

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Факультет електроніки
(повна назва інституту/факультету)

Кафедра мікроелектроніки
(повна назва кафедри)

«До захисту допущено»
Завідувач кафедри

_____ (підпис) _____ (ініціали, прізвище)

“ _____ ” _____ 2019 р.

Дипломна робота
на здобуття ступеня бакалавра

з напрямку підготовки _____ 6.050801 Мікро-та наноелектроніка
(код і назва)

на тему: ”Контролер термоелектричного відновлювального джерела живлення”

Виконав : студент 4-го курсу, групи ДП-52
(шифр групи)

_____ Бойкиня Артур Олексійович _____
(прізвище, ім'я, по батькові) (підпис)

Керівник доц. к.ф.м. наук Заворотний В.Ф. _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) (підпис)

Консультант з нормоконтролю проф., к.т.н., доц.. Орлов А.Т. _____
(підпис)

Консультант з інформаційних питань доц.. к.т.н., Діденко Ю.В. _____
(підпис)

Рецензент _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) (підпис)

Засвідчую, що у цій дипломній роботі
немає запозичень з праць інших
авторів без відповідних посилань.
Студент _____
(підпис)

Київ – 2019 року

Завдання на дипломний проект, дипломну роботу

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Інститут/факультет Факультет електроніки
(повна назва)

Кафедра Кафедра мікроелектроніки
(повна назва)

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність - 6.050801 «Мікро- та наноелектроніка»
(код і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

(підпис) (ініціали, прізвище)

« » 2019р.

ЗАВДАННЯ на дипломну роботу студенту Бойкині Артуру Олексійовичу (прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: “Контролер термоелектричного відновлювального джерела живлення”
керівник (роботи) Заворотний В.Ф., кандидат фізико-математичних наук, доцент
затверджені наказом по університету від « » 20 р. №
2. Строк подання студентом роботи: 4 червня 2019
3. Вихідні дані до роботи: Портативний і зручний блок живлення з напругою виходу $U = 4,2 \text{ В}$ і струмом виходу $I = 0,2 \text{ А}$
4. Зміст дипломної роботи : 1.Ознайомлення з принципом роботи термоелектричного перетворювача на ефекті Зеебека. 2.Вимірювання вихідних характеристики елемента Пельтьє. 3 Ознайомлення з принципами роботи і архітектурою програмованої системи на кристалі CY3210 – PSoCEVAL1. 4. На базі заданого елемента Пельтьє і мікроконтролера створити портативний зарядний пристрій. 5. Обговорення результатів дослідження та написання дипломної роботи.
5. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслеників, плакатів, презентацій тощо): 1. Конструкція елемента Пельтьє. 2. Конструкція охолоджуваної системи 3. Принципові схеми DC-DC перетворювачів. 4. Конструкція програмованої системи на кристалі CY3210 – PSoCEVAL1. 5. Графіки залежності напруги на виході елементу Пельтьє від різниці температури на його пластинах.

6. Консультанти розділів проекту (роботи)*

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

7. Дата видачі завдання: 27.02.2019**Календарний план**

№ з/п	Назва етапів виконання дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Ознайомлення з принципом роботи термоелектричного перетворювача на ефекті Зеебека	01.03.2019	
2	Вимірювання вихідних характеристики елемента Пельтьє	15.03.2019	
3	Ознайомлення з принципами роботи і архітектурою програмованої системи на кристалі CY3210 – PSoCEVAL1	15.04.2019	
4	На базі заданого елемента Пельтьє і мікроконтролера створити портативний зарядний пристрій	15.05.2019	
5	Обговорення результатів дослідження та написання дипломної роботи	01.06.2019	

Студент _____
(підпис)Бойкиня А. О.
(ініціали, прізвище)Керівник роботи _____
(підпис)Заворотний В.Ф.
(ініціали, прізвище)

* Консультантом не може бути зазначено керівника дипломної роботи

РЕФЕРАТ

Дипломна робота виконана на 82 сторінках, вони містять 4 розділи, 24 ілюстрацій, 2 додатки та 15 джерел в переліку посилань.

Об'єктом дослідження є контроль роботи відновлювальних джерел живлення сучасними методами і раціональне використання їх енергії для корисних цілей. Предметом дослідження є усунення недоліків вже існуючих схожих систем, збільшення КПД термоелектричного джерела живлення і безпечне функціонування системи в критичних умовах.

Метою роботи є досягнення ефективного функціонування альтернативних джерел живлення на сучасному рівні, з використанням допоміжних функціональних модулів, для контролю роботи системи і отримати довершений функціональний прилад, який буде легкий у використанні, навіть для звичайного користувача.

У першому розділі дані теоретичні відомості про термоелектричне джерело енергії, в нашому випадку це елемент Пельтьє. Також наведено експериментальні результати, виміру ВАХ елемента Пельтьє і залежність напруги від різниць температур на сторонах елемента Пельтьє. В другому розділі проведено детальний аналіз створення приладу і математичні розрахунки елементів. В третьому розділі наведена реалізація приладів на основі мікроконтролера PSoC. В четвертому розділі наведено кінцеві результати і економічну складову проекту.

ЕЛЕМЕНТ ПЕЛЬТЬЄ, ТЕРМОЕЛЕКТРИЧНЕ ВІДНОВЛЮВАЛЬНЕ ДЖЕРЕЛО ЖИВЛЕННЯ, ПРОГРАМОВАНА СИСТЕМА, PSoC, ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНИЙ МОДУЛЯТОР, АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ

ABSTRACT

The diploma work was performed on 82 pages; they contain 4 sections, 23 illustrations, 2 annexes and 15 sources in the list of links.

The object of the research is to control the operation of renewable energy sources with modern methods and the rational use of their energy for useful purposes. The subject of the study is to eliminate the disadvantages of already existing similar systems, increase the efficiency of the thermoelectric power supply and safe operation of the system under critical conditions.

The aim of the work is to achieve the effective functioning of alternative power sources at the modern level, using auxiliary functional modules to monitor the system and to get a perfect functional device that is easy to use, even for the average user.

The first chapter provides theoretical information about the thermoelectric energy source, in our case it is the Peltier element. Also shown are the experimental results, measurements of the current-voltage characteristics of the Peltier element and the dependence of voltage on temperature differences on the sides of the Peltier element. In the second section, a detailed analysis of the creation of the device and mathematical calculations of the elements. The third section presents the implementation of devices based on the PSoC microcontroller. The fourth section presents the final results and the economic component of the project.

THE PELTIER ELEMENT, THERMOELECTRIC RENEWABLE ENERGY
SOURCE, PROGRAMMABLE SYSTEM, PULSE WIDTH MODULATOR,
ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ.....	8
ВСТУП.....	10
РОЗДІЛ 1. Термoeлектричне перетворення енергії.....	12
1.1 Ефект Зеебека.....	12
1.2 Конструкція елемента Пельтьє.....	15
1.3 Розрахунок охолоджуваної системи	22
1.4 Висновки до розділу.....	23
РОЗДІЛ 2. Моделювання приладу для заряду акумулятор.....	25
1.1 Блок-схема приладу.....	25
2.2 Підбір акумулятора.....	27
2.3 DC-DC перетворювач.....	31
2.4 Розрахунок boost-конвертора.....	32
2.5 Чисельний розрахунок DC-DC перетворювачів.....	36
2.6 Висновки до розділу.....	46
РОЗДІЛ 3. Конструювання приладів на основі мікроконтролера PSoC.....	48
3.1 Основні теоретичні положення по архітектурі мікропроцесорного ядра PSoC.....	48
3.2 Термометр на основі мікроконтролера PSoC Cypress терморезисто...52	
3.3 Розрахунок і реалізація ШІМ на мікроконтролері PSoC.....	59
3.4 Проектування зарядного пристрою.....	71
2.5 Висновки до розділу.....	75
РОЗДІЛ 4. Результати роботи.....	76
4.1 Практичні результати роботи.....	76
4.2 Економічна складова проекту.....	77
4.3 Висновки до розділу.....	78
ВИСНОВКИ.....	79
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	80
ДОДАТОК А.....	82

ДОДАТОК Б.....	82
----------------	----

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ

ЕРС – електрорушійна сила

ШІМ – широтно-імпульсний модулятор, широтно-імпульсна модуляція

АЦП – аналого-цифровий перетворювач, аналого-цифрове перетворення

ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач, цифро-аналогове перетворення

ККД – коефіцієнт корисної дії

ОЗП – оперативний запам'ятовуючий пристрій

n - концентрація електронів

R - електричний опір

T - абсолютна температура

LIR – відносна пульсація струму

α – питома термоЕРС

k – стала Больцмана

e – заряд електрона

n – концентрація електронів

p – концентрація дірок

μ_p – рухливість дірок

μ_n – рухливість електронів

m_e^* і m_p^* - ефективні маси електронів і дірок

h – постійна Планка

F – енергія Фермі

U_{xx} – напруга холостого ходу

$I_{кз}$ – струм короткого замикання

S – площа тепловідводу

Q – тепловий опір радіатора

c – питома теплоємність

N – тепла потужність

r – внутрішній опір акумулятора

ΔQ_{in} і ΔQ_{out} – величина коливань заряду на вході і на виході

$V_{p-p_{in}}$ і $V_{p-p_{out}}$ – рівень пульсацій на вході і на виході

f – частота

L – індуктивність

C_{in} – ємність на вході DC-DC перетворювача

C_{out} – ємність на виході DC-DC перетворювача

U_{sr} – середнє значення напруги

A, B, C – коефіцієнти Стейнхарт-Харта

R_{ref} – опорний опір

U_{ss} – напруга живлення на PSoC

T_{on} – тривалість високого рівня ШІМ-сигнала

T_{off} – тривалість низького рівня ШІМ-сигнала

T – період ШІМ-сигналу

ВСТУП

На сьогодні важливим питанням в сучасній електроніці є питання розробки альтернативних джерел енергії, тому що традиційні джерела енергії наносять шкідливий вплив, не лише на здоров'я людей, а й на навколишнє середовище. Види альтернативних джерел енергії:

1. Геліоенергетика;
2. Енергетика вторинного використання;
3. Геотермоенергетика;
4. Космічна енергетика;
5. Гідроенергетика;
6. Вітроенергетика;
7. Біоенергетика;
8. Змішана енергетика .

Ефекти Пельтьє і Зеебека на даному етапі становлення альтернативної енергетики зацікавили вчених як можливий перспективний метод отримання електрики. Єдиною складністю, що гальмує промислове використання подібних елементів, є їх низький ККД .

Елементи Пельтьє широко використовують з метою охолодження приладів малих габаритів. До основної сфери застосування даного ефекту можна віднести дрібну електроніку, портативні авто-холодильники і кондиціонери. Незаперечною перевагою елементів Пельтьє серед інших є їхня економічність у питаннях споживання електроенергії. Відомо також, що елементи здатні не тільки охолоджувати або нагрівати предмети, поглинаючи енергію, але й функціонувати у зворотному напрямку. Саме вироблення струму за допомогою нагрівання або охолодження найбільше цікавить вчених .

Якщо врахувати той факт, що в повсякденному житті ми досить часто стикаємося з тим, що вироблена яким-небудь приладом теплова енергія йде в нікуди, то використання елементів Пельтьє в даному випадку здається єдино вірним.

Але мабуть важливішим елементом буде мабуть не сам термоелектричний перетворювач, а сам контролер. Оскільки такі джерела є непередбачувані, тобто може спостерігатися різкі перепади напруг і струмів, тому контролер є необхідним елементом, для нормального застосування, термоелектричного перетворювача без шкідливого впливу на інші прилади. Така конструкція може використовуватися в поході для підзарядки дрібних гаджетів, роботи радіо або горіння лампочки.

РОЗДІЛ 1

Термоелектричне перетворення енергії

1.1 Ефект Зеебека

Ефект Зеебека полягає в тому, що в замкнутому колі із двох різних напівпровідників (або металів), місця з'єднання, їх ще називають спаї, які знаходяться при різних температурах, виникає електричний струм, котрий називається термоелектричним. На кінцях такого розімкненого кола виникає різниця потенціалів U_T , яка має назву термоЕРС. Величина різниці потенціалів визначається за формулою:

$$U_T = \alpha \cdot \Delta T, \quad (1.1)$$

де ΔT – різниця температур спаїв;

α – питома термоЕРС, яка залежить від видів матеріалів і інтервалів температур, при яких термопара застосовується.

Механізм утворення термоЕРС полягає в наступному. Нехай один із кінців однорідного напівпровідника нагрітий більш чим другий кінець. Вільні носії заряду біля нагрітого кінця будуть мати більш високу енергію і швидкість, чим біля холодного. Крім того, при значній залежності концентрації вільних носіїв в напівпровіднику від температури біля нагрітого кінця, концентрація вільних носіїв заряду буде більша, чим біля холодного. Із-за цих причин потік вільних носіїв заряду від гарячого кінця до холодного буде більший, чим від холодного до гарячого [1].

Якщо концентрація вільних електронів і дірок в напівпровіднику (або їх рухливість) різні, то кінці напівпровідника будуть протилежно зарядженими. Стан рівноваги наступить при рівності потоку вільних носіїв заряду, яке обумовлене градієнтом температури, потоку, який був викликаний дією електричного поля, яке виникло в результаті розподілу зарядів.

В електронному напівпровіднику (рис.1.1, а) основними носіями заряду є електрони. В напівпровіднику *n*-типу потік електронів від нагрітого кінця до холодного буде більший, чим від холодного до нагрітого. В результаті на холодному кінці накопичеться надлишковий від'ємний заряд, а на нагрітому залишиться некомпенсований позитивний заряд, утворений іонами донорної домішки. Утворене електричне поле буде викликати потік електронів від холодного кінця до нагрітого. Стаціонарний стан встановиться при рівності цих потоків.

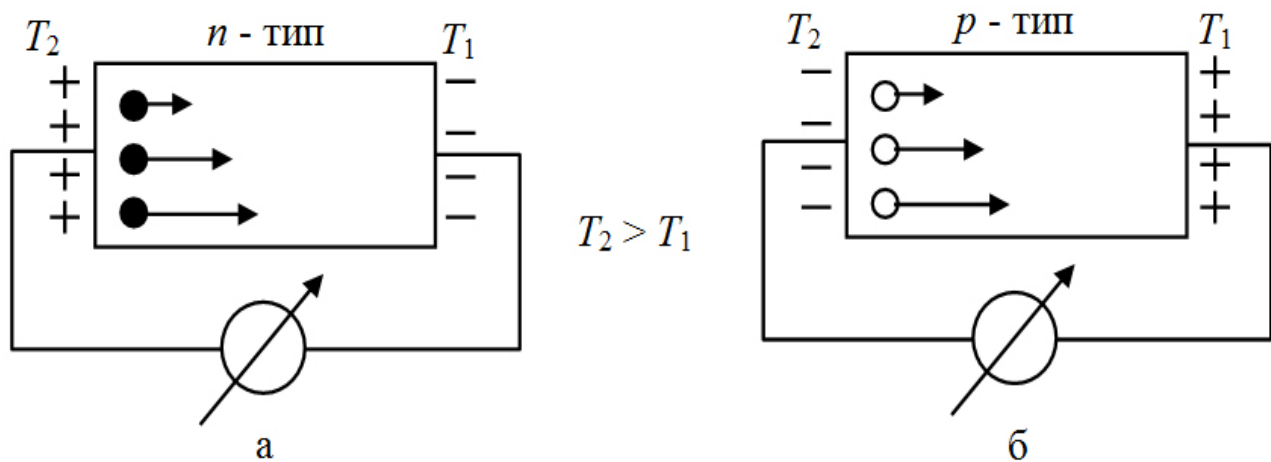


Рис.1.1 Перерозподіл основних носіїв заряду в напівпровіднику *n*-типу (а), в напівпровіднику *p*-типу (б) при наявності градієнта температури вздовж напівпровідника ($T_2 > T_1$) [1]

В дірковому напівпровіднику (рис.1.1, б) на холодному кінці виникає надлишковий позитивний заряд.

ТермоЕРС змінюється не пропорційно різниці температур спаїв ΔT . Тому для характеристики термоелектричних властивостей будь-якої пари використовують диференційну термоЕРС, яка виникає при різниці температур спаїв в 1 °С:

$$\alpha = \frac{dU_T}{dT} \quad (1.2)$$

Диференційну термоЕРС можна розрахувати за формулою М.Л. Писаренко:

$$\alpha = \frac{k}{e} \cdot \frac{1}{n\mu_n + p\mu_p} \left\{ n\mu_n \left[2 + \ln \frac{2(2\pi \cdot m_e^* kT)^{\frac{3}{2}}}{h^3 n} \right] - p\mu_p \left[2 + \ln \frac{2(2\pi \cdot m_p^* kT)^{\frac{3}{2}}}{h^3 p} \right] \right\}, \quad (1.3)$$

де k – стала Больцмана;

e – заряд електрона;

n і p – концентрація електронів і дірок;

μ_n і μ_p – рухливість електронів і дірок;

m_e^* і m_p^* – ефективні маси електронів і дірок;

h – постійна Планка.

В формулі (1.3) враховується вклад, який вноситься в термоЕРС і електронами і дірками.

При низьких температурах в чистих речовинах, при наявності градієнта температур, проявляється ефект збільшення електронів фононами, які рухаються від нагрітого кінця до холодного. Це призводить до утворення додаткової термоЕРС, яка значна при низьких температурах.

Поява ефекта Зеєбека обумовлена не тільки об'ємною різницею потенціалів а й контактною різницею потенціалів. Контактна різниця потенціалів викликана різницею енергій Фермі в різних провідників які між собою контактують. При створенні контакту хімічні потенціали електронів стають однаковими і виникає контактна різниця потенціалів:

$$U = \frac{F_2 - F_1}{e}, \quad (1.4)$$

де F – енергія Фермі;

e – заряд електрона.

На контакті існує електричне поле, яке локалізоване в тонкому приконтактному слої. Якщо скласти замкнуте коло з двох матеріалів то контактна різниця потенціалів виникає на обох контактах – від провідника з більшою енергією Фермі до провідника з меншою енергією Фермі. Це означає, якщо зробити обхід по замкнутому контуру, то в одному контакті обхід буде відбуватися за напрямком поля, а в іншому – проти поля. Циркуляція вектора напруженості електричного поля буде дорівнювати нулю. Якщо температура одного з контактів зміниться на dT , то контактна різниця потенціалів зміниться також, оскільки енергія Фермі залежить від температури. Якщо змінилася внутрішня контактна різниця потенціалів, то змінилося електричне поле в одному з контактів і тому циркуляція вектора напруженості електричного поля

буде відмінна від нуля, тобто з'являється ЕРС в замкнутому колі. Дана ЕРС називається контактна ЕРС. Якщо два контакти термоелемента знаходяться при одній і тій же температурі, то і контактна і об'ємна термо-ЕРС зникають.

Ефект Зеєбека викликаний також фононним збільшенням. Якщо в твердому тілі існує градієнт температури, то і число фононів, які рухаються від гарячого кінця до холодного, буде більше, чим в оберненому напрямку. В результаті зіткнення з електронами фонони можуть захоплювати за собою ці електрони і на холодному кінці буде накопичуватися від'ємний заряд, а на гарячому – позитивний, до тих пір, поки утворена різниця потенціалів не зрівноважить ефект збільшення. Ця різниця потенціалів і представляє собою третю складову термо-ЕРС.

В магнетиках спостерігається додаткова складова термо-ЕРС, яка обумовлена ефектом збільшення електронів магнонами.

Підвівши результати, можна сказати, що ефект Зеєбека досить не простий процес, який обумовлюється такими процесами як :

- а) об'ємна різниця потенціалів;
- б) контактна різниця потенціалів;
- в) фононне збільшення;
- г) магнонне збільшення.

1.2 Конструкція елемента Пельтьє

В реальному перетворювачі Пельтьє, між двома керамічними підкладками встановлені декілька паралелепіпедів із телуриду вісмуту і твердого розчину кремнія і германія, з'єднаних між собою послідовно (рис.1.2). Ці пари напівпровідників n- і р-типу з'єднані за допомогою провідних перемичок, котрі контактують з керамічними підкладками [2].

Кожна пара маленьких напівпровідникових паралелепіпедів утворює контакт для проходження струму від напівпровідника n-типу до напівпровідника р-типу з одного боку перетворювача Пельтьє і від напівпровідника р-типу до напівпровідника n-типу з іншого боку перетворювача .

Опір звичайного елемента Пельтьє знаходиться в районі декількох Ом.

