

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
СУМСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
Кафедра електроніки та комп'ютерної техніки

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

до дипломного проекту

на тему:

« Пристрій автоматичного керування освітленням »

Завідуючий кафедрою
Керівник

Опанасюк А.С.
Горячев О.Є.

Виконав студент групи ЕС-61

Чеглов М.Е.

Суми 2020

ВСТУП

В даний час мікроконтролери, які вирішують широкий спектр завдань, все частіше застосовуються в системах управління і обробки даних. Однокристальні мікроконтролери є найбільш масовим видом пристроїв сучасної мікропроцесорної техніки. Інтегруючи на одному кристалі високопродуктивний процесор, пам'ять і набір периферійних схем, однокристальні мікроконтролери дозволяють з мінімальними витратами реалізувати високоефективні системи і пристрої управління різними об'єктами (процесами). В корпусі однокристального мікроконтролера поряд з основними функціональними вузлами розміщені такі допоміжні вузли, як тактовий генератор, контролер переривань, таймер, цифро-аналоговий і аналого-цифровий перетворювачі, порти вводу-виводу. В той же час для роботи звичайних мікропроцесорів необхідні зовнішні інтерфейсні схеми. Завдяки цим якостям однокристальні мікроконтролери знаходять широке застосування в системах промислової автоматики, апаратурі зв'язку, контрольно-вимірювальних приладах і системах, автомобільної електроніці, побутовій техніці, медичному обладнанні і багатьох інших областях.

Застосування однокристальних мікроконтролерів дозволяє перенести основні витрати, що пов'язані з розробкою вбудованих систем управління, з апаратної в програмну область. Це неминуче тягне за собою збільшення складності програмного забезпечення мікроконтролерів.

Особливістю розробки програмного забезпечення для однокристальних мікроконтролерів є використання мови асемблера, тобто мови низького рівня. Це пов'язано з тим, що при реалізації вбудованих систем критичними є час виконання заданих програмою процедур обробки даних, час реакції пристрою на зовнішні впливи, розмір програмного коду і області даних.

Світова промисловість випускає величезну номенклатуру мікроконтролерів. По області застосування їх можна розділити на два класи: спеціалізовані, призначені для застосування в якій-небудь одній конкретній області (контролер

для телевізора, контролер для модему, контролер для комп'ютерної мишки) і універсальні, які не мають конкретної спеціалізації та можуть застосовуватися в самих різних областях мікроелектроніки, за допомогою яких можна створити як будь-який з перерахованих вище пристроїв, так і принципово новий пристрій.

Основна мета дипломного проекту - на підставі завдання на проектування розробити пристрій автоматичного керування освітленням на мікроконтролері з урахуванням наступних вимог:

- простота схеми;
- можливість управління кожним каналом окремо;
- можливість стабілізації яскравості;
- стійкість до коливань напруги, довговічність;
- мінімальний нагрів компонентів;
- низьке енергоспоживання.

Актуальністю даної роботи є проектування пристрою автоматичного керування освітленням, який відрізняється своєю новизною і враховує недоліки раніше розроблених аналогічних пристроїв.

1. ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ

1 Розробка мікропроцесорного пристрою на основі мікроконтