\text{RESET}}$ with respect to Ground.....	-0.5V to +13.0V
Maximum Operating Voltage	6.0V
DC Current per I/O Pin	40.0 mA
DC Current V_{CC} and GND Pins.....	200.0mA PDIP and 400.0mA TQFP/MLF

*NOTICE: Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or other conditions beyond those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

DC Characteristics

$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 85°C , $V_{CC} = 2.7V$ to $5.5V$ (Unless Otherwise Noted)

Symbol	Parameter	Condition	Min	Typ	Max	Units
V_{IL}	Input Low Voltage except XTAL1 and RESET pins	$V_{CC}=2.7 - 5.5$	-0.5		$0.2 V_{CC}^{(1)}$	V
V_{IH}	Input High Voltage except XTAL1 and RESET pins	$V_{CC}=2.7 - 5.5$	$0.6 V_{CC}^{(2)}$		$V_{CC} + 0.5$	V
V_{IH1}	Input High Voltage XTAL1 pin	$V_{CC}=2.7 - 5.5$	$0.7 V_{CC}^{(2)}$		$V_{CC} + 0.5$	V
V_{IL1}	Input Low Voltage XTAL1 pin	$V_{CC}=2.7 - 5.5$	-0.5		$0.1 V_{CC}^{(1)}$	V
V_{IH2}	Input High Voltage RESET pin	$V_{CC}=2.7 - 5.5$	$0.9 V_{CC}^{(2)}$		$V_{CC} + 0.5$	V
V_{IL2}	Input Low Voltage RESET pin	$V_{CC}=2.7 - 5.5$	-0.5		$0.2 V_{CC}$	V
V_{OL}	Output Low Voltage ⁽³⁾ (Ports A,B,C,D)	$I_{OL} = 20 \text{ mA}$, $V_{CC} = 5V$ $I_{OL} = 10 \text{ mA}$, $V_{CC} = 3V$			0.7 0.5	V V
V_{OH}	Output High Voltage ⁽⁴⁾ (Ports A,B,C,D)	$I_{OH} = -20 \text{ mA}$, $V_{CC} = 5V$ $I_{OH} = -10 \text{ mA}$, $V_{CC} = 3V$	4.2 2.2			V V
I_{IL}	Input Leakage Current I/O Pin	$V_{CC} = 5.5V$, pin low (absolute value)			1	μA
I_{IH}	Input Leakage Current I/O Pin	$V_{CC} = 5.5V$, pin high (absolute value)			1	μA
R_{RST}	Reset Pull-up Resistor		30		60	$k\Omega$
R_{pu}	I/O Pin Pull-up Resistor		20		50	$k\Omega$

ATmega16(L)

ATmega16(L)

$T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to 85°C , $V_{CC} = 2.7\text{V}$ to 5.5V (Unless Otherwise Noted) (Continued)

Symbol	Parameter	Condition	Min	Typ	Max	Units
I_{CC}	Power Supply Current	Active 1 MHz, $V_{CC} = 3\text{V}$ (ATmega16L)		1.1		mA
		Active 4 MHz, $V_{CC} = 3\text{V}$ (ATmega16L)		3.8	5	mA
		Active 8 MHz, $V_{CC} = 5\text{V}$ (ATmega16)		12	15	mA
		Idle 1 MHz, $V_{CC} = 3\text{V}$ (ATmega16L)		0.35		mA
		Idle 4 MHz, $V_{CC} = 3\text{V}$ (ATmega16L)		1.2	2	mA
		Idle 8 MHz, $V_{CC} = 5\text{V}$ (ATmega16)		5.5	7	mA
	Power-down Mode ⁽⁵⁾	WDT enabled, $V_{CC} = 3\text{V}$		<8	15	μA
		WDT disabled, $V_{CC} = 3\text{V}$		< 1	4	μA
V_{ACIO}	Analog Comparator Input Offset Voltage	$V_{CC} = 5\text{V}$ $V_{in} = V_{CC}/2$			40	mV
I_{ACLK}	Analog Comparator Input Leakage Current	$V_{CC} = 5\text{V}$ $V_{in} = V_{CC}/2$	-50		50	nA
t_{ACPD}	Analog Comparator Propagation Delay	$V_{CC} = 2.7\text{V}$ $V_{CC} = 4.0\text{V}$		750 500		ns