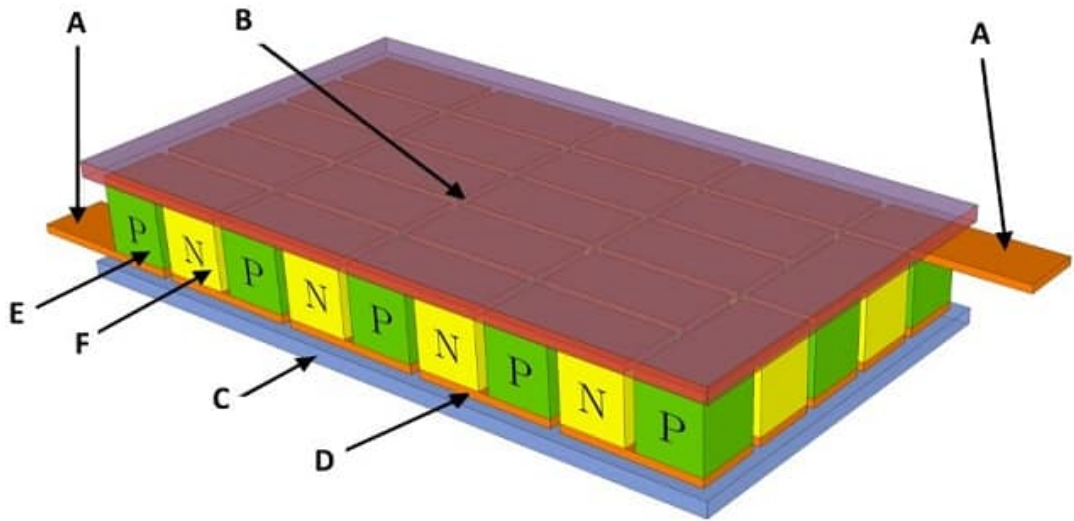


Рис.1.2 Пристрій модульного елемента Пельтьє

Позначення на рис.1.2 :

- а) А – контакти для підключення до джерела живлення;
- б) В – гаряча поверхня елемента;
- в) С – холодний бік елемента;
- г) D – мідні провідники;
- г) Е – напівпровідники на основі р – переходу;
- д) F - напівпровідники на основі р – переходу.

Переваги елемента Пельтьє:

- а) малі розміри;
- б) відсутність рухомих частин;
- в) відсутність газів і рідин;
- г) відсутність шуму;
- г) можливе як охолодження так і нагрівання;
- д) простота конструкції;
- ж) стійка до вібрацій.

Недоліки елемента Пельтьє:

- а) мала ККД;

б) обмежена температура нагріву (менша температури плавлення припою);

в) складна система відведення тепла від гарячої поверхні.

Матеріал для елемента Пельтьє повинен одночасно володіти двома взаємно виключеними властивостями – добре проводити електричний струм, але погано проводити тепло, оскільки вільні електрони в речовині переносять не тільки електричний заряд, а й тепло.

Для серійного виготовлення термогенераторів використовують спеціальні модулі з тугоплавким припоєм, їх можна нагрівати до температури 300°C. В звичайних елементах, наприклад TEC1-12706, обмеження 150°C.

В даному проекті в якості елемента Пельтьє будемо використовувати TEC1-12706, який має наступні характеристики див. табл. № 1.1:

Таблиця №1.1. Характеристики модуля TEC1-12706 [3].

Температура гарячого боку (°C)	25°C	50°C
Q_{max} (Ватт)	50	57
ΔT_{max} (°C)	66	75
I_{max} (А)	6,4	6,4
V_{max} (В)	14,4	16,4
Опір модуля (Ом)	1,98	2,30

Елемент Пельтьє знайшов застосування в даний час в створенні портативних холодильників. Обернений процес дає змогу виготовляти мікроелектростанції, для заряду акумуляторів електронних приладів.

На відміну від інших способів альтернативного отримання електроенергії, вони можуть працювати під час руху, якщо встановити каталітичний нагрівач.

Щоб збільшити ККД роботи елемента Пельтьє, доцільно прикріпити до однієї сторони охолоджувальну систему, яка складається з радіатора і кулера. Це забезпечить нам більшу різницю температур на пластинах. Щоб не

перегріти нашій термоелектричний елемент, до сторони яку будемо нагрівати прикріпимо алюмінієву пластину, тобто будемо гріти сторону елемента Пельтьє опосередковано. Було б доцільніше вибрати мідь, оскільки вона має більшу теплопровідність ніж алюміній, але з огляду на економічну складову проекту, більш вигідніше використовувати алюміній. В кінцевому вигляді модуль Пельтьє матиме наступний вигляд (рис.1.3).

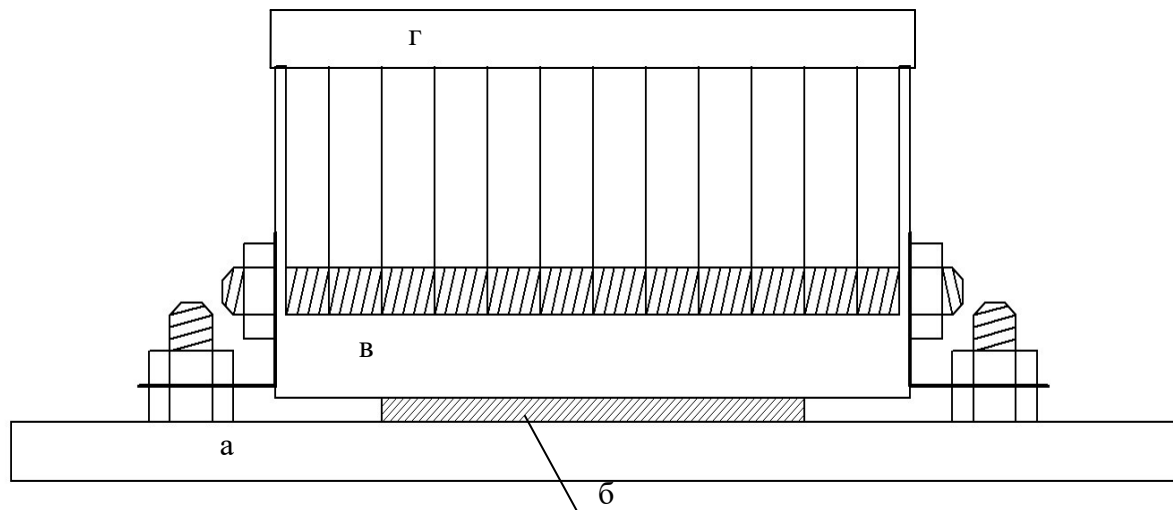


Рис.1.3 Елемент Пельтьє (б) з охолоджуваною системою в виді радіатора (в) та кулера (г) і алюмінієвою пластиною (а)

Зробивши літертурний огляд матеріалів, було зроблено висновок, що один елемент Пельтьє серії TEC1-12706 буде не достатньо, тому що буде досить мала потужність на виході одного елемента при його нагрівнні. Тому з огляду на допустимі габарити приладу, було вирішено використати три елемента Пельтьє серії TEC1-12706.

Тепер зібравши цю конструкцію потрібно дослідити її параметри. Почнемо з дослідження залежності струму короткого замикання від напруги холостого ходу (таб.1.2).

Таблиця №1.2. Вольт-амперна характеристика елемента Пельтьє.

U_{xx} , В	I_{k3} , А
0	0
0,1	0,01
0,150	0,01
0,175	0,02
0,2	0,02
0,217	0,02
0,230	0,03
0,295	0,03
0,330	0,04
0,360	0,04
0,415	0,05
0,455	0,05
0,488	0,06
0,530	0,06
0,560	0,07
0,595	0,07
0,625	0,08
0,660	0,08
0,720	0,09
0,930	0,12
1,18	0,14
1,75	0,2
2	0,25
2,5	0,3

За заданою таблицею, побудуємо графік (рис.1.4) ВАХ, заданої конструкції котра складається з трьох елементів Пельтьє.

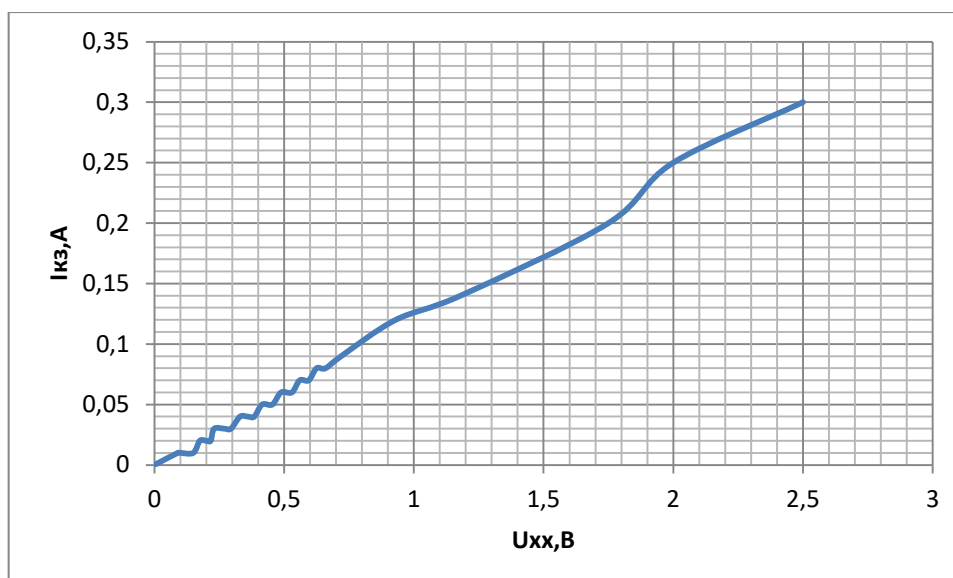


Рис.1.4 Вольт-амперна характеристика конструкції, котра складається з трьох елементів Пельтьє.

Також було експериментально побудовано залежність (таб.1.3) вихідної напруги елемента Пельтьє від різниці температур на сторонах елемента Пельтьє $U(\Delta t)$.

Таблиця №1.3. Експериментальні дані залежності вихідної напруги від різниці потенціалів.

$t_{\text{хол}}, ^\circ\text{C}$	$t_{\text{гар}}, ^\circ\text{C}$	$\Delta t, ^\circ\text{C}$	$U_{\text{вих}}, \text{В}$
26	26	0	0,11
26	27	1	0,42
26	28	2	0,48
26	29	3	0,58
27	31	4	0,82
27	32	5	0,96
27	33	6	1,05
27	34	7	1,09
27	35	8	1,15
28	36	8	1,25

$t_{\text{хол}}, ^\circ\text{C}$	$t_{\text{гар}}, ^\circ\text{C}$	$\Delta t, ^\circ\text{C}$	$U_{\text{вих}}, \text{В}$
28	37	9	1,34
28	38	10	1,47
29	40	11	1,67
29	41	12	1,79
29	42	13	1,91
30	44	14	2,09
30	45	15	2,20
31	47	16	2,38
32	48	16	2,47
35	51	16	2,98
34	52	18	2,97
35	54	19	3,33
35	55	20	3,54
36	56	20	3,61
36	57	21	3,75

Тепре згідно даним із таблиці 1.3 наведемо графі залежності $U(\Delta t)$ (рис.1.5).

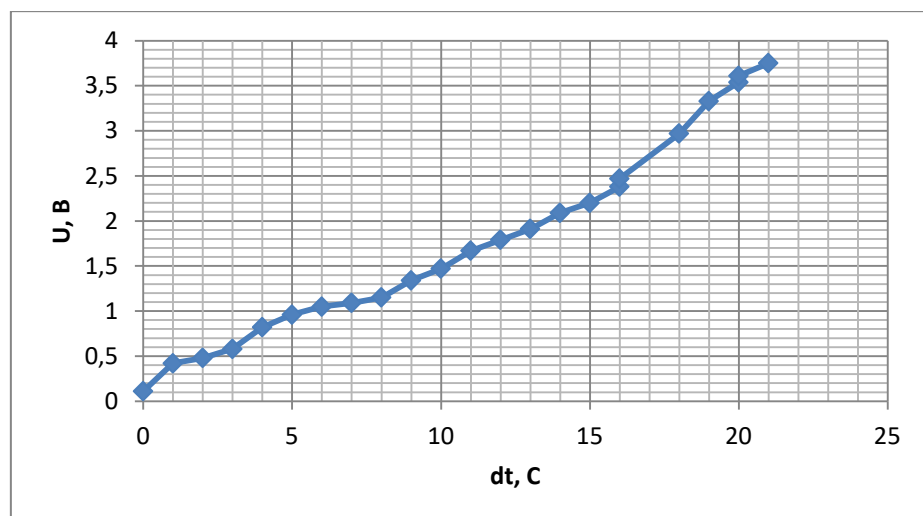


Рис.1.5. Графік залежності $U(\Delta t)$.

1.3 Розрахунок охолоджуваної системи

Розрахунки радіатора будемо проводити на основі того що ми маємо три елемента Пельтьє, котрі з одного боку повинні охолоджуватися як омога сильніше.

Для алюмінієвого радіатора маємо формулу розрахунку його площі:

$$S = \left(\frac{50}{Q}\right)^2, \quad (1.5)$$

де S – площа поверхні тепловідведення;

Q – тепловий опір радіатора.

Тепловий опір радіатора визначається із формули (1.6):

$$Q = \frac{N}{t_n}, \quad (1.6)$$

де N – потужність яку потрібно розсіяти;

t_n – температура перегріву.

Далі наводимо формулу для розрахунку Q_p , енергія яка розсіюється :

$$Q_p = c \cdot m \cdot \Delta T, \quad (1.7)$$

де, c – питома теплоємність, $\left(\frac{\text{Дж} \cdot \text{К}}{\text{кг}}\right)$;

m – маса тіла, (кг);

ΔT – зміна температури, (К).

В нашому випадку $\Delta T = 423,15 - 300 = 123,15$ К, $c = 714 \frac{\text{Дж}}{\text{кг} \cdot \text{К}}$, $m = 0,066$ кг. Знаючи всі дані, підставляємо їх в формулу (1.7):

$$Q_p = 714 \cdot 0,066 \cdot 123,15 = 5803,3 \text{ Дж.}$$

За формулою (1,8) розраховуємо теплову потужність N :

$$N = \frac{Q_p}{\Delta t}, \quad (1.8)$$

де, Δt – час, за який виділяється енергія Q_p .

Підставляємо вже відомі значення в (1.8) і отримуємо чисельне значення N :

$$N = \frac{5803,3}{60} = 96,72 \text{ Вт.}$$

Тепер розраховуємо тепловий опір за формулою (1.6):

$$Q = \frac{N}{t_{\pi}} = \frac{96,72}{130} = 0,744 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{Вт}}.$$

Вже знаючи всі параметри можна знайти площу радіатора за формулою (1.5):

$$S = \left(\frac{50}{0,744}\right)^2 = 4516,42 \text{ см}^2;$$

Тобто для того щоб охолодити елементи Пельтьє з температури 150°C до 20°C потрібно радіатор з загальною площею $S = 4516,42 \text{ см}^2$.

Залежно від типу радіатора, відповідно і розрахунки його площі будуть відрізнятися. Самі радіатори класифікують на :

- а) ребристі;
- б) голчасті [4].

1.4 Висновки до розділу

В цьому розділі було розглянуто детально, на прикладі спаїв p і n напівпровідників як генерується енергія в термоелектричному перетворювачі. Підвівши результати огляду, фізичних процесів які відбуваються при нагріванні контакту різних матеріалів, можна сказати, що ефект Зеебека досить не простий процес, який обумовлюється такими процесами:

- а) об'ємна різниця потенціалів;
- б) контактна різниця потенціалів;
- в) фононне збільшення;
- г) магнонне збільшення (в магнетиках).

Матеріали для створення елемента Пельтьє треба підбирати так, щоб вони одночасно володіли двома взаємно виключеними властивостями – добре проводити електричний струм, але погано проводити тепло, оскільки вільні електрони в речовині переносять не тільки електричний заряд, а й тепло.

Для серійних виробництв використовують модулі з тугоплавким припоєм, які можна нагрівати до 300°C .

Елемент Пельтьє може працювати в двох режимах, як охолоджувач і як термогенератор. При подачі напруги на елемент він буде з одного боку нагріватися, а з іншого боку охолоджуватися. Цю властивість часто використовують в портативних холодильниках. Якщо один бік елемента нагрівати а інший охолоджувати, створюючи цим різницю температур, будемо спостерігати різницю потенціалів на вихід елемента Пельтьє. Цю властивість ми і будемо використовувати в проекті.

Провівши повний аналіз, можна виділити такі переваги елемента Пельтьє:

- а) малі розміри;
- б) відсутність рухомих частин;
- в) відсутність газів і рідин;
- г) відсутність шуму;
- г) можливе як охолодження так і нагрівання;
- д) простота конструкції;
- ж) стійка до вібрацій.

Також було виділено такі недоліки:

- а) мала ККД;
- б) обмежена температура нагріву (менша температури плавлення припою);
- в) складна система відведення тепла від гарячої поверхні.

РОЗДІЛ 2

МОДЕЛЮВАННЯ ПРИЛАДУ ДЛЯ ЗАРЯДУ АКУМУЛЯТОРА

2.1 Блок-схема приладу

Для забезпечення живлення будь-якого електричного пристрою, використання лише термоелектричного перетворювача буде не доцільно і не ефективно, тому було складено блок-схему приладу див. рис.2.1. На цій схемі зображено основні конструктивні елементи, які в комплексі будуть давати нам прилад який буде забезпечувати живлення від термоелектричного перетворювача.

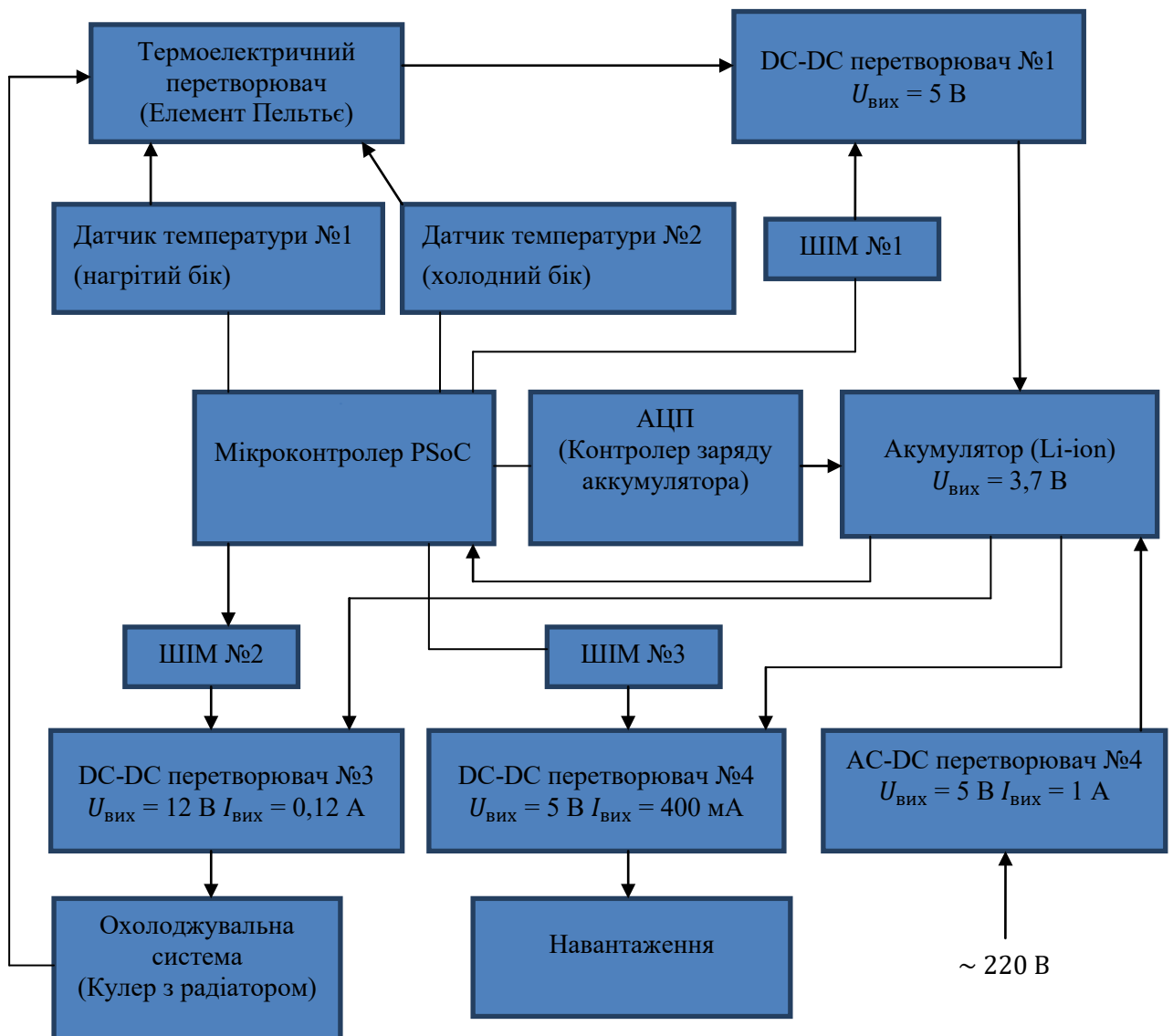


Рис.2.1 Блок-схема приладу, що забезпечує живлення від термоелектричного перетворювача

Згідно блок-схеми на рис.2.1 опишемо принцип роботи змодельованого приладу.

При значній різниці температур на протилежних боках термоелектричного перетворювача, з'являються різниця потенціалів на його контактах, яка подається на вхід підвищуючого DC-DC перетворювач, в цей момент АЦП знімає показники струму і напруги з акумулятора, якщо напруга менша 3,4 В, в випадку літій-іонного акумулятра, то можна вважати, що акумулятор розряджений і тому мікроконтроллер запускає DC-DC перетворювач №1, за допомогою ШІМ №1. Так само будемо вимикати DC-DC перетворювач №1 коли акумулятор повністю зарядиться. Датчиками температури №1 і №2 будемо слідкувати за температурою на нагрітому і холодному боці елемента Пельтьє, оскільки різниця температур на заданому елементі Пельтьє (TEC1-12706) повинна бути не більше 70°C [5].

Далі напруга з акумулятора подається на входи підвищуючих DC-DC перетворювачів №2 і №3, які відповідно керуються за допомогою ШІМ №2 і №3. DC-DC перетворювач повинен забезпечувати на своєму виході напругу 12 В і струм 0,12 А, що забезпечує нормальну роботу кулера, котрий охолоджує радіатор, котрий в свою чергу забезпечує низьку температуру на охолоджену боці елемента Пельтьє. До DC-DC перетворювача на виході якого повинна забезпечуватися напруга 5 В і струм 400-500 мА, підключається наше навантаження, це може бути акумулятор мобільного телефону, mp3 – плеєра чи безпроводних навушників і т.д [5].

Як бачимо головним елементом приладу є мікроконтроллер, який живиться від акумулятора. Він контролює температури на пластинах елемента Пельтьє, заряд акумулятора і запускає наші DC-DC перетворювачі. Використання такої конструкції елементів має певний недолік. Може настати час коли акумулятор буде повністю розряджений, відповідно контролер і кулер працювати не буде, тому треба передбачити ще заряд цього акумулятора від мережі. Так як використовується звичайний літій-іонний акумулятор, то можна використати звичайний мережевий адаптер, який призначений для заряду акумуляторів мобільних телефонів від мережів 220 В на виході якого забезпечується постійна напруга 5 В і струм 1А. Приклад схеми мережевого зарядного пристрою представлено на рис.2.2.

Мережевий зарядний пристрій для мобільного телефону в найпростішому вигляді виконується по схемі одноканального імпульсного височастотного

перетворювача, що дозволяє значно зменшити габарити джерела, до того він має високий ККД.

Типова схема зарядного пристрою для мобільного телефону представлена на рис.2.2.

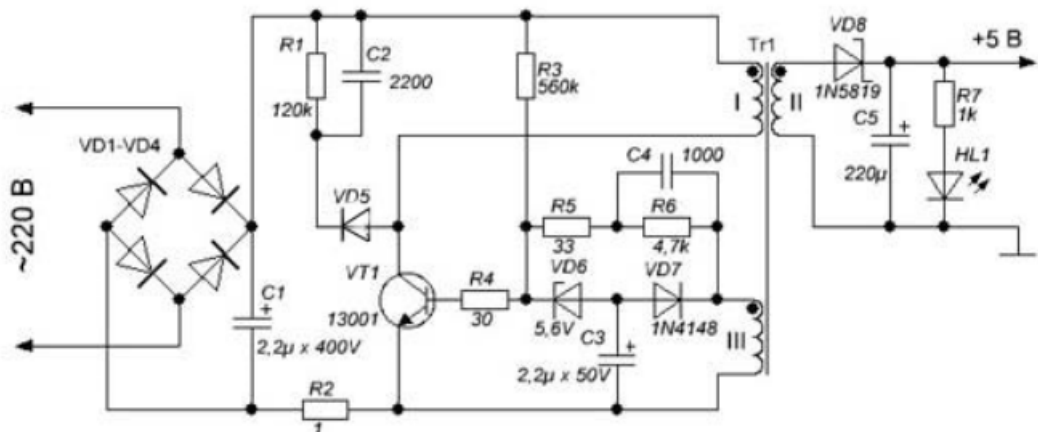


Рис.2.2 Типова схема зарядного пристрою для мобільного телефону [5]

На транзисторі VT1 зібраний автогенератор, частота якого залежить від ємності C4. Запуск автогенератора здійснюється за допомогою елементів VD6, VD7 і C3, при цьому важливо дотримуватися полярність підключення виводів обмотки I і III трансформатора.

2.2 Підбір акумулятора

Було вирішено в роботі використовувати літій-іонний акумулятор, оскільки він є універсальним хімічним джерелом струму, котрий має легку вагу, низький саморозряд і відсутній “ефект пам’яті”. Звичайно такі акумулятори потребують обслуговування і дотримання правила експлуатації, в такому випадку вони є безпечні в використанні. Найбільш поширені класи акумуляторів – літій-марганцеві $LiMn_2O_4$, кобальт-літєві $LiCoO_2$, літій-ферофосфатні $LiFePO_4$.

Багаточисельні переваги літєвих акумуляторів забезпечили їм добрі оцінки експертів і високу популярність при оснащенні портативної і автономної електротехніки.

В ході розгляду літератури було виділено основні переваги літій-іонних акумуляторів:

- а) висока щільність накопичованої енергії і розрядних струмів;

- б) видача більш високої напруги (в порівнянні з аккумуляторами типу *NiCd* і *NiMH*);
- в) постійна готовність до ефективної експлуатації;
- г) мінімальний саморозряд – 4 – 6% за місяць, 10-20% за рік;
- г) відсутність “ефекта пам’яті” – можливість регулярної невеликої підзарядки;
- д) відсутність необхідності в “тренуванні” після покупки - повністю заряджати, а потім повністю розряджати літєві аккумулятори після покупки не потрібно;
- е) широкий діапазон робочих температур – від -20 до + 50°C;
- є) ефективне збереження накопиченої енергії, втрата не більше 5% накопленої ємності в місяць;
- ж) можливість створення літій-іонних аккумуляторів будь яких форм і розмірів;
- з) легка вага;
- и) можливість тривалого зберігання в умовах, рекомендованих виробником;
- і) не значне старіння без регулярної експлуатації – до 20% в рік;
- ї) великий експлуатаційний ресурс порядку 10 років;
- й) істотний запас робочих циклів розряд-заряд більше 1000;
- к) простота в догляді і використанні [6].

Недоліки літій-іонних аккумуляторів:

- а) відносна дороговизна;
- б) низька стійкість до надлишкового заряду і повного розряду, тому розумні літій-іонні батареї оснащуються вбудованими системами автоматичного вимикання;
- в) безмежний діапазон робочих температур (від -20 до +50°C), погіршення роботи при високих температурах, зниження ємності при використанні на морозі;
- г) ускладненість зарядки при від’ємних температурах;
- г) вибухонебезпечність при пошкодженні корпусу або іншому порушенні герметичності;
- д) залежність терміну служби від часу, а не від кількості циклів розрядки і зарядки, з плином часу відбувається поступова втрата ємності[6].

Щоб збільшити термін служби літєвого акумулятора і збільшити ефективність його роботи, потрібно слідувати простим рекомендаціям:

а) уникати повного розряду батареї, регулярно підзаряджати її при падінні рівня заряду до 20%;

б) не допускати перегріву батареї і впливу на неї прямих сонячних променей;

в) не використовувати акумулятор на сильному морозі, для експлуатації зимою утеплити його;

г) зберігати літій-іонний акумулятор з 50% рівнем заряду, при температурі 0°C;

г) оберігати батарею від ударів, ушкоджень і сильної вібрації, при установці на електротранспорт підкладати м'який прошарок.

Характеристики літій-іонних акумуляторів залежать від хімічного складу складових компонентів і варіюються в наступних межах:

а) напруга одиничного елемента:

1) максимальне: 4,2 В;

2) мінімальне: 2,5 В;

б) питома енергоємність: $110 \dots 243 \frac{\text{Вт}\cdot\text{г}}{\text{кг}}$;

в) внутрішній опір: $5 \dots 15 \frac{\text{мОм}}{\text{А}\cdot\text{ч}}$;

г) кількість циклів заряду/розряду ємності до 80%: 600;

г) час швидкого заряду: 1 година;

д) саморозряд залежить від температури зберігання і степені заряду. При температурі 25°C і заряді 100% $\approx 1,6 \%$ в місяць;

е) струм навантаження відносно ємності С представленої в А·год:

1) постійний: до 5С;

2) імпульсний: до 50С;

3) оптимальний: до 1С;

є) діапазон робочих температур: від -20°C до +60°C (найбільш оптимальна +20°C);

В даному проекті будемо використовувати акумулятор з ємністю 2100 мА·год. Тому оптимальний струм навантаження буде до :

$$I_{\text{н}} = I \cdot 2,1 = 2,1 \text{ А}$$

Максимальний струм навантаження буде 2С:

$$I_{\text{н max}} = 2 \cdot 2,1 = 4,2 \text{ А}$$

Максимальний струм заряду розраховується за формулою (2.1):

$$I_{3\max} = 0,5 \cdot C \quad (2.1)$$

Підставивши в формулу (2.1) відому ємність акумулятора розрахуємо максимальний струм заряду:

$$I_{3\max} = 0,5 \cdot 2,1 = 1,05 \text{ А.}$$

На скільки відомо, що сам акумулятор володіє певним внутрішнім опором, оскільки хімічні процеси в ньому не можуть протікати миттєво.

В реальності внутрішній опір акумулятора не є завжди постійною величиною. Він динамічно змінюється і залежить від декількох параметрів, від струму навантаження від ємності акумулятора, від степені зарядженості акумулятора, а також від температури.

Чим більший струм навантаження – тим менший внутрішній опір акумулятора, оскільки процеси перенесу заряду в електроліті проходять більш інтенсивно.

Тепер експериментально визначимо внутрішній опір r даного акумулятора. Це можна зробити, вимірявши струм і напругу на двох різних навантаженнях. В нашому випадку, це є прості два резистори з опорами 84,7 Ом і 22,3 Ом. Для зручності результати виміру запишемо в таблицю №2.1

Таблиця №2.1. Таблиця вимірянних даних для розрахунку внутрішнього опору.

$R_1 = 84,7 \text{ Ом}$	$R_2 = 22,3 \text{ Ом}$
$U_{R_1} = 3,74 \text{ В}$	$U_{R_2} = 3,69 \text{ В}$
$I_{R_1} = 0,04 \text{ А}$	$I_{R_2} = 0,16 \text{ В}$

За формулою 2.2 знаходимо внутрішній опір акумулятора:

$$r = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{|U_{R_2} - U_{R_1}|}{|I_{R_2} - I_{R_1}|} \quad (2.2)$$

Тепер підставляємо дані з таблиці №2.1 в формулу (2.2) і знаходимо внутрішній опір акумулятора:

$$r = \frac{|3,69 - 3,74|}{|0,16 - 0,04|} = \frac{0,05}{0,12} = 0,42 \text{ Ом}$$

2.3 DC-DC перетворювач

Щоб заряджати аккумулятор від термоелектричного перетворювача, треба це здійснювати через підвищуючий перетворювач (рис. 2.3), оскільки напруга і струм на виході самого термоелектричного перетворювача мала для зарядки обраного аккумулятора.

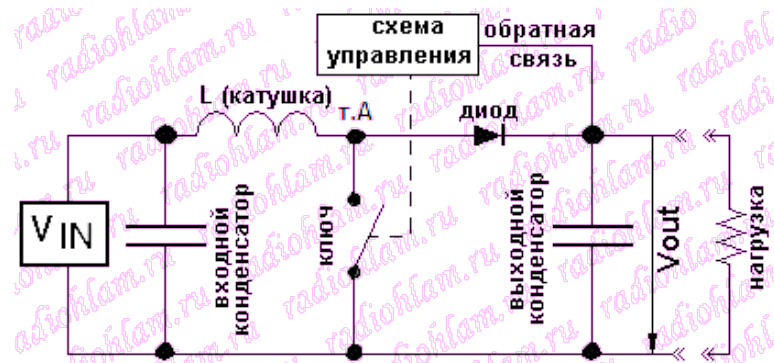


Рис. 2.3 Схема boost - конвертора

Як видно на малюнку, конвертор складається з катушки, діода, ключа вхідного і вихідного конденсатора і схеми управління.

Ідея роботи полягає в тому, що напруга на виході отримується сумуванням напруги живлення і ЕРС самоіндукції катушки. За рахунок цього напруга, на виході перетворювача буде вища, чим на вході.

Коли ключ замкнутий, то через катушку в напрямку від вхідного конденсатора до точки А тече зростаючий струм і катушка запасе енергію. При розімкненні ключа, струм через катушку не може змінюватися стрибком і продовжує текти в тому ж напрямку, при цьому потенціал того кінця катушки, який підключений до вхідного конденсатора, починає зростати відносно потенціалу іншого кінця, котрий підключений до вхідного конденсатора (різниця потенціалів яка з'явилася між кінцями катушки – це і є ЕРС самоіндукції). Як тільки потенціал точки А зростає до такої величини, що напруга в цій точці стане рівною вихідній напрузі – відкриється діод і струм від катушки потече в навантаження і до вихідного конденсатора (при цьому струм і накопичена в катушці енергія буде зменшуватися).

2.4 Розрахунок boost-конвертора

Ми маємо задачу отримати з вхідної напруги V_{in} вихідну напругу V_{out} , для цього нам потрібно розрахувати індуктивність катушки (L), номінали вхідного і вихідного конденсатора (C_{in}, C_{out}), а також підібрати ключевий транзистор і діод. Для цього, в свою чергу, нам потрібно визначити максимальний піковий струм через катушку, і також знайти амплітуду коливань заряду на конденсаторах.

У перетворювача є два режими роботи: неперервний (струм в катушці ніколи не падає до нуля) і преривистий (протягом деякого часу струм в катушці не протікає).

В неперервному режимі ми отримуємо менший піковий струм, крім того для неперервного режиму (рис.2.4) чим менша амплітуда пульсацій струма - тим менше будуть коливання заряду на вхідному конденсаторі (ці коливання будуть рівні площі трикутника ABC), а менші коливання заряду дозволять використовувати конденсатор меншого номіналу при заданій величині пульсацій напруги на вході.

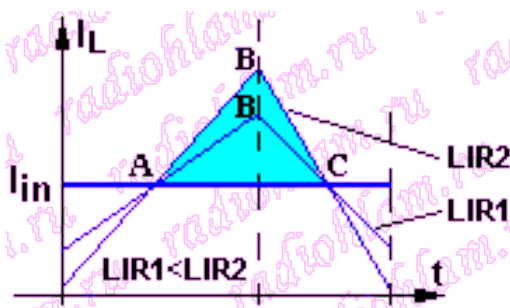


Рис. 2.4 Амплітуда пульсацій струму від часу [7]

Таким чином, з точки зору зменшення номіналу вхідного конденсатора і зменшення пікового струму через ключ і діод, нам потрібно використовувати неперервний режим, при тому з як омога меншою амплітудою пульсацій струму через катушку.

Для розрахунку компонентів нам буде потрібна формула для розрахунку максимального струму для неперервного режиму:

$$I_{max} = \frac{I_{out}}{k} + \frac{V_{out}}{2fL} \cdot k \cdot (1 - k), \quad (2.2)$$

де I_{out} – вихідний струм boost-перетворювача;

U_{out} – вихідний струм boost-перетворювача;

k – постійний коефіцієнт.

В формулі (2.1) перший доданок - це середній вхідний струм, а другий доданок – це амплітуда пульсацій струму. Тепер з формули (2.2) виводимо формулу для відносної пульсації струму LIR, помноживши другий доданок на 2 і поділивши на перший доданок:

$$LIR = \frac{1}{f \cdot L} \cdot \frac{V_{out}}{I_{out}} \cdot k^2 \cdot (1 - k), \quad (2.3)$$

Тепер намалюємо максимальний струм, середній вхідний струм, абсолютні пульсації і відносні пульсації в залежності від k на рис. 2.5.

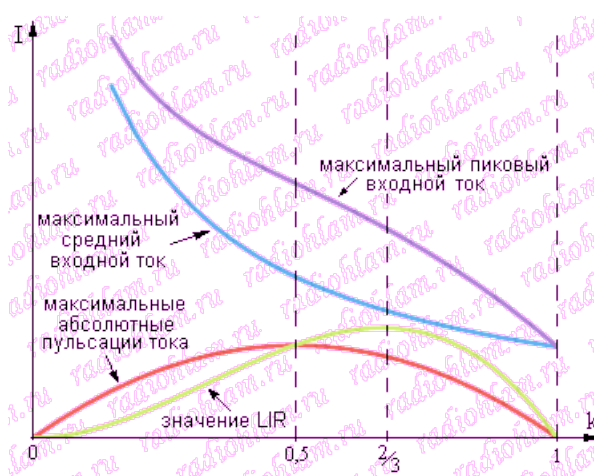


Рис. 2.5 Залежність максимального струму, середнього вхідного струму, абсолютної пульсації і відносної пульсації від k

Виходить, що максимальний піковий струм буде при мінімальному k , максимальна амплітуда пульсацій – при $k = 0.5$, а максимальні відносні

пульсації – при $k = \frac{2}{3}$. Тобто може вийти ситуація, що якщо k змінюється в якомусь діапазоні, то максимальний піковий струм, ємність конденсаторів прийдеться розраховувати в різних точках. До того може вийти ситуація, що знайти такі параметри буде неможливо, щоб при максимальному струмі перетворювач завжди був в неперервному режимі і одночасно з цим LIR ніколи не ставав менше визначеного значення.

З урахунку всього наведеного вище, можна запропонувати такий алгоритм, коли k змінюється в деякому діапазоні:

1. Знаючи вхідну мінімальну і максимальну напругу (V_{in_min} і V_{in_max}), визначаємо діапазон зміни k ;
2. Визначаємо по графіку на рис.2.2, при якому k у нас буде найбільше і найменше значення LIR. Якщо k_{min} і k_{max} менше $\frac{2}{3}$, то мінімальний LIR буде при $k = k_{min}$, а максимальний $k = k_{max}$, якщо два значення більші чим $\frac{2}{3}$, то все буде навпаки, а якщо точка $\frac{2}{3}$ лежить десь між значеннями k , то максимальне значення LIR буде в точці $\frac{2}{3}$, а на мінімальне значення можуть претендувати два кінця інтервалу.
3. Для k , при якому LIR буде мінімальним, задаємо конкретне значення LIR (рекомендовано брати 30% - 40%) і виходячи з нього знаходимо індуктивність катушки:

$$L = \frac{1}{f \cdot LIR} \cdot \frac{V_{out}}{I_{out\ max}} \cdot k^2 \cdot (1 - k), \quad (2.4)$$

4. Для k , при якому LIR буде максимальним, задаємо LIR = 200% і рахуємо мінімальну індуктивність за формулою 2.4, яка необхідна для того, щоб при максимальному вихідному струмі перетворювач завжди знаходився в неперервному режимі.
5. Якщо значення індуктивності, яке ми отримали в пункті №3, більше за значення яке ми отримали в пункті №3, то розрахунки було проведено коректно, а якщо ні, то треба зменшити мінімальне значення LIR і

перерахувати пункт №3, якщо нічого не зміниться, то це буде значити, що перетворювач при деяких значеннях k , буде знаходитися в перериваючому режимі. В такому випадку, треба буде рахувати пульсації по формулам для перериваючого режиму, тому простіше зменшити мінімальне значення LIR чи змінити діапазон вхідної напруги.

6. Знаходимо за графіком на рис.2.2, при якому k у нас буде найбільша амплітуда пульсацій. Робимо це аналогічно як в пункті №2. Якщо наш діапазон зміни k лежить лівіше точки $k = 0.5$, то найбільша амплітуда пульсацій буде при $k = k_{max}$, якщо правіше, то найбільша амплітуда пульсацій при $k = k_{min}$, а якщо точка $k = 0.5$ лежить в середині нашого діапазону, то найбільша амплітуда пульсацій буде при $k = 0.5$.
7. Знаходимо амплітуду пульсацій струму для k , при якому вони максимальні (ΔI_{in_max}):

$$\Delta I_{in_max} = \frac{V_{out}}{2fL} \cdot k \cdot (1 - k) \quad (2.5)$$

8. Знаходимо величину коливань заряду на вхідному конденсаторі:

$$\Delta Q_{in} = \frac{1}{4} \cdot \Delta I_{in_max} \cdot \frac{1}{f} \quad (2.6)$$

9. Задавши відповідний рівень вхідних пульсацій (V_{p-p_in}), знаходимо ємність конденсатора:

$$C_{in} = \frac{\Delta Q_{in}}{V_{p-p_in}} \quad (2.7)$$

10. Оцінюємо величину коливань заряду на вихідному конденсаторі, при цьому візьмемо мінімальне значення k :

$$\Delta Q_{out} = \frac{I_{out} \cdot (2-k)}{f} \quad (2.8)$$

11. Знаючи ΔQ_{out} і задав рівень пульсацій на виході $V_{p-p_{out}}$, знаходимо ємність вихідного конденсатора аналогічно як вхідного:

$$C_{out} = \frac{\Delta Q_{out}}{V_{p-p_{out}}} \quad (2.9)$$

12. Знаходимо максимальний піковий струм перетворювача, він буде максимальним при мінімальному k .

$$I_{max} = I_{in} \cdot \left(1 + \frac{LIR}{2}\right) \quad (2.10)$$

2.5 Чисельний розрахунок DC-DC перетворювачів

2.5.1 Розрахунок DC-DC перетворювача №1. Розрахунок елементів схеми boost-конвертора (рис.2.1), проводимо згідно плану, який запропонований в пункті 2.3.