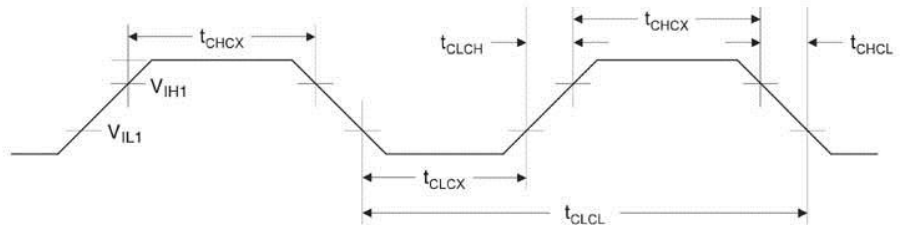
- Notes:
1. "Max" means the highest value where the pin is guaranteed to be read as low
 2. "Min" means the lowest value where the pin is guaranteed to be read as high
 3. Although each I/O port can sink more than the test conditions (20 mA at $V_{CC} = 5\text{V}$, 10 mA at $V_{CC} = 3\text{V}$) under steady state conditions (non-transient), the following must be observed:
PDIP Package:
1) The sum of all IOL, for all ports, should not exceed 200 mA.
2) The sum of all IOL, for port A0 - A7, should not exceed 100 mA.
3) The sum of all IOL, for ports B0 - B7, C0 - C7, D0 - D7 and XTAL2, should not exceed 100 mA.
TQFP and QFN/MLF Package:
1) The sum of all IOL, for all ports, should not exceed 400 mA.
2) The sum of all IOL, for ports A0 - A7, should not exceed 100 mA.
3) The sum of all IOL, for ports B0 - B4, should not exceed 100 mA.
4) The sum of all IOL, for ports B3 - B7, XTAL2, D0 - D2, should not exceed 100 mA.
5) The sum of all IOL, for ports D3 - D7, should not exceed 100 mA.
6) The sum of all IOL, for ports C0 - C7, should not exceed 100 mA.
If IOL exceeds the test condition, VOL may exceed the related specification. Pins are not guaranteed to sink current greater than the listed test condition.
 4. Although each I/O port can source more than the test conditions (20 mA at $V_{CC} = 5\text{V}$, 10 mA at $V_{CC} = 3\text{V}$) under steady state conditions (non-transient), the following must be observed:
PDIP Package:
1) The sum of all IOH, for all ports, should not exceed 200 mA.
2) The sum of all IOH, for port A0 - A7, should not exceed 100 mA.
3) The sum of all IOH, for ports B0 - B7, C0 - C7, D0 - D7 and XTAL2, should not exceed 100 mA.
TQFP and QFN/MLF Package:
1) The sum of all IOH, for all ports, should not exceed 400 mA.
2) The sum of all IOH, for ports A0 - A7, should not exceed 100 mA.
3) The sum of all IOH, for ports B0 - B4, should not exceed 100 mA.
4) The sum of all IOH, for ports B3 - B7, XTAL2, D0 - D2, should not exceed 100 mA.



- 5] The sum of all IOH, for ports D3 - D7, should not exceed 100 mA.
 6] The sum of all IOH, for ports C0 - C7, should not exceed 100 mA. If IOH exceeds the test condition, VOH may exceed the related specification. Pins are not guaranteed to source current greater than the listed test condition.
 5. Minimum V_{CC} for Power-down is 2.5V.

External Clock Drive Waveforms

Figure 145. External Clock Drive Waveforms



External Clock Drive

Table 118. External Clock Drive⁽¹⁾

Symbol	Parameter	$V_{CC} = 2.7V \text{ to } 5.5V$		$V_{CC} = 4.5V \text{ to } 5.5V$		Units
		Min	Max	Min	Max	
$1/t_{CLCL}$	Oscillator Frequency	0	8	0	16	MHz
t_{CLCL}	Clock Period	125		62.5		ns
t_{CHCX}	High Time	50		25		ns
t_{CLCX}	Low Time	50		25		ns
t_{CLCH}	Rise Time		1.6		0.5	μs
t_{CHCL}	Fall Time		1.6		0.5	μs
Δt_{CLCL}	Change in period from one clock cycle to the next		2		2	%

Note: 1. Refer to "External Clock" on page 31 for details.

Table 119. External RC Oscillator, Typical Frequencies ($V_{CC} = 5$)

R [k Ω] ⁽¹⁾	C [pF]	f ⁽²⁾
33	22	650 kHz
10	22	2.0 MHz

- Notes: 1. R should be in the range 3 k Ω - 100 k Ω , and C should be at least 20 pF.
 2. The frequency will vary with package type and board layout.