Спочатку знаходимо k_{min} і k_{max} за формулою:

$$k = \frac{U_{in}}{U_{out}}, \quad (2.11)$$

де V_{in} - вхідна напруга перетворювача;

V_{out} – вихідна напруга перетворювача.

Оскільки вхідна напруга на перетворювачі буде напряму залежити від вихідної напруги термоелектричного перетворювача, а це означає, що вхідна напруга перетворювача буде не стабільною, оскільки вихідна напруга термоелектричного перетворювача буде залежити від різниці температур на його пластинах, котра в свою чергу буде змінюватися в процесі експлуатації.

Тому для визначення k_{min} і k_{max} задаємо максимальну і мінімальну вхідну напругу, яка буде подаватися на перетворювач.

Експериментально було встановлено, що $U_{in_min} = 0,1$ В, а $U_{in_max} = 1,1$ В.

Щоб катушка не потрапила в насичення – її струм насичення мусить бути вище максимального пікового струму перетворювача. Треба взяти на увагу, що такий піковий струм повинен витримувати діод і ключ.

Падіння напруги на ключі і діоді можна врахувати, якщо вважати, що реально потребується отримати на виході напругу більшу за ідеальну на величину падіння на діоді, а реальні вхідні напруги менше ідеальних на величину падіння на відкритому ключі.

Тому реальні напруги на вході і на виході перетворювача будуть дещо інакші. Для цього треба визначити залежно від діоду і транзистора, падіння напруги на них, оскільки ці величини відомі тому, падіння на діоді буде $\Delta U_d = 0,5$ В, а на транзисторі $\Delta U_k = 0,5$. Тому знаючі ці данні, можна точніше визначити вхідні напруги перетворювача, які будуть $U_{in_min} = - 0,4$ В і $U_{in_max} = 0,6$ В.

Задаємо вихідний струм і вихідну напругу які потребуються для заряду аккумулятора, $U_{out} = 4,3$ В і $I_{out} = 600$ мА, ці дані можна знайти в описах до експлуатації заданого аккумулятора. Але оскільки у нас присутнє падіння напруги на ключі, тому реальна напруга на виході перетворювача буде більша від заданої на величину падіння напруги на відкритому ключі, і вона буде складати $U_{out} = 4,8$ В. Тепер маємо всі данні для розрахунку k_{min} і k_{max} за формулою (2.11):

$$k_{min} = \frac{-0,4}{4,8} = - 0,0833$$

$$k_{max} = \frac{0,6}{4,8} = 0,125$$

Тепер з графіка на рис.2.2, знаходимо k при яких відносна пульсація струму буде максимальна і мінімальна. При $k = - 0,0833$ LIR буде мінімальним, а при $k = 0,125$ максимальним.

Із формули 2.4 знаходимо індуктивність катушки, обираємо LIR = 30%:

$$L = \frac{1}{100000 \cdot 0,3} \cdot \frac{4,8}{0,6} \cdot -0,0833^2 \cdot (1 + 0,0833) = 2,0045 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} = 2,0045 \text{ мкГн}$$

(2,0062 мкГн – розрахунок програми).

Розрахунок мінімальної індуктивності за формулою (2.4) яка необхідна для того, щоб при максимальному вихідному тоці перетворювач завжди знаходився в неперервному режимі:

$$L_{min} = \frac{1}{100000 \cdot 2} \cdot \frac{4,8}{0,6} \cdot 0,125^2 \cdot (1 - 0,125) = 5,4688 \cdot 10^{-7} \text{ Гн} = 0,5469 \text{ мкГн}$$

З цього виходить, що перетворювач завжди буде в неперервному режимі, оскільки $L_{min} < L$.

З графіку на рис.2.2, визначаємо, що максимальна амплітуда пульсацій струму буде при $k = 0,125$.

Знаходимо за формулою 2.5 амплітуду пульсацій струму для k , при якому вони максимальні:

$$\Delta I_{in_max} = \frac{4,8}{2 \cdot 100000 \cdot 2,0045 \cdot 10^{-6}} \cdot 0,125 \cdot (1 - 0,125) = 1,3096 \text{ А}$$

Знаходимо величину коливань заряду на вхідному конденсаторі за формулою 2.6:

$$\Delta Q_{in} = \frac{1}{4} \cdot 1,3096 \cdot \frac{1}{100000} = 3,274 \cdot 10^{-6} \text{ Кл} = 3,274 \text{ мкКл}$$

Розраховуємо ємність вхідного конденсатора, для цього треба задати рівень вхідних пульсацій напруги. Виберемо цей рівень $U_{p-p_in} = 50 \text{ мВ}$, який рекомендований літературою [8]. Тепер розраховуємо вхідну ємність за формулою 2.7:

$$C_{in} = \frac{3,27 \cdot 10^{-6}}{50 \cdot 10^{-3}} = 65,42 \cdot 10^{-6} \text{Ф} = 65,42 \text{ мкФ}$$

Оцінюємо величину коливань заряду на вихідному конденсаторі за формулою 2.8:

$$\Delta Q_{out} = \frac{0,6 \cdot (2 + 0,0833)}{100000} = 12,4998 \cdot 10^{-6} \text{ Кл} = 12,4998 \text{ мкКл}$$

Розрахуємо ємність вихідного конденсатора за формулою 2.9, задавши рівень пульсацій на виході такий самий як на вході $V_{p-p_out} = 50 \text{ мВ}$:

$$C_{out} = \frac{12,4998 \cdot 10^{-6}}{50 \cdot 10^{-3}} = 249,996 \cdot 10^{-6} \text{Ф} = 249,996 \text{ мкФ}$$

Знаходимо максимальний піковий струм перетворювача за формулою 2.10:

$$I_{max} = \frac{0,6}{-0,0833} \cdot \left(1 + \frac{0,3}{2}\right) = -8,2833 \text{ А}$$

2.5.2 Розрахунок DC-DC перетворювача №2. Чисельний розрахунок буде ідентичним як і для попереднього перетворювача.

Згідно характеристик літій-іонних акумуляторів встановлюємо максимальний і мінімальний поріг можливих напруг $U_{in_min} = 3 \text{ В}$, а $U_{in_max} = 4,2 \text{ В}$.

Тепер врахуємо падіння напруги на ключі і діоді, які будуть складати $\Delta U_d = 0,5 \text{ В}$, а на транзисторі $\Delta U_k = 0,5 \text{ В}$. Тому реальні вхідні напруги будуть дещо іншими $U_{in_min} = 2,5 \text{ В}$ і $U_{in_max} = 3,7 \text{ В}$. Початковий поріг мінімальної напруги, без урахування напруг падіння на ключі і діоді, було взято вже з урахуванням того що, реально ця напруга буде меншою, котра не повинна бути меншою 2,5 В.

Вихідні характеристики DC-DC перетворювача повинні бути $U_{out} = 12$ В і $I_{out} = 0,12$ А. Тепер маємо всі данні для розрахунку k_{min} і k_{max} за формулою (2.9):

$$k_{min} = \frac{2,5}{12,5} = 0,2$$

$$k_{max} = \frac{3,7}{12,5} = 0,296$$

Тепер з графіка на рис.2.2, знаходимо k при яких відносна пульсація струму буде максимальна і мінімальна. При $k = 0,2$ LIR буде мінімальним, а при $k = 0,296$ максимальним.

Із формули 2.4 знаходимо індуктивність катушки, при цьому обираємо LIR = 30%:

$$L = \frac{1}{100000 \cdot 0,3} \cdot \frac{12,5}{0,12} \cdot 0,2^2 \cdot (1 - 0,2) = 111,111 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} = 111,111 \text{ мкГн}$$

Розрахунок мінімальної індуктивності за формулою (2.2):

$$L_{min} = \frac{1}{100000 \cdot 2} \cdot \frac{12,5}{0,12} \cdot 0,296^2 \cdot (1 - 0,296) = 32,1259 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} = 32,1259 \text{ мкГн}$$

З цього виходить, що перетворювач завжди буде в неперервному режимі, оскільки $L_{min} < L$.

З графіку на рис.2.2, визначаємо, що максимальна амплітуда пульсацій струму буде при $k = 0,296$.

Знаходимо за формулою 2.5 амплітуду пульсацій струму для k , при якому вони максимальні:

$$\Delta I_{in_max} = \frac{12,5}{2 \cdot 100000 \cdot 111,111 \cdot 10^{-6}} \cdot 0,296 \cdot (1 - 0,296) = 0,1172 \text{ А}$$

Знаходимо величину коливань заряду на вхідному конденсаторі за формулою 2.6:

$$\Delta Q_{in} = \frac{1}{4} \cdot 0,1172 \cdot \frac{1}{100000} = 2,93 \cdot 10^{-7} \text{ Кл} = 0,293 \text{ мкКл}$$

Тепер розраховуємо вхідну ємність за формулою 2.7:

$$C_{in} = \frac{2,93 \cdot 10^{-7}}{50 \cdot 10^{-3}} = 5,86 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 5,86 \text{ мкФ}$$

Оцінюємо величину коливань заряду на вихідному конденсаторі за формулою 2.8:

$$\Delta Q_{out} = \frac{0,12 \cdot (2-0,2)}{100000} = 2,16 \cdot 10^{-6} \text{ Кл} = 2,16 \text{ мкКл}$$

Розрахуємо ємність вихідного конденсатора за формулою 2.9:

$$C_{out} = \frac{12,16 \cdot 10^{-6}}{50 \cdot 10^{-3}} = 43,2 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 43,2 \text{ мкФ}$$

Знаходимо максимальний піковий струм перетворювача за формулою 2.10:

$$I_{max} = \frac{0,12}{0,2} \cdot \left(1 + \frac{0,3}{2}\right) = 0,69 \text{ А}$$

2.5.3 Розрахунок DC-DC перетворювача №3. Мінімальна і максимальна напруга на вході DC-DC перетворювача №3 так як і для попереднього випадку $U_{in_min} = 3 \text{ В}$, а $U_{in_max} = 4,2 \text{ В}$. Відповідно реальна напруга з урахуванням падіння на ключі і діоді буде $U_{in_min} = 2,5 \text{ В}$ і $U_{in_max} = 3,7 \text{ В}$.

Вихідні характеристики DC-DC перетворювача повинні бути $U_{out} = 5 \text{ В}$ і $I_{out} = 400 \text{ мА}$. Тепер розраховуємо k_{min} і k_{max} за формулою (2.11):

$$k_{min} = \frac{2,5}{5,5} = 0,4545$$

$$k_{max} = \frac{3,7}{5,5} = 0,6727$$

Тепер з графіка на рис.2.2, знаходимо k при яких відносна пульсація струму буде максимальна і мінімальна. При $k = 0,4545$ LIR буде мінімальним, а при $k = 0,6667$ максимальним.

Із формули 2.4 знаходимо індуктивність катушки:

$$L = \frac{1}{100000 \cdot 0,3} \cdot \frac{5,5}{0,4} \cdot 0,4545^2 \cdot (1 - 0,4545) = 51,6469 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} = 51,6469 \text{ мкГн}$$

Розрахунок мінімальної індуктивності за формулою (2.4):

$$L_{min} = \frac{1}{100000 \cdot 2} \cdot \frac{5,5}{0,4} \cdot 0,6667^2 \cdot (1 - 0,6667) = 10,1852 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} = 10,1852 \text{ мкГн}$$

З цього виходить, що перетворювач завжди буде в неперервному режимі, оскільки $L_{min} < L$.

З графіку на рис.2.2, визначаємо, що максимальна амплітуда пульсацій струму буде при $k = 0,5$.

Знаходимо за формулою 2.5 амплітуду пульсацій струму для k , при якому вони максимальні:

$$\Delta I_{in_max} = \frac{5,5}{2 \cdot 100000 \cdot 51,6469 \cdot 10^{-6}} \cdot 0,6667 \cdot (1 - 0,6667) = 0,1331 \text{ A}$$

Знаходимо величину коливань заряду на вхідному конденсаторі за формулою 2.6:

$$\Delta Q_{in} = \frac{1}{4} \cdot 0,1331 \cdot \frac{1}{100000} = 3,3275 \cdot 10^{-7} \text{ Кл} = 0,3328 \text{ мкКл}$$

Тепер розраховуємо вхідну ємність за формулою 2.7:

$$C_{in} = \frac{3,3275 \cdot 10^{-7}}{50 \cdot 10^{-3}} = 6,655 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 6,655 \text{ мкФ}$$

Оцінюємо величину коливань заряду на вихідному конденсаторі за формулою 2.8:

$$\Delta Q_{out} = \frac{0,4 \cdot (2 - 0,4545)}{100000} = 6,1818 \cdot 10^{-6} \text{ Кл} = 6,1818 \text{ мкКл}$$

Розрахуємо ємність вихідного конденсатора за формулою 2.9:

$$C_{out} = \frac{6,1818 \cdot 10^{-6}}{50 \cdot 10^{-3}} = 123,636 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 123,636 \text{ мкФ}$$

Знаходимо максимальний піковий струм перетворювача за формулою 2.10:

$$I_{max} = \frac{0,4}{0,4545} \cdot \left(1 + \frac{0,3}{2}\right) = 1,012 \text{ A}$$

Для зручності зробимо зведену таблицю (табл.2.1) з розрахованими номіналами елементів DC-DC перетворювачів.

Таблиця №2.1. Номінали розрахованих елементів DC-DC перетворювачів.

Компоненти DC-DC перетворювачі	C_{in} , мкФ	C_{out} , мкФ	L, мкГн
DC-DC перетворювач №1	17,29	65,897	16,62
DC-DC перетворювач №2	5,86	43,2	111,111
DC-DC перетворювач №3	6,655	123,636	51,6469

Транзистори і діоди підбираємо так, щоб вони могли витримати максимальний струм. Для всіх трьох випадків можна використати один і той же польовий транзистор, зпороговоюнапругою % Польовий транзистор

повинен мати порогову напругу до 5 В і мусить витримувати максимальний струм до 1,4 А. З діодом така ж сама ситуація, використаємо один діод для трьох перетворювачів, котрий витримує струм до 1,4А.

Внаслідок огляду літератури було зроблено висновок, взяти транзистор серії 9918Н і діод PMEG3030EP оскільки їх характеристики (табл. 2.2) і (табл.2.3) відповідають заданим параметрам вище.

Таблиця №2.2. Характеристики транзистора 9918Н [8].

Символ	Параметр	Значення
V_{DS}	Напруга між витоком і стоком	20 В
V_{GS}	Напруга між затвором і витоку	± 12 В
I_{DM}	Імпульсний струм стоку	140 А
P_D	Повна розсіювана потужність ($T_c = 25^\circ\text{C}$)	48 Ватт
T_{STG}	Діапазон температур зберігання	від -55°C до 150°C
T_j	Діапазон робочих температур	від -55°C до 150°C
V_{DSS}	Напруга пробою витік-стік ($V_{GS} = 0$ В, $I_D = 250$ мкА)	20 В
$R_{DS(ON)}$	Статичний опір сток-витік ($V_{GS} = 4,5$ В, $I_D = 18$ А)	max 14 мОм
$V_{GS(th)}$	Порогова напруга на затворі ($V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 250$ мкА)	0,5 – 1,2 В
I_S	Постійне джерело струму	max 45 А
I_{SM}	Імпульсне джерело струму	max 140 А

Таблиця №2.3. Характеристики діода PMEG3030EP.

Символ	Параметр	Значення
$I_{F(AV)}$	Середній прямий струм ($f = 20$ кГц, $T \leq$	3 А

	140°C).	
V_R	Обернена напруга ($T = 25^\circ\text{C}$).	30 В
V_F	Пряме падіння напруги на діоді ($I_F = 3 \text{ A}$; $T = 25^\circ\text{C}$)	315 - 360 мВ
I_R	Обернений струм ($V_R = 30 \text{ V}$; $T = 25^\circ\text{C}$)	1,5 – 5 мА

Для реальних DC-DC перетворювачів, підбираємо вже існуючі номінали компонентів (табл. 2.4) з ряду E24.

Таблиця №2.4. Номінали елементів DC-DC перетворювачів підібрані з ряду E24.

Компоненти DC-DC перетворювачі	C_{in} , мкФ	C_{out} , мкФ	L, мкГн
DC-DC перетворювач №1	18	68	16
DC-DC перетворювач №2	5,6	43	110
DC-DC перетворювач №3	6,8	120	51

Тепер знаючи всі елементи схем, спроектуємо за допомогою середовища Proteus 8 Professional макет друкованої плати, на котрій ми розмістимо всі три DC - DC перетворювача.

В ході роботи в середовищі Proteus 8 Professional, було створено фотошаблон для негативного фоторезистора (див. Додаток №1). В негативних фоторезисторах, проексповані області полімеризуються і стають нерозчинними, так що після проявлення розчиняються лише непроексповані області. На рис. 2.6, проілюстровано процес формування провідних областей за допомогою негативного фоторезисту.

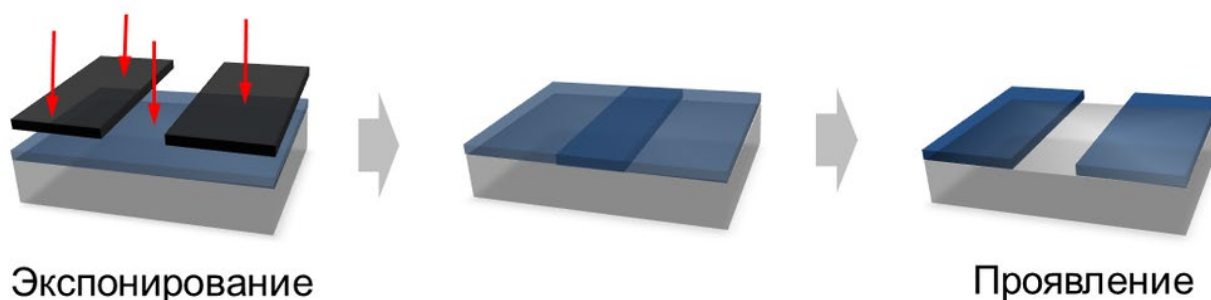


Рис. 2.6 Процес формування провідних доріжок за допомогою негативного фоторезисту

Для розуміння які елементи відповідають позначкам на друкованій платі, зробимо таблицю відповідності:

Таблиця №2.5. Таблиця відповідності позначок на платі до елементів.

Позначення на друкованій платі	Елемент
C1	$C_1 = 18 \text{ мкФ}$
C2	$C_2 = 5,6 \text{ мкФ}$
C3	$C_3 = 6,8 \text{ мкФ}$
C4	$C_4 = 120 \text{ мкФ}$
C5	$C_5 = 68 \text{ мкФ}$
C6	$C_6 = 47 \text{ мкФ}$
D1	Діод (PMEG3030EP)
D2	Діод (PMEG3030EP)
D3	Діод (PMEG3030EP)
L1	$L_1 = 16 \text{ мкГн}$
L2	$L_2 = 110 \text{ мкГн}$
L3	$L_3 = 51 \text{ мкГн}$
Q1	Транзистор (9918H)
Q2	Транзистор (9918H)
Q3	Транзистор (9918H)

Засобами програми Proteus 8 Professional, вдалося спроектувати макет (рис.2.7) друкованої плати, з вже нанесеними на неї компонентами.

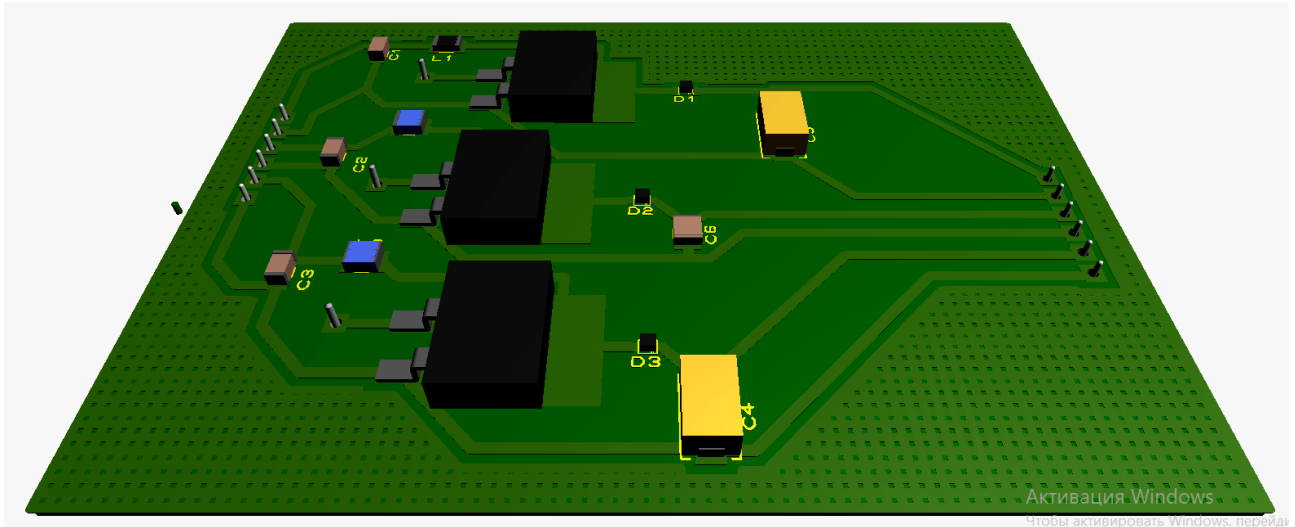


Рис. 2.7 3D-макет готової друкованої плати

2.6 Висновки до розділу

В цьому розділі було детально обґрунтовано деякі схемотехнічні рішення і конструкцію самого приладу. Одним із важливих рішень це було обрати буферний акумулятор. Було вирішено використовувати літій-іонний акумулятор, оскільки він є універсальним хімічним джерелом струму, котрий має легку вагу, низький саморозряд і відсутній “ефект пам’яті”. Найбільш поширені класи акумуляторів – літій-марганцеві $LiMn_2O_4$, кобальт-літієві $LiCoO_2$, літій-феро-фосфатні $LiFePO_4$.

В ході розгляду літератури було виділено основні переваги літій-іонних акумуляторів:

- а) висока щільність накопиченої енергії і розрядних струмів;
- б) видача більш високої напруги (в порівнянні з акумуляторами типу $NiCd$ і $NiMH$);
- в) мінімальний саморозряд – 4 – 6% за місяць, 10-20% за рік;
- г) відсутність “ефекта пам’яті” – можливість регулярної невеликої підзарядки;
- г) широкий діапазон робочих температур – від -20 до + 50°C;
- е) ефективне збереження накопиченої енергії, втрата не більше 5% накопленої ємності в місяць;
- є) можливість створення літій-іонних акумуляторів будь яких форм і розмірів;

ж) можливість тривалого зберігання в умовах, рекомендованих виробником;

з) простота в догляді і використанні.

Цей розділ був присвячений в основному розрахункам елементів схем DC-DC перетворювачів.

В ході огляду літератури було виявлено, що існує два режими роботи перетворювача: неперервний (струм в катушці ніколи не падає до нуля) і преривистий (протягом деякого часу струм в катушці не протікає). І було зроблено висновок, що з точки зору зменшення номіналу вхідного конденсатора і зменшення пікового струму через ключ і діод, нам потрібно використовувати неперервний режим, при тому з як омога меншою амплітудою пульсацій струму через катушку.

РОЗДІЛ 3

Конструювання приладів на основі мікроконтролера PSoC

3.1 Основні теоретичні положення по архітектурі мікропроцесорного ядра PSoC

Мікросхеми PSoC фірми Cypress являють собою 8-бітний мікроконтролер, що містить мікропроцесорне ядро й масиви цифрових і аналогових блоків, що дозволяє реалізувати стандартні необхідні перефінансовані функції, наприклад ШІМ, АЦП або UART, так і такі незвичайні для мікроконтролерів, як аналогові фільтри і інструментальні підсилювачі. Із-за того, що PSoC дозволяє скоротити кількість зовнішніх використовуваних компонентів, що істотно спрощує процес розробки, здешевлює пристрій й одночасно підвищує його гнучкість за рахунок можливості перепрограмування в системі або реконфігурування внутрішньої структури прямо в процесі роботи .

Таким чином одна мікросхема PSoC заміняє декілька компонентів схеми, котра побудована на стандартних мікроконтролерах. Всі функції, внутрішнє з'єднання, внутрішня конфігурація, і навіть контакти введення і виведення перепрограмовуються. Під час роботи мікросхеми PSoC можна динамічно змінювати внутрішні ресурси, отримуючи при цьому нову систему.

Випускається декілька серій PSoC мікроконтролерів:

- а) CY8C21xxx;
- б) CY8C22xxx;
- в) CY8C24xxx;
- г) CY8C27xxx;
- г) CY8C29xxx.

Всі мікросхеми побудовані на базі восьмирозрядного ядра M8C гарвардської архітектури з тактовою частотою 24МГц і продуктивністю 4MIPS. Система команд досить проста і характеризується високою густиною коду. В наявності є вбудовані RC генератори на 24 МГц і 32 кГц. Робоча напруга процесора складає від 4,75 В до 5,25 В. Характеризується також малою споживаною потужністю при високій швидкодії. Діапазон робочих температур складає від -40°C до + 125°C [9].

Об'єм ОЗП 256-2048 байт, а ПЗП 2-64 Кбайт, котра створена на основі перепрограмованої флеш-пам'яті, що допускає до 100000 циклів запис/стирання. Організація флеш-ПЗУ в вигляді масива із секторів розміром 64 байт, дає додаткову можливість для емуляції EEPROM всередині PSoC. Мікросхема PSoC CY8C27443, котра є найпопулярніша, має 12 аналогових і 16 цифрових блоків.

12 аналогових блоків PSoC містять:

- а) АЦП з роздільною здатністю до 14 розрядів;
- б) ЦАП з роздільною здатністю до 9 розрядів;
- в) Підсилювач з програмованим підсилювачем;
- г) Програмовані фільтри і компаратори [9].

16 цифрових блоків PSoC містять:

- а) 8-12 розрядний таймер, лічильник і ШІМ;
- б) Модулі CRC і PRS;
- в) До 4 повнодуплексних УАПІ;
- г) Схему підключення до всіх ліній введення-виведення;
- г) Комплексні перефрійні пристрої за рахунок поєднання блоків [9].

Також тут наявна програмована конфігурація виводів:

- а) Навантажувальна здатність на всіх лініях введення-виведення 25 мА (втікаючий струм);
- б) Всі лінії введення-виведення можуть переводитися в одне із наступних станів: підтягуючий резистор до плюсу чи до мінуса, високоімпедансний, двухтактний вихід чи відкритий стік;
- в) До 12 аналогових входів на всіх лініях введення-виведення;
- г) 4 аналогових входа з навантажувальною здатністю 40 мА на будь яких лініях введення-виведення;
- г) Конфігуроване переривання на всіх лініях введення-виведення.

Додаткові системні ресурси:

- а) Провідний, підпорядкований інтерфейс I^2C з частотою синхронізації до 400кГц;
- б) Вахтовий таймер і таймер режиму сну;
- в) Програмований детектор зниження температури;
- г) Вбудоване прицевійне джерело опорної напруги.

Кожний цифровий блок побудований на основі восьмирозрядного регістра. В програмному середовищі PSoC Designer можна до визначити топологію схеми цифрового блоку, і зробити так, щоб він працював як восьмибітний лічильник, таймер, ШІМ і т.д. Якщо з'єднати декілька цифрових блоків між собою можна отримати модулі більш високої розрядності, наприклад ті ж лічильники, ШІМ або таймери розрядністю 8, 16, 24, або 32 біта.

Процес конфігурації системи зрощується за рахунок використання бібліотек модулів користувача, котрі являють собою раніше сконфігуровані і протестовані PSoC блоки. Тобто процес побудови систем зводиться до вибору готових модулів із бібліотек.

Аналогова частина PSoC побудована на базі аналогових блоків трьох видів: аналоговий блок з операційним підсилювачем і програмованою матрицею резисторів в колі оберненого зв'язку і два типи аналогових блоків на основі операційного підсилювача і перемикаючих конденсаторів. При деяких припущеннях резистор можна замінити конденсатором і двома комутуючими ключами. Для різних задач паралельно всередині PSoC використовується або резисторна, або конденсаторна топологія. Так, наприклад, на основі резистивних аналогових блоків можна побудувати програмовані підсилювачі і аналогові компаратори. На основі конденсаторних аналогових блоків можна реалізувати полосови чи низькочастотний фільтр. Комбінуючи цифрові і аналогові блоки можна отримати ЦАП і АЦП з розрядністю від 6 до 14 біт. Користувачу не потрібно думати чи резистивну, чи конденсаторну архітектуру вибрати. В PSoC Designer цей процес автоматизований.

PSoC підтримує інтерфейси RS232, I2C, SPI, UART, для зв'язку з зовнішніми пристроями. В наявності також РКІ контролера Hitachi HD44780 і внутрішній датчик температури. Для того щоб датчик температури показував точні значення, треба попередньо його калібрувати. Без калібровки покази температури будуть приблизні.

Всі мікросхеми виготовляються в промисловому температурному діапазоні (-40°C - $+85^{\circ}\text{C}$) і в корпусах DIP і SMD (від 8 до 100 ніжок).

Вбудований центральний процесор M8C такує від внутрішнього генератора з частотою від 93,7 кГц до 24 МГц. Підлаштування частот відбувається програмним шляхом і дозволяє помітно знизити енергоспоживання і електромагнітні перешкоди. Розвинута система команд

центрального процесора нараховує 136 інструкцій з середнім часом виконання 6 тактових циклів [9].

Із-за наявності цифрових і аналогових модулів на мікросхемах PSoC можна реалізувати модулі користувача котрі перераховані в додатку №2. Кількість таких модулів на одній мікросхемі PSoC залежить від кількості цифрових і аналогових блоків в даній мікросхемі.

Архітектура PSoC (рис.3.1) може бути розділена на чотири області: ядро, системні ресурси, цифрова система і аналогова система.

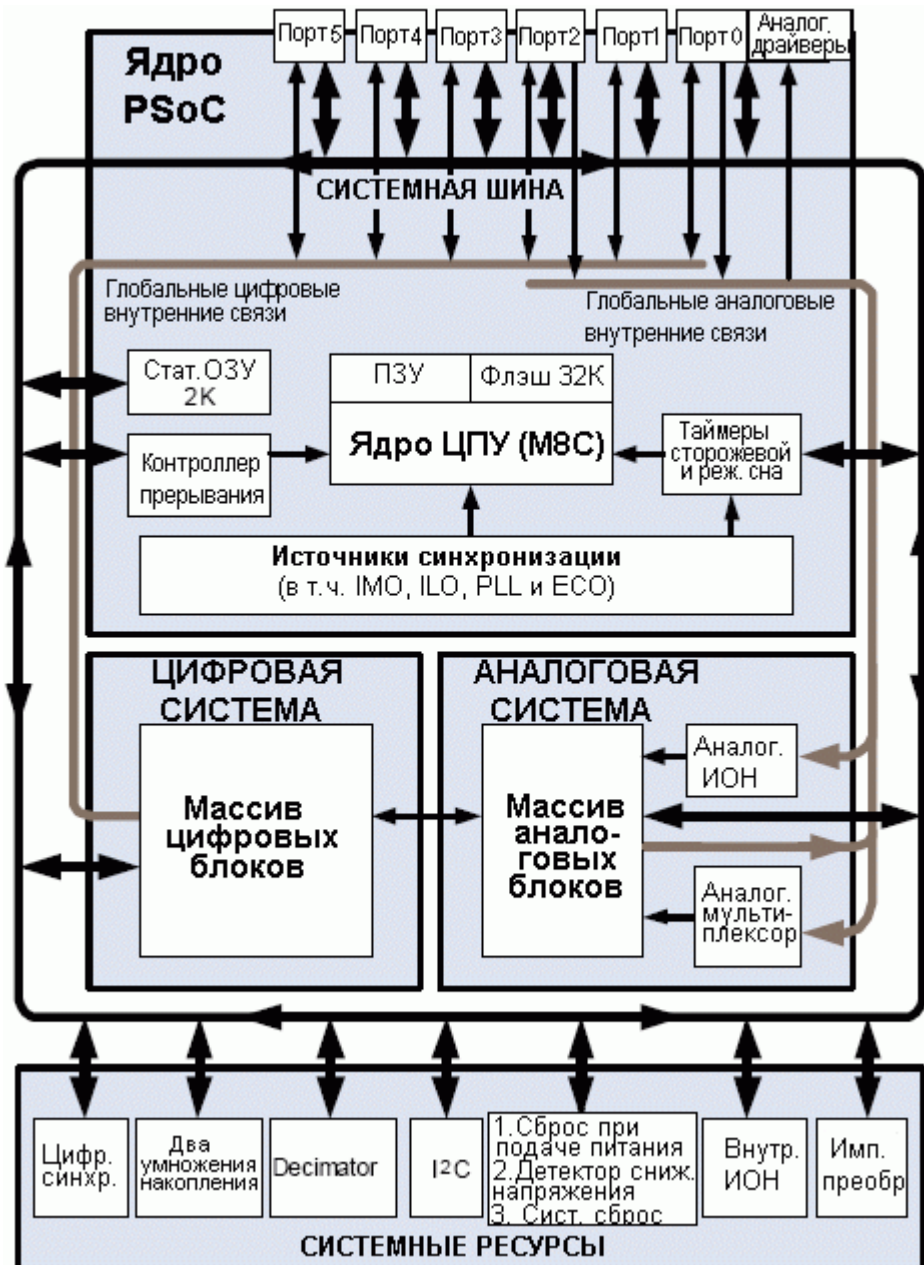


Рис. 3.1 Структурна схема PSoC [9]

Для роботи з PSoC, нам необхідний пакет САПР PSoC Designer, що є основним засобом розробки. Він являє собою інтегроване середовище

розробки, що містить редактор вихідних текстів програм та редактор внутрішньої структури програмної системи.

3.2 Термометр на основі мікроконтролера PSoC Cypress і терморезистора

Для контролю температур на пластинах елемента Пельтьє, в ролі сенсора будемо використовувати терморезистор.

Вимір опору терморезистора дозволяє легко визначити його температуру. Розуміння вимог до точності вимірів і алгоритму обчислень, необхідних для перерахунку опору в температуру, значно спрощує завдання.

В цьому термометрі використовується наступні ресурси мікроконтролера PSoC:

- а) ADCINCVR (АЦП зі змінною роздільною здатністю);
- б) PGA (програмований підсилювач) модуль користувача.

Терморезистор це напівпровідниковий елемент, опір якого зменшується з зростанням температури. Зміну опору “грубо” можна виразити рівнянням 3.1.

$$\frac{R(t_1)}{R(t_2)} = A^{(t_1-t_2)}, \quad (3.1)$$

де A – це деяка емпірична величина, котра менша за одиницю;

t_1 і t_2 – два різних значення температури;

R_1 і R_2 – опір за цих температур.

Слово “грубо”, в даному випадку, маєтся на увазі, що це рівняння досить добре підходить для навчального пояснення властивості терморезистора, але не для реального приладу, який вимірює температуру [1].

Рівняння Стейнхарт-Харта (Steinhart-Hart) описує зміну опору напівпровідникового терморезистора, в залежності від температури. Згідно рівняння (3.2) це логарифмічний поліном третього порядку, з трьома константами.

$$\frac{1}{T_k} = A + B \cdot \ln(R) + \ln(R)^3, \quad (3.2)$$

де A, B і C – емпіричні константи;

R – опір терморезистора в Омах;

T_k – температура в Кельвінах .

Але в нашому випадку більш корисна формула (3.3), оскільки вона показує результат температури в градусах Целсія.

$$T_c = \frac{1}{A+B \cdot \ln(R)+C \cdot \ln(R)^3} - 273,15 \quad (3.3)$$

Розрахунок температури буде настільки точним, наскільки точні вимірювання опору терморезистора.

На рис.3.2 показано схему, яка підключається до відповідних виводів PSoC, яка використовується для виміру опору терморезистора .

Рівняння (3.4) показує, як визначити опір терморезистора.

$$R_t = \frac{U_{Rt} \cdot R_{ref}}{U_{ss} - U_{Rt}}, \quad (3.5)$$

де R_t – опір терморезистора;

U_{Rt} – напруга на терморезисторі, котру зчитує PSoC за допомогою АЦП;

R_{ref} – значення опорного резистора;

U_{ss} – напруга живлення на PSoC.

Як результат помилка виміру буде залежити від значення R_{ref} і від коефіцієнту підсилення.

Вимоги до точності еталонного резистора визначаються специфічними вимогами до повної точності вимірів.

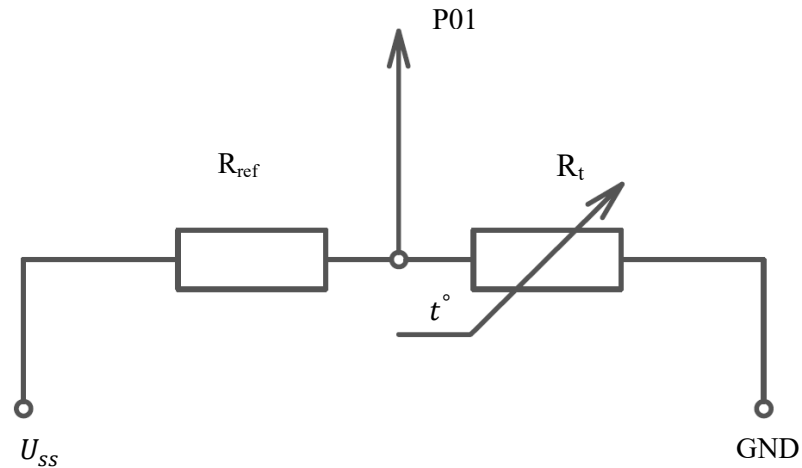


Рис. 3.2 Вимір опору за допомогою PSoC

Для нашого випадку використовуємо терморезистор YSI 44016. Це точний терморезистор з наступними характеристиками:

- а) 10,000 Ом при 25°C;
- б) Точність 0,2°C (1% від опору);
- в) Робочий діапазон температур -80°C до +125°C .

Експериментально визначаємо залежність опору даного резистора від температури. Результати виміру наведені в таблиці №3.1.

Тепер згідно даних з таблиці №3.1, побудуємо графік (рис. 3.3) залежності опору терморезистора від зовнішньої температури, на якому явно видно, що даний терморезистор має експоненційну залежність опору від температури, тобто чим більша температура, тим менший опір терморезистора. Це означає, що наш терморезистор має від'ємний температурний коефіцієнт.

Рівняння Стейнхарта-Харта це поліном з трьома коефіцієнтами: А, В, С. По трьом точках, які вибираємо з таблиці №3.2. Нехай це будуть точки А ($R_1 = 13,25$ кОм; $T_1 = 16,76^\circ\text{C}$), В ($R_2 = 3,90$ кОм; $T_2 = 50^\circ\text{C}$), С ($R_3 = 1,166$ кОм; $T_3 = 91^\circ\text{C}$). Якщо коефіцієнти рівняння невідомі для конкретного терморезистора, то вони можуть визначатися по трьом опорам терморезистора при трьох різних температурах. Коефіцієнти знаходяться як розв'язання системи (3.6) із трьох рівнянь.

Таблиця №3.1. Залежність опору терморезистора YSI44016 від температури.

Температура (°C)	Опір (кОм)
16,76	13,25
19,50	12,55
25	9,74
32	7,45
41	5,13
50	3,90
60	2,92
70	2,19
80	1,57
91	1,166
100	0,892

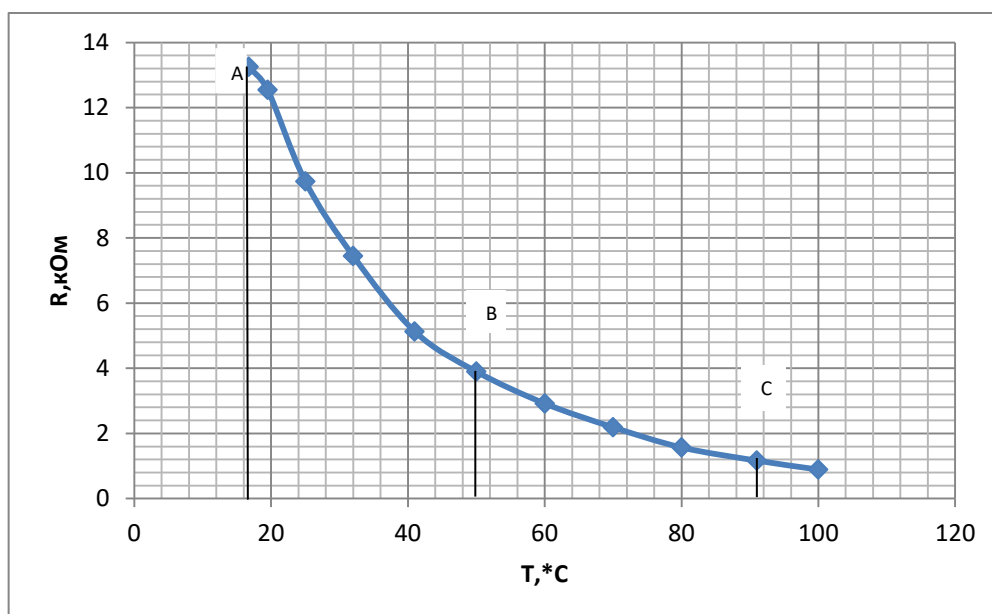


Рис. 3.3 Графік залежності опору терморезистора від температури

$$\begin{bmatrix} 1 & \ln(R_1) & \ln^3(R_1) \\ 1 & \ln(R_2) & \ln^3(R_2) \\ 1 & \ln(R_3) & \ln^3(R_3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_1} \\ \frac{1}{T_2} \\ \frac{1}{T_3} \end{bmatrix}, \quad (3.6)$$

де R_1, R_2 і R_3 – значення температури при T_1, T_2 і T_3 відповідно.

Підстановка і рішення системи:

$$L_1 = \ln(R_1), L_2 = \ln(R_2), L_3 = \ln(R_3);$$

$$Y_1 = \frac{1}{T_1}, Y_2 = \frac{1}{T_2}, Y_3 = \frac{1}{T_3};$$

$$\gamma_2 = \frac{Y_2 - Y_1}{L_2 - L_1}, \gamma_3 = \frac{Y_3 - Y_1}{L_3 - L_1};$$

Тепер виводимо формули для знаходження коефіцієнтів А, В і С:

$$C = \left(\frac{\gamma_3 - \gamma_2}{L_3 - L_2} \right) \cdot (L_1 + L_2 + L_3)^{-1} \quad (3.7)$$

$$B = \gamma_2 - C \cdot (L_1^2 + L_1 L_2 + L_2^2) \quad (3.8)$$

$$A = Y_1 - (B + L_1^2 C) \cdot L_1 \quad (3.9)$$

Тепер підставляємо вже відомі значення в попередні формули і чисельно знаходимо коефіцієнти А, В, С:

$$C = \left(\frac{\frac{1}{364,15} - \frac{1}{323,15}}{\ln(1166) - \ln(3900)} \right) \cdot (\ln(13250) + \ln(3900) + \ln(1166))^{-1} = 2,5517 \cdot 10^{-8};$$

$$B = \frac{\frac{1}{323,15} - \frac{1}{289,91}}{\ln(3900) - \ln(13250)} - 2,5517 \cdot 10^{-8} \cdot (\ln^2(13250) + \ln(13250) \cdot \ln(3900) + \ln^2(3900)) = 2,8406 \cdot 10^{-4};$$

$$A = \frac{1}{289,91} - (2,8406 \cdot 10^{-4} + \ln^2(13250) \cdot 2,5517 \cdot 10^{-8}) \cdot \ln(13250) = 7,312 \cdot 10^{-4}.$$

Для зручності запишемо коефіцієнти Стейнхарт-Харта в таблицю № 3.2.

Використовуючи ці коефіцієнти, за виміряними опорами можна вичислити температуру. Точність отриманого значення температури буде +/- 0,2°C.

Таблиця №3.2. Коефіцієнти Стейнхарт-Харта для терморезистора YSI44016.

Коефіцієнти Стейнхарт-Харта	Значення
A	0,00073128
B	0,00028406
C	0,000000025517

Тепер треба оптимально підібрати еталонний резистор. Найточніший вимір можна отримати при виконанні умови (3.10):

$$R_t = R_{ref} \quad (3.10)$$

Коли рівняння (3.10) виконане, значення напруг на кожному із двох резисторів відповідає половині повного діапазону для виміру АЦП.

Відповідно, точність отриманих чисел буде на 1 біт менше розрядності АЦП. Якщо, наприклад, один опір в 4 рази більший за інший, то величина напруги на першому резисторі відповідає 80% всього діапазону АЦП, а величина напруги на другому резисторі відповідає 20% діапазону. При цьому 80% діапазону АЦП відповідає зменшенню точності на $\frac{1}{3}$ біта, а 20% відповідає зменшенню точності на 2 біти від повної розрядності АЦП [].

Головна проблема в тому, що опір терморезистора в залежності від температури змінюється в десятки разів, що веде до розкиду похибок.

В нашому випадку значення опору еталонного резистора вибрано 1 кОм, для отримання максимальної точності при високих температурах (80°C – 100°C). При використанні 13 розрядного АЦП, точність отриманих значень опору терморезистора в залежності від температури можна побачити в таблиці № 3.3.

З урахуванням 1% допуску опору терморезистора, 8 бітне значення можна вважати адекватним. Більш точне значення можна отримати, використовуючи більш точний АЦП або декілька еталонних резисторів.

Таблиця №3.3. Роздільна здатність АЦП залежно від опору резисторів.

°C	$R_{тр}, \text{кОм}$	$R_{тр}$, роздільна здатність АЦП, біт	$R_{ref}, \text{кОм}$	$R_{тр}$, роздільна здатність АЦП, біт
----	----------------------	---	-----------------------	---

-40	336,500	13	10,000	8
25	10,000	12	10,000	12
80	1,255	10	10,000	13

На рис.3.4 зображена блок-схема з використанням декількох еталонних резисторів.

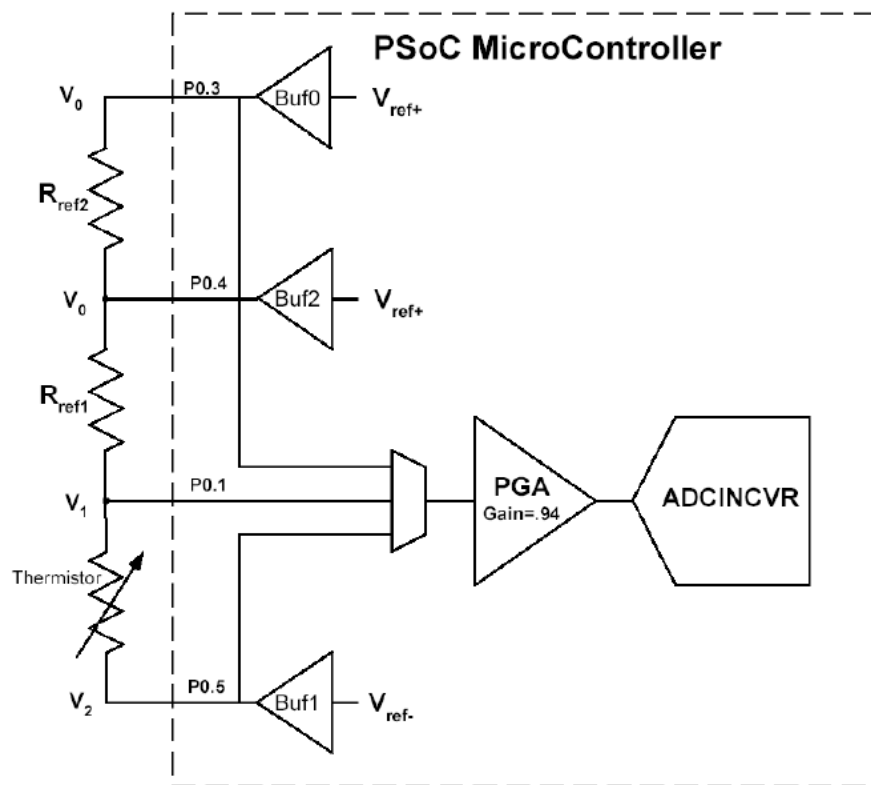


Рис. 3.4 Схема з перемикаючими еталонними резисторами []

Коли вимкнута Buf0, а Buf2 працює в якості еталонного резистора використовується R_{ref1} . Коли вимкнута Buf2, а Buf0 працює, в якості еталонного резистора використовується $R_{ref1} + R_{ref2}$.

В нашому випадку будемо використовувати архітектуру яка зображена на рис.3.3. Значення еталонного резистора вибрано 1кОм. Оскільки похибка терморезистора складає 1%, достатньо вибрати еталонний резистор з точністю 0,1%, що є достатньо щоб виключити внесену ним похибку [].

Після виміру опору терморезистора, отримане значення необхідно перетворити в значення температури. Це можливо виконати двома способами:

а) Підставити значення опору в рівняння Стейнхарт-Харта і розрахувати температуру. Цей підхід дає велику точність, але потребує виконання математичної операції з плаваючою комою.

б) Використовуючи коефіцієнти Стейнхарт-Харта, розрахувати таблицю співвідношення температури до опору, для всього потребуючого діапазону виміру. Ця таблиця може складатися з цілих чисел. Більш точніше значення можна отримати шляхом інтерполяції між числами із таблиці. Перевага цього метода в значній швидкодії, а недолік в потребі великого простору ПЗУ для збереження таблиці [10].

3.3 Розрахунок і реалізація ШІМ на мікроконтролері PSoC

Широтно-імпульсна модуляція – це один із методів контролю величин напруги і струму. Це відбувається за допомогою зміни ширини імпульса постійної амплітуди і постійної частоти.

Властивості ШІМ регулювання використовуються в імпульсних перетворювачах, в схемах управління двигуном постійного струму чи яскравістю світіння світлодіода.

Коефіцієнт заповнення є найважливішим параметром сигналу ШІМ, який можна визначити по наступній формулі:

$$k_{\omega} = \frac{T_{ON}}{T}, \quad (3.11)$$

де, T_{ON} – час високого рівня сигналу;

T_{OFF} – час низького рівня;

T – період сигналу.

Частіше корисніше виводити коефіцієнт заповнення в відсотках, це можна досягти домноживши результат формули (3.11) на 100%:

$$k_{\omega\%} = \frac{T_{ON}}{T} \cdot 100\% \quad (3.12)$$

Сигнал високого рівня характеризується заповненням рівним k_ω або $k_{\omega\%}$. Коефіцієнт заповнення є абстрактним значенням.

Час високого рівня і низького рівня сигналу показано на рис. 3.5. Напруга U_1 це амплітуда ШІМ сигналу.

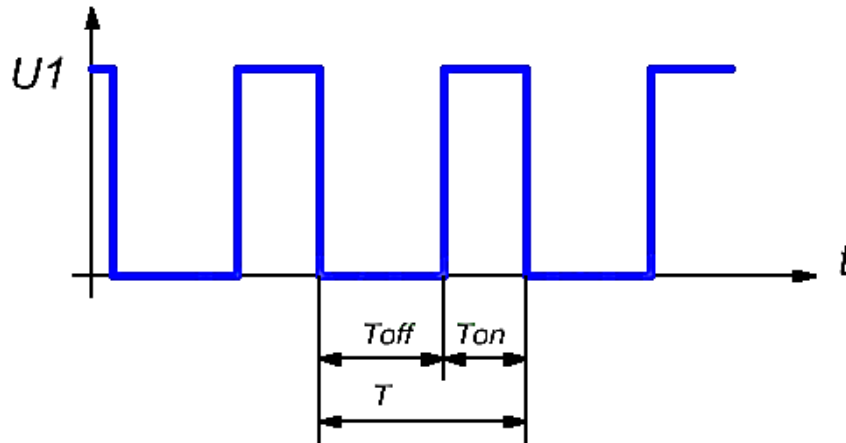


Рис. 3.5. Приклад сигналу ШІМ [11]

Також однією з важливих характеристик ШІМ модуляції є частота сигналу, котра розраховується за формулою:

$$f = \frac{1}{T} \quad (3.13)$$

За допомогою регулювання ширини імпульса можна змінювати середнє значення напруги. На рис.3.6 зображені сигнали з різними коефіцієнтами заповнення.

Щоб визначити середнє значення напруги ШІМ, необхідно знати коефіцієнт заповнення, оскільки середнє значення напруги це множення коефіцієнта заповнення на амплітуду напруги сигналу:

$$U_{sr} = k_\omega \cdot U_1 \quad (3.14)$$

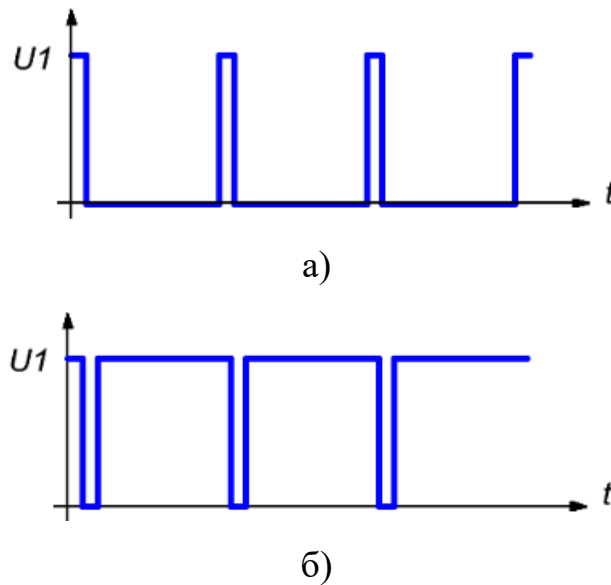


Рис. 3.6. Сигнали з коефіцієнтом заповнення: *а* - 10% ; *б* - 90% (б) [11]

Цифрова підсистема PSoC дозволяє реалізувати необхідні периферійні функції, задавши конфігурацію цифрових блоків PSoC і їхні взаємозв'язок. PSoC має до 16 цифрових блоків. Конфігурована цифрова підсистема дозволяє реалізувати лічильники, таймери, ШІМ, генератори випадкових послідовностей, блоки CRC (контроль за допомогою циклічного надлишкового коду), контроль інтерфейсу SPI, інфрачервоний приймач-передавач та UART.

Цифрова підсистема складається із чотирьох компонентів (рис.3.7):

а) глобальні цифрові зв'язки (Global Input Odd/Even, Global Output Odd/Even);

б) зв'язки в масиві цифрових блоків (Array Digital Interconnect, ADI);

в) зв'язки в середині ряду цифрових блоків (Row Input, Row Output);

г) цифрові базові (DBV) і комунікаційні (DCV) блоки .

Кожний блок у масиві цифрових блоків має свій вихід запиту на переривання. Приоритет цього запиту визначається порядковим номером блоку. Тобто блок DB00 має найвищий пріоритет, а блок DCB33 найнижчий .

Всі регістри можуть або програмуватися безпосередньо в тексті програми, або налаштовуватися в режимі розташування модулів.

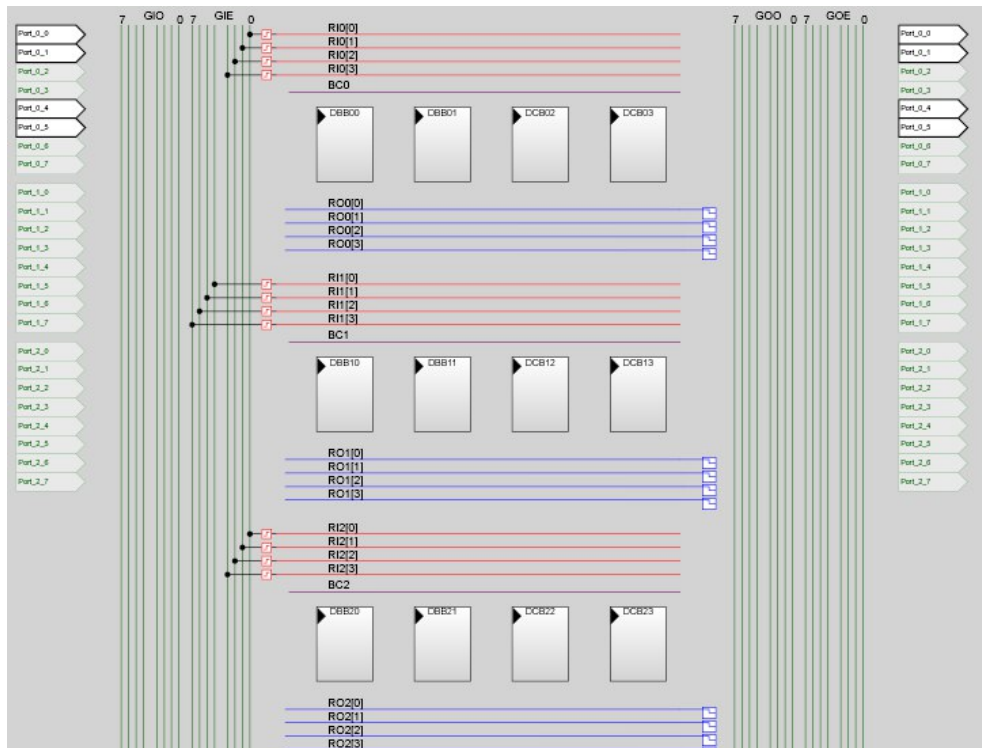


Рис. 3.7. Схема цифрової підсистеми PSoC

ШИМ є цифровою технікою, тому що живлення в цьому випадку живлення або повністю вимкнене, а керування потужності відбувається відбувається за рахунок зміни ширини імпульсів. PSoC має 8 або 16-бітні модулятори з програмованою шириною імпульсів і періодом.

Кожний цифровий блок на якому будується ШИМ є 8-бітний, що конфігурується з сімома регістрами ОЗП:

- а) Функціональний регістр (FN);
- б) Вхідний регістр (IN);
- в) Регістр керування (CR0);
- г) Регістр даних 0 (DR0);
- г) Регістр даних 1 (DR1);
- д) Регістр даних 2 (DR2).

Декілька блоків можуть бути згруповані, щоб збудувати 16-бітний або 24-бітний пристрій. На рис.3.8 можна спостерігати блок-схему 8-бітного ШИМ.\

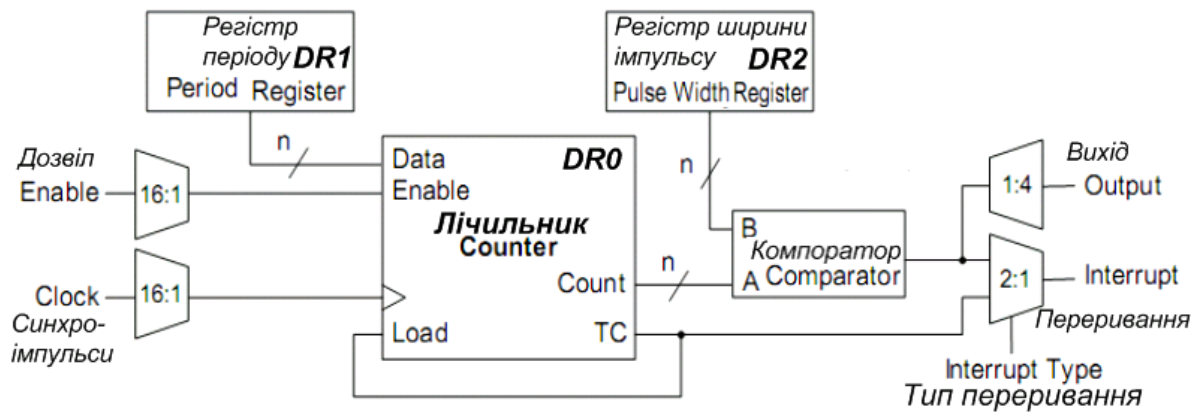


Рис. 3.8. Блок-схема ШІМ [13]

По передньому фронту кожного синхроімпульсу, лічильник зменшується на одиницю, коли є дозвіл $\text{Enable} = 1$. Коли лічильник дійшов до нуля, наступний крок перезапускає лічильник з величиною періоду, що записаний в регістр періоду. При цьому також генерується вихід Terminal Count (TC) – переривання лічильника. Коли значення в лічильнику стає менше або дорівнює, за величину в регістрі ширини імпульсу, тоді вихід компаратора переходить у високий рівень та залишається в такому положенні, поки не відбудеться перезагрузка лічильника. Контрольний регістр використовується для старту і зупинки ШІМ. Якщо, при зупиненому ШІМ, загрузити регістр періоду, то лічильник ініціалізується тією ж величиною періоду. Якщо при запусненому ШІМ, загрузити регістр періоду, то на лічильник це ніяк не вплине. При зупиненому ШІМ, на виході компаратора завжди встановлюється низький рівень, незалежно від стану регістра періода та лічильника.

Рівняння (3.15) зв'язує вихідний сигнал ШІМ з вхідним тактовим сигналом і значенням регістрі періодів.

$$f_{out} = \frac{f_{clock}}{P+1}, \quad (3.15)$$

де, f_{out} – вихідна частота ШІМ;

f_{clock} – частота вхідного тактового сигналу;

P – значення періода;

В програмі PSoC Designer у вікні вибору модулів (User Modules), виберемо модуль ШІМ PWM8. В налаштуваннях цього модуля виставимо Clock – VC2. В глобальних налаштуваннях необхідно виставити :

а) Power Setting [Vcc/SysClk freq] – 5.0V/ 24 MHz ;

б) VC1 = SysClk/N – 16 ;

в) VC2 = VC1/N – 15 ;

Для даного випадку виходить, що f_{clock} розраховується за наступною формулою:

$$f_{clock} = VC2 = \frac{VC1}{15}, \quad (3.16)$$

де, VC1, VC2 - дільники для одержання частот, що використовуються для тактування цифрових й аналогових блоків.

Тепер підставимо відомі значення в (3.16):

$$f_{clock} = \frac{24 \text{ МГц}}{16 \cdot 15} = 100 \text{ кГц};$$

Тепер наведемо приклад коду на С, реалізації ШІМ з коефіцієнтом заповнення 50% :

```
#include <m8c.h>           // Конкретні константи і макроси
#include "PSOCAPI.h"       // Визначення API PSoC для всіх модулів

#define PWM_PERIOD        30
#define PWM_PULSEWIDTH    15

void main(void)
{
    M8C_EnableGInt ;           // Увімкнення глобальних переривань
    PWM8_WritePeriod(PWM_PERIOD); // Встановлення періода до 8 тактів
    PWM8_WritePulseWidth(PWM_PULSEWIDTH); // Встановлення ширини імпульсу зі
шпаруватістю 50%
    PWM8_Start(); // запуск ШІМ
    // Основний код програми.
}
```

Вище було наведено приклад, коли значення періоду і ширини імпульсу задавалися програмно в коді, якщо ці значення їх можна задати в налаштуваннях модуля PWM8.

В нашому проєкті потрібно буде три такі спроектованих ШІМ, оскільки у нас три DC-DC перетворювача. Також потрібно буде в певний момент зупиняти ШІМ, це реалізується програмно за допомогою функції PWM_Stop();

Знову розглянемо схему boost-конвертора (рис.2.1). Середня за еріод напруга в точці А дорівнює вхідній напрузі. Математично це можна записати так:

$$0 \cdot T_{on} + V_{out} \cdot T_{off} = V_{in} \cdot (T_{on} + T_{off}), \quad (3.17)$$

де, T_{on} – час, коли ключ замкнений;

T_{off} – час, коли ключ розімкнений;

V_{in} – напруга на вході boost-перетворювача;

V_{out} – вихідна напруга boost-перетворювача.

З формули (3.17), виводимо наступне співвідношення:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(T_{on} + T_{off})}{T_{off}} \quad (3.18)$$

З формули (3.18) легко визначити T_{off} і T_{on} , оскільки $(T_{off} + T_{on})$ – це період ШІМ-сигналу і в нашому випадку він вже відомий $(T_{off} + T_{on}) = 0.00001$ с. Значення вихідної напруги V_{out} для будь якого DC-DC перетворювача буде незмінним, а значення вхідної напруги V_{in} , буде змінюватися в певному діапазоні. Тому нам потрібно буде програмно змінювати T_{off} і T_{on} залежно від зміни V_{in} .

Для прикладу, покажемо розрахунок T_{off} , T_{on} і k_{ω} для DC-DC перетворювача №1 при $V_{in} = 1,2$ В. T_{off} знаходимо за формулою (3.19):

$$T_{off} = \frac{V_{in} \cdot (T_{on} + T_{off})}{V_{out}} \quad (3.19)$$

Підставивши відомі значення в формулу (3.19) отримаємо:

$$T_{off} = \frac{1,2 \cdot 0,00001}{4,2} = 2,8571 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

Відповідно $T_{on} = 0,00001 - 2,8571 \cdot 10^{-6} = 7,1429 \cdot 10^{-6}$ с. З формули (3.12) визначаємо коефіцієнт заповнення:

$$k_{\omega\%} = \frac{7,1429 \cdot 10^{-6}}{0,00001} \cdot 100\% = 71,4386 \%$$

Для зручності створимо таблицю відповідності (таб.№3.4) V_{in} до T_{off} , T_{on} і $k_{\omega\%}$.

Таблиця №3.4. Таблиця відповідності V_{in} до T_{off} , T_{on} і $k_{\omega\%}$ для DC-DC перетворювача №1.

V_{in} , В	T_{off} , с	T_{on} , с	$k_{\omega\%}$, %
1,2	$2,8571 \cdot 10^{-6}$	$2,8571 \cdot 10^{-6}$	71,4286
1,3	$3,0952 \cdot 10^{-6}$	$6,9048 \cdot 10^{-6}$	69,0476
1,4	$3,3333 \cdot 10^{-6}$	$6,6667 \cdot 10^{-6}$	66,6667
1,5	$3,5714 \cdot 10^{-6}$	$6,4286 \cdot 10^{-6}$	64,2857
1,6	$3,8095 \cdot 10^{-6}$	$6,1965 \cdot 10^{-6}$	61,9048
1,7	$4,0476 \cdot 10^{-6}$	$5,9524 \cdot 10^{-6}$	59,5238
1,8	$4,2857 \cdot 10^{-6}$	$5,7143 \cdot 10^{-6}$	57,1429
1,9	$4,5238 \cdot 10^{-6}$	$5,4762 \cdot 10^{-6}$	54,7619
2	$4,7619 \cdot 10^{-6}$	$5,2381 \cdot 10^{-6}$	52,3810
2,1	$5 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^{-6}$	50
2,2	$5,2381 \cdot 10^{-6}$	$4,7619 \cdot 10^{-6}$	47,6190
2,3	$5,4762 \cdot 10^{-6}$	$4,5238 \cdot 10^{-6}$	45,2381
2,4	$5,7143 \cdot 10^{-6}$	$4,2857 \cdot 10^{-6}$	42,8571
2,5	$5,9524 \cdot 10^{-6}$	$4,0476 \cdot 10^{-6}$	40,4762

В налаштуваннях модуля PWM8, виставляємо значення Period (період ШІМ-сигналу) і PulseWidth (тривалість вискогорівня ШІМ-сигнала), так як ми маємо 8-бітний ШІМ, то значення Period і PulseWidth можна виставити в межах від 0 до 255 відліків. В нашому випадку виберемо $Period = 255$. Тепер з формули (3.19) визначимо значення PulseWidth:

$$k_{\omega} = \frac{PulseWidth + 1}{Period + 1} \quad (3.20)$$

Тепер з формули (3.20) виводимо значення PulseWidth:

$$\text{PulseWidth} = k_{\omega} \cdot (\text{Period} + 1) - 1 \quad (3.21)$$

Як для прикладу розрахуємо значення PulseWidth для першого значення $k_{\omega\%}$ з таблиці №3.5.

$$\text{PulseWidth} = (0,714286 \cdot (255 + 1)) - 1 = 181,86 = 182.$$

Далі по аналогічним розрахунках створимо таблицю даних (таб.3.5) для значень PulseWidth і Period для DC-DC перетворювача №1:

Таблиця №3.5. Таблиця відповідності V_{in} , $k_{\omega\%}$ до PulseWidth і Period для DC-DC перетворювача №1.

$V_{in}, \text{В}$	$k_{\omega\%}, \%$	<i>Period</i>	PulsWidth
1,2	71,4286	255	182
1,3	69,0476	255	176
1,4	66,6667	255	170
1,5	64,2857	255	164
1,6	61,9048	255	157
1,7	59,5238	255	151
1,8	57,1429	255	145
1,9	54,7619	255	139
2	52,3810	255	133
2,1	50	255	127
2,2	47,6190	255	121
2,3	45,2381	255	115
2,4	42,8571	255	109
2,5	40,4762	255	103

Тепер створимо такі таблиці але вже для DC-DC пертворювача №2, у яком вхідна напруга буде змінюватися від 3 В до 4,2 В, а н вихідна напруга 12 В. Залежність значень T_{off}, T_{on} і $k_{\omega\%}$ для DC-DC перетворювача наведені в таб. № 3.6.

Всі розрахунки були здійснено в програмному середовищі MatLab. Лістинг програми розрахунку T_{off}, T_{on} , $k_{\omega\%}$ і PulsWidth наведені в додатку №3.

Таблиця №3.6. Таблиця відповідності V_{in} до T_{off} , T_{on} і $k_{\omega\%}$ для DC-DC перетворювача №2.

$V_{in}, \text{В}$	$T_{off}, \text{с}$	$T_{on}, \text{с}$	<i>Period</i>	<i>PulsWidth</i>	$k_{\omega\%}, \%$
3	$2,5 \cdot 10^{-6}$	$7,5 \cdot 10^{-6}$	255	191	75
3,1	$2,5833 \cdot 10^{-6}$	$7,4167 \cdot 10^{-6}$	255	189	74,1667
3,2	$2,6667 \cdot 10^{-6}$	$7,3333 \cdot 10^{-6}$	255	187	73,3333
3,3	$2,75 \cdot 10^{-6}$	$7,25 \cdot 10^{-6}$	255	185	72,5
3,4	$2,8333 \cdot 10^{-6}$	$7,1667 \cdot 10^{-6}$	255	182	71,6667
3,5	$2,9167 \cdot 10^{-6}$	$7,0833 \cdot 10^{-6}$	255	180	70,8333
3,6	$3 \cdot 10^{-6}$	$7 \cdot 10^{-6}$	255	178	70
3,7	$3,0833 \cdot 10^{-6}$	$6,9167 \cdot 10^{-6}$	255	176	69,1667
3,8	$3,1667 \cdot 10^{-6}$	$6,8333 \cdot 10^{-6}$	255	174	68,3333
3,9	$3,25 \cdot 10^{-6}$	$6,75 \cdot 10^{-6}$	255	172	67,5
4	$3,3333 \cdot 10^{-6}$	$6,6667 \cdot 10^{-6}$	255	170	66,6667
4,1	$3,4167 \cdot 10^{-6}$	$6,5833 \cdot 10^{-6}$	255	168	65,8333
4,2	$3,5 \cdot 10^{-6}$	$6,5 \cdot 10^{-6}$	255	165	65

Далі робимо ті ж самі розрахунки для DC-DC перетворювача №3, в цьому випадку вхідна напруга також буде в межах від 3 В до 4,2 В, а вихідна напруга 5 В.

Залежність значень T_{off}, T_{on} і $k_{\omega\%}$ для DC-DC перетворювача №3 наведені в таб. № 3.7.

Таблиця №3.7. Таблиця відповідності V_{in} до T_{off} , T_{on} і $k_{\omega\%}$ для DC-DC перетворювача №3.

$V_{in}, \text{В}$	$T_{off}, \text{с}$	$T_{on}, \text{с}$	<i>Period</i>	<i>PulsWidth</i>	$k_{\omega\%}, \%$
3	$6 \cdot 10^{-6}$	$4 \cdot 10^{-6}$	255	101	40
3,1	$6,2 \cdot 10^{-6}$	$3,8 \cdot 10^{-6}$	255	96	38
3,2	$6,4 \cdot 10^{-6}$	$3,6 \cdot 10^{-6}$	255	91	36
3,3	$6,6 \cdot 10^{-6}$	$3,4 \cdot 10^{-6}$	255	86	34
3,4	$6,8 \cdot 10^{-6}$	$3,2 \cdot 10^{-6}$	255	81	32
3,5	$7 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^{-6}$	255	76	30
3,6	$7,2 \cdot 10^{-6}$	$2,8 \cdot 10^{-6}$	255	71	28
3,7	$7,4 \cdot 10^{-6}$	$2,6 \cdot 10^{-6}$	255	66	26
3,8	$7,6 \cdot 10^{-6}$	$2,4 \cdot 10^{-6}$	255	60	24
3,9	$7,8 \cdot 10^{-6}$	$2,2 \cdot 10^{-6}$	255	55	22
4	$8 \cdot 10^{-6}$	$2 \cdot 10^{-6}$	255	50	20
4,1	$8,2 \cdot 10^{-6}$	$1,8 \cdot 10^{-6}$	255	45	18
4,2	$8,4 \cdot 10^{-6}$	$1,6 \cdot 10^{-6}$	255	40	16

Тепер наведемо приклад реалізації ШІМ для DC-DC перетворювача №1 в програмі PSoC Designer. Лістинг такої програми виглядає наступним чином:

```
#include <m8c.h>
#include "PSOCAPI.h"
#include <stdlib.h>
int ADCResult; //змінна для результату аналого-цифрового перетворення
float volt = 5; // змінна для результату АЦП у вольтах
void main(void) {
M8C_EnableGInt; //дозволяємо глобальні переривання
PGA_1_Start(PGA_1_HIGHPOWER); //даємо живлення для підсилювача
ADCINCVR_1_Start(ADCINCVR_1_HIGHPOWER); //вмикаємо живлення АЦП
ADCINCVR_1_GetSamples(0); //старт аналого-цифрового перетворення
while(1) {
while(ADCINCVR_1_IsDataAvailable() == 0); //чекаємо заверш.АЦП
ADCResult = ADCINCVR_1_GetDataClearFlag(); //зберіг.результ.АЦП
volt = (ADCResult*5)/(0xffff); // переводимо в вольти
if ((volt>2.4)&&(volt<=2.5)){
M8C_EnableGInt ;
PWM8_1_WritePeriod(255); // задаємо триваліст періоду
PWM8_1_WritePulseWidth(103); // задаємо триваліст високго рівня ШІМ-сигалу
PWM8_1_Start(); // запускаємо ШІМ
}
}
```

```

else if((volt>2.3)&&(volt<=2.4)) {
    M8C_EnableGInt ;
    PWM8_1_WritePeriod(255);
    PWM8_1_WritePulseWidth(109);
    PWM8_1_Start();
}
else if((volt>2.2)&&(volt<=2.3)) {
    M8C_EnableGInt ;
    PWM8_1_WritePeriod(255);
    PWM8_1_WritePulseWidth(115);
    PWM8_1_Start();
}
else if((volt>2.1)&&(volt<=2.2)) {
    M8C_EnableGInt ;
    PWM8_1_WritePeriod(255);
    PWM8_1_WritePulseWidth(121);
    PWM8_1_Start();
}
else if((volt>2)&&(volt<=2.1)) {
    M8C_EnableGInt ;
    PWM8_1_WritePeriod(255);
    PWM8_1_WritePulseWidth(127);
    PWM8_1_Start();
}
else if((volt>1.9)&&(volt<=2)) {
    M8C_EnableGInt ;
    PWM8_1_WritePeriod(255);
    PWM8_1_WritePulseWidth(133);
    PWM8_1_Start();
}
else if((volt>1.8)&&(volt<=1.9)) {
    M8C_EnableGInt ;
    PWM8_1_WritePeriod(255);
    PWM8_1_WritePulseWidth(139);
    PWM8_1_Start();
}
else if((volt>1.7)&&(volt<=1.8)) {
    M8C_EnableGInt ;
    PWM8_1_WritePeriod(255);
    PWM8_1_WritePulseWidth(145);
    PWM8_1_Start();
}
else if((volt>1.6)&&(volt<=1.7)) {
    M8C_EnableGInt ;
    PWM8_1_WritePeriod(255);
    PWM8_1_WritePulseWidth(151);
    PWM8_1_Start();
}
else if((volt>1.5)&&(volt<=1.6)) {
    M8C_EnableGInt ;
    PWM8_1_WritePeriod(255);
    PWM8_1_WritePulseWidth(157);
    PWM8_1_Start();
}
else if((volt>1.4)&&(volt<=1.5)) {
    M8C_EnableGInt ;
    PWM8_1_WritePeriod(255);
    PWM8_1_WritePulseWidth(164);
    PWM8_1_Start();
}
else if((volt>1.3)&&(volt<=1.4)) {
    M8C_EnableGInt ;
    PWM8_1_WritePeriod(255);
    PWM8_1_WritePulseWidth(170);
    PWM8_1_Start();
}

```

```

}
else if((volt>1.2)&&(volt<=1.3)) {
    M8C_EnableGInt ;
    PWM8_1_WritePeriod(255);
    PWM8_1_WritePulseWidth(176);
    PWM8_1_Start();
}
else if((volt>1.1)&&(volt<=1.2)) {
    M8C_EnableGInt ;
    PWM8_1_WritePeriod(255);
    PWM8_1_WritePulseWidth(182);
    PWM8_1_Start();
}
else{
    PWM8_1_Stop();
}
}
}
}

```

Коротко кажучи, програма здійснює АЦП, після цього ми вже знаємо напругу на вході DC-DC перетворювач, і в залежності від того яка напруга на вході, програмно встановлюємо тривалість періода і імпульсу, котрі вже розраховані (див. таб. №3.5).

Розположення аналогових і цифрових блоків в цьому випадку наведені на рис. 3.9.

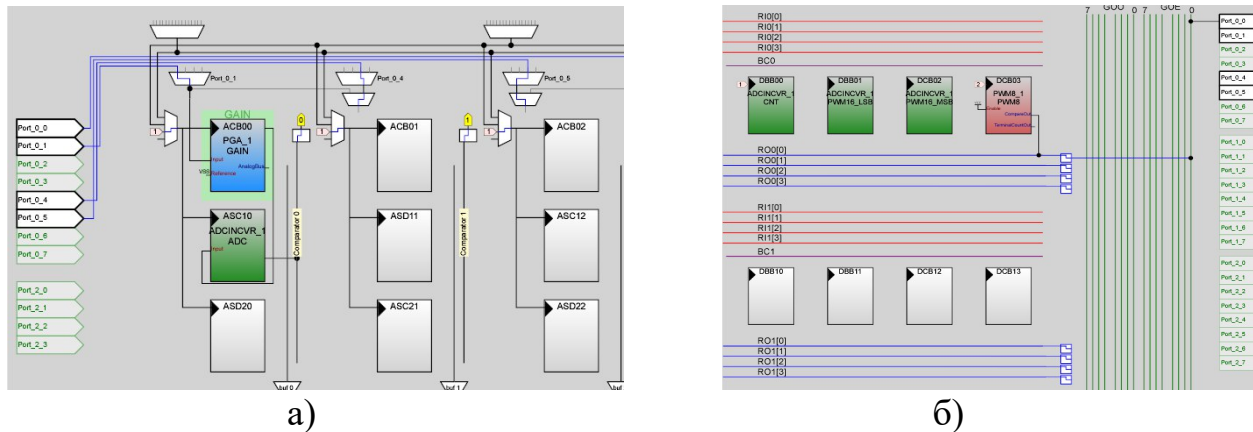


Рис. 3.9. Розположення блоків: а - аналогових; б - цифрових (б)

3.4 Проектування зарядного пристрою

Зарядний пристрій мусить визначати стан батареї (тобто струм, напругу і температуру) і контролювати струм заряду. Апаратне забезпечення для визначення стану батареї є загальним для батарей.

Напруга акумулятора може бути вища або нижче, чим діапазон вводу мікроконтролера. Таким чином, напруга зазвичай вимірюється за допомогою схеми дільника напруги з резисторів, для послаблення напруги.

Батареї зазвичай мають вбудовані термістори, котрі забезпечують вимір точної температури батареї. Якщо він відсутній то поміщається в контакт з акумулятором зовнішній терморезистор.

Основні відмінності між різнимхімічними складами в батареях, з точки зору зарядного пристрою, заключається в профілю заряду. Профіль заряду Li-ion батареї наведений на рис.3.10.

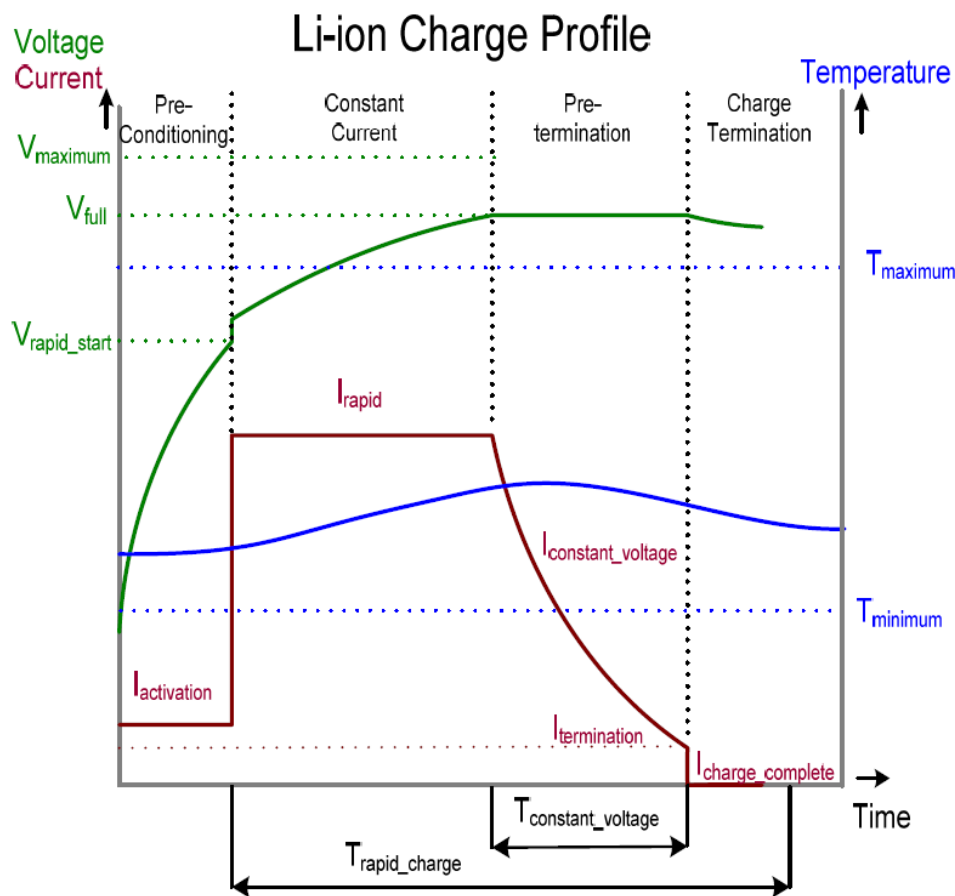


Рис. 3.10. Профіль заряду літій-іонної батареї [12]

В профілі на рис.3.10, струм контролюється мікроконтролером, а напруга і температура є змінними в батареї. В літій-іонному акумуляторі використовується профіль заряду постійним струмом при постійній напрузі.

Номінальна ємність акумулятора позначається СА. При запуску, якщо напруга батареї нижче порогу постійного струму ($V_{\text{rapid_start}}$), зарядний

пристрій подає не великий струм (приблизно $0,1 \cdot C_A$). Це етап попереднього кондеціювання, де напруга в батареї поступово збільшується при малому зарядному струмі. В нашому випадку $C_A = 2,1 \text{ A}$, тоді зарядний струм на цьому етапі повинен складати $I_{activation} = 0,21 \text{ A}$.

Коли напруга досягає порогу швидкого заряду, струм заряду збільшується мікроконтролером до $I \cdot C_A$. Це є постійна стадія, котра підтримується до тих пір поки напруга акумулятора не досягне заданої напруги V_{full} . Після цього зарядний пристрій переходить в етап постійної напруги, на якому струм заряду зменшується, а напруга акумулятора підтримується на рівні V_{full} . Коли струм зменшиться, аж до його відсутності, при збереженні напруги батареї, зарядка припиняється. Якщо будь яке із умов функціонування батареї (напруга, струм, температура) знаходяться за межами заданого діапазону, для відповідного етапу, то зарядний пристрій вимикає зарядку для захисту.

Схема для зовнішнього обладнання, необхідно для зарядки акумулятора, показана на рис.3.11.

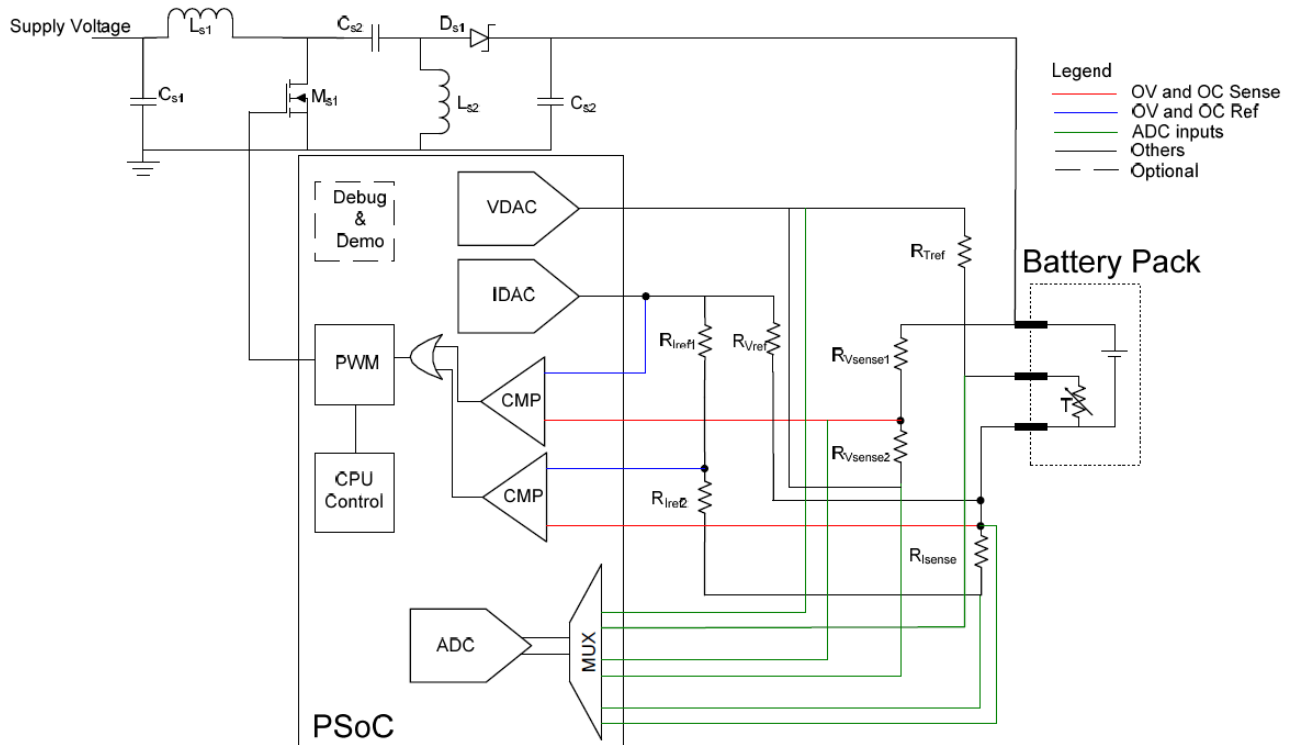


Рис. 3.11. Схема зовнішнього обладнання для зарядки акумулятора [12]

Щоб визначити напругу батареї, вимір струму і температури виконується шляхом мультиплексування цих входів в АЦП в мікроконтролері. На основі цих значень в прошивці визначається стан, а струм заряду контролюється зміною робочого циклу ШІМ. Вихід ШІМ підключений до затвору польового МОП-транзистора в DC-DC перетворювачі. Ці кроки задіюють процесор і відповідно мають якусь затримку. Різні батареї, особливо Li-ion, дуже чутливі до перезаряду і можуть стати нестабільними при більш високих напругах. Схеми захисту пристрою добавляються через компаратори. Ці компаратори вимкають зарядку, коли це потрібно користувачеві або коли настане небезпечний стан. На основі вимірних значень параметрів, визначається стан батареї і відповідно змінюється робочий цикл ШІМ.

Але в нашому приладі ми не зможемо дотримуватися профілю заряду, який було описано вище, тому що наше джерело живлення видає малий струм на виході ($I_{max} = 300 \text{ мА}$), до того ще будуть втрати сили струму на DC-DC перетворювачі №1. Тому ми буде заряджати нашій акумулятор струмом 178 мА при напрузі 4,2 В.

За формулою (3.22) визначимо час повного заряду нашого акумулятора.

$$t = k \cdot \left(\frac{C}{I}\right), \quad (3.22)$$

де, k – коефіцієнт який залежить від характеристик акумулятора, зазвичай лежить в межах 1,2 – 1,6. В нашому випадку візьмемо усереднене значення $k = 1,4$;

C – ємність акумулятора;

I – струм заряду.

Тепер підставимо відомі значення в (3.22) і розрахуємо чисельно значення t :

$$t = 1,4 \cdot \left(\frac{2100}{178}\right) = 16,52 \text{ год.}$$

З точки зору рекомендацій виробника акумуляторів, струм заряду 178 мА нам підходить, але заряд таким чином буде тривати дуже довго.

3.5 Висновки до розділу

Мікросхеми PSoC фірми Cypress являють собою 8-бітний мікроконтролер, що містить мікропроцесорне ядро й масиви цифрових і аналогових блоків, що дозволяє реалізувати стандартні необхідні периферійні функції, наприклад ШІМ, АЦП або UART . PSoC дозволяє скоротити кількість зовнішніх компонентів, що істотно спрощує процес розробки, здешевлює пристрій і одночасно підвищує його гнучкість за рахунок перепрограмування в системі або реконфігурування внутрішньої структури в процесі роботи.

Таким чином одна мікросхема PSoC заміняє декілька компонентів схеми, котра побудована на стандартних мікроконтролерах. Під час роботи мікросхеми, можна динамічно змінювати внутрішні ресурси, отримуючи при цьому нову систему.

Конфігурована цифрова підсистема дозволяє реалізувати лічильник, таймер, ШІМ, генератори випадкових послідовностей, блоки CRC (контроль за допомогою цикличного надлишкового коду), контроль інтерфейсу SPI, інфрачервоний приймач-передавач та UART.

В цьому розділі було також детально розглянуто процес заряду акумулятора. Як вияснилося, що кожний тип акумулятора має свій профіль заряду, який ми в нашому випадку будемо контролювати мікроконтролером. В літій-іонному акумуляторі використовується профіль заряду постійним струмом при постійній напрузі.

Більшу частину розділу було присвячено моделюванню функціональних приладів на базі PSoC, такі як термометр, вимірювач напруги і заряду і контролери напруги і струму.

РОЗДІЛ 4

Результати роботи

4.1 Практичні результати роботи

Виконавши всі технологічні процеси, котрі були описані в попередніх розділах, можна створити зарядний пристрій котрий має термоелектричне джерело живлення. На виході з DC-DC перетворювача №1 має $U_{\text{вих}} = 4,2 \text{ В}$ а струм заряду $I_{\text{вих}} = 178 \text{ мА}$, тому щоб зарядити повністю буферний акумулятор потребується 16,5 годин. Тобто потужність яка йде на заряд акумулятора буде складати $P_z = 0,75 \text{ Вт}$. Потужність яка споживається від акумулятора буде дорівнювати сумі потужностей споживання кулера, PSoC і DC-DC перетворювача №3. Сумарно ця потужність буде складати $P_c = 3,49 \text{ Вт}$. Це означає, що при підключеному навантаженні під час зарядки, потужність споживання буде більша чим та потужність заряду. Тому було прийнято рішення, що треба прибрати кулер і струм заряду зменшити від 300 мА до 100мА. В такому випадку потужність споживання буде складати $P_c = 0,55 \text{ Вт}$.

На основі теоретичних розрахунків і моделювань було фізично реалізовано даний пристрій (рис.4.1).

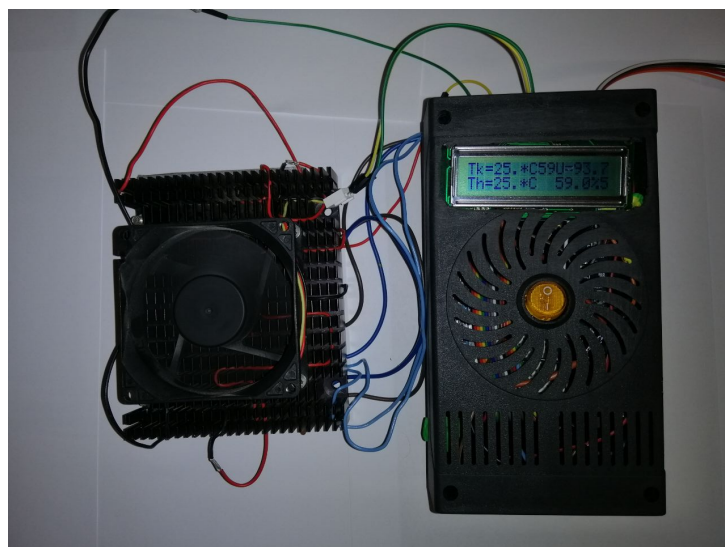


Рис. 4.1. Фізично реалізований прилад

На LCD-екрані виводиться важлива інформація для споживача це – заряд батареї в відсотках, різниця температур на кінцях і вказівки коли треба вимикати зарядний пристрій для безпечної його роботи.

4.2 Економічна складова проекту

Оскільки крім теоретичної частину, також реалізовано і практичну частину, тому було легко підраховано фінансові затрати.

Елемент	Кількість	Ціна за 1 шт., грн
Мікросхема CY8C29466-24PXI	1	364
Резистор 1кОм	2	0,46
Терморезистор NTC 3950	2	8
Конденсатор ємністю C = 18 мкФ	1	6
Конденсатор ємністю C = 5,6 мкФ	1	5
Конденсатор ємністю C = 6,8 мкФ	1	5
Конденсатор ємністю C = 120 мкФ	1	8
Конденсатор ємністю C = 68 мкФ	1	6
Конденсатор ємністю C = 47 мкФ	1	6
Польовий транзистор 9918H	3	30
Діод Шотткі PMEG3010EJ	3	1,5
Конектор conn-sil6	2	10
Конектор conn-sil1	3	1,5
Індуктивність L = 18 мкГн	1	1,5
Індуктивність L = 100 мкГн	1	2
Індуктивність L = 56 мкГн	1	1
Корпус для приладу (пластиковий)	1	35
Ключ	1	9
Перемички для макетування	1	40
Кулер (U = 12 В, I = 0,12 А)	1	70
Радіатор (алюмінієвий)	1	80
Елемент Пельтьє	3	83

Текстоліт	1	20
USB-конектор	1	25
Акумулятор (Li-on)	1	105
LCD – екран (16 x 2)	1	60
Загальна сума		1233,42

Якщо ще врахувати роботу людини то ціна такого пристрою буде коштувати від 2000 гривень.

Розглянувши ринок, можна сказати, що попит на прилад з схожим принципом існує. Переважно це користується попитом в людей які займаються спортивним туризмом. Також цей прилад може бути корисним у військовій справі і там, де можливі екстримальні умови.

4.2 Висновки до розділу

З точки зору економічної складової прилад є відносно не дорогим і його можна легко реалізувати. Параметри струму і напруги якими ми аряджаємо літій-іонний акумулятор відповідає рекомендаціям виробника цих батарей.

Цей прилад не доцільно буде викорисовувати в буденному житті, оскільки швидкість заряду від нього буде проходити дуже довго (приблизно 16,5 годин повної зарядки). Створення приладу було націлено на його використання в екстримальних ситуаціях. Тобто це може бути корисно для людей які займаються туризмом і для військових.

ВИСНОВКИ

В ході роботи, було створено прилад, на основі елемента Пельтьє і мікроконтролера PSoC, для заряду гаджетів.

На виході елемента Пельтьє вдалося досягти напругу 2,5 В і струм 300 мА, що дало добрі надії для створення не поганого зарядного пристрою. Також було підібрано оптимальну охолоджувальну систему, в виді кулера з радіатором, оскільки це просто реалізувати. Сам гаджет будемо заряджати не напряму від елемента Пельтьє, а через буферний акумулятор. Ємність буферного акумулятора обираємо 2100 мА·год і з номінальною напругою 3,7 В. Цей акумулятор планується заряджати напругою 4,2 В і струмом 200-300 мА.

В ході експериментальних дослідів по заряду мобільного телефона від цієї конструкції, було отримано успішний результат. Вдалося зарядити телефон на 1% за 4-5хв, Але заряд самого буферного акумулятора від елемента Пельтьє набагато повільніший і складає 16,5 годин повної зарядки.

Єдиний спосіб, яким можна збільшити ККД приладу, це збільшити ККД елемента Пельтьє, це можна досягнути збільшивши кількість цих елементів. Також з точки зору поглинання великої потужності було зроблено висновок прибрати кулер і знизити струм заряду до 100 мА, оскільки поглинаюча потужність від акумулятора в такому випадку була більшою за потужність якої заряджається акумулятор.

Орієнтовна ціна приладу 2000 грн. Використання приладу в буденному житті є не рекомендовано, оскільки виготовлення пристрою було націлено на його використання в екстремальних умовах. Тобто це буде корисно для людей які займаються спортивним туризмом і для військових.

Всі необхідні розрахунки і обґрунтування технічних рішень було представлено в основній частині дипломної роботи.

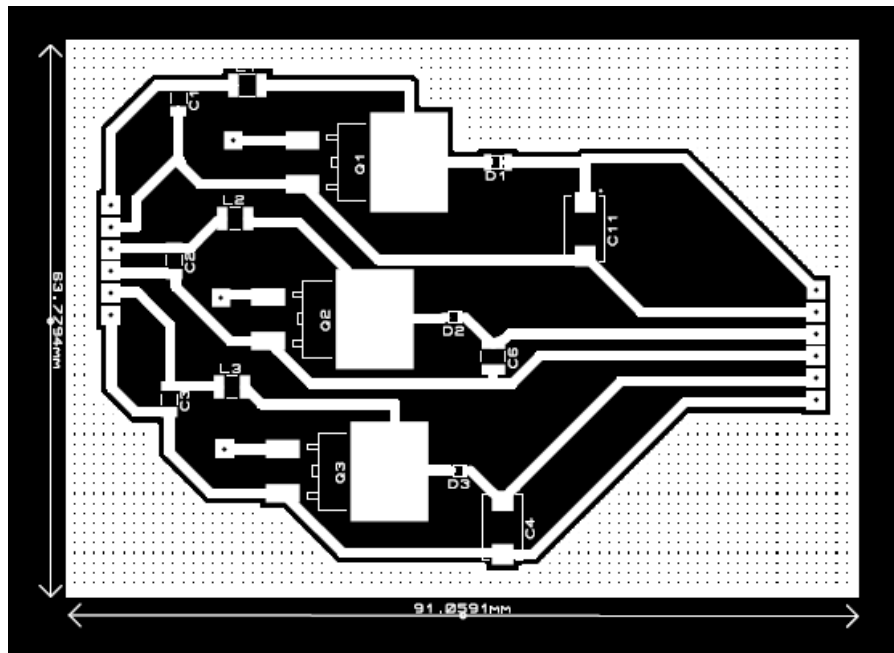
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Петрова Л.Г., Потапов М.А., Чудина О.В. Электротехнические материалы: Учебное пособие / МАДИ (ГТУ). – М., 2008. - 198 с.
2. Поплавко Ю.М. Електрофізика твердих тіл. [Електронний ресурс]. Режим доступ до ресурсу:
https://me.kpi.ua/downloads/Poplavko_Yu.M._Electrofizika_tverdih_til.pdf
3. Поплавко Ю.М., Воронов С.О. Фізичне матеріалознавство: навчальний посібник./Інтернет - видавництво Національного Технічного університету України,2015
4. В.И. Профатилов, Т.Н. Сердюк Особенности эксплуатации современных аккумуляторов и батарей. / Электромагнитная совместимость табезпека на залізничному транспорті, 2014, № 7
5. Melanie Ballas, David Geib, Roland Steffen und Thorsten Budde Peltierelement als Generator/ Physik-Praktikum I Sommersemester 2002
6. Andrew Bucher, Lukas Kneuss Thermoelektrischer Generator (TEG) / Energie- und Klimawerkstatt /Allgemeinbildender Unterricht 22.03.2017
7. Методичні вказівки до лабораторних робіт з курсу «СИСТЕМИ ОБРОБКИ ЦИФРОВОЇ ІНФОРМАЦІЇ» для студентів спеціальності 153 Мікро- та наносистемна техніка / Укладач. В.Ф.Заворотний.- Київ, 2018.
8. Стешенко В. Современные ПЛИС // Компоненты и технологии. 2002. №6., 2003.№2
9. PSoC Designer IDE User Guide
- 10.Amos Gilat, MATLAB – An introduction with applications
- 11.Dave Van Ess, Термометр на основе микроконтроллера PSoC Cypress и терморезистора/ А. Кузминский
- 12.Archana Yarlagadda, Applications Engineer Senior, Cypress Semiconductor Corp./ Simplyng multi-chemistry battery chargers/ Published in EDN (<http://www.edn.com>) July 2011

13. Є.В. Вербицький, канд. техн. наук, Особливості розрахунку спектру напруги, модульованої по закону ШІМ I і II на основі подвійного ряду Фур'є/ ISSN 1811-4512. ElectronComm 2015, Vol. 20, №5(88)
14. TEC1-12706 Datasheet (PDF) - HB Electronic Components. [Електронний ресурс]. Режим доступ до ресурсу: <http://www.hebeiltd.com.cn>

ДОДАТКИ

Додаток А . Фотошаблон, для негативного фоторезиста (масштаб 1:1).



Додаток Б. Лістинг програми розрахунку T_{off} , T_{on} , $k_{\omega\%}$ і Puls Width.

```
clc
clear all
close all

Vout = 4.2; // вихідна напруга DC-DC перетворювача
Vin = 3.1; // напруга на вході DC-DC перетворювача, змінна в певному діапазоні
T=0.00001; // період ШІМ-сигналу
Toff =(Vin*T)/Vout // розрахунок тривалості низького рівня ШІМ-сигнала, за період
Ton = T - Toff // розрахунок тривалості високого рівня на ШІМ-сигнала, за період
k = (Ton/T) // розрахунок коефіцієнта заповнення
Pulse = (k*(255+1))-1 // розрахунок ширини високого рівня ШІМ-сигнала в кількості відліках
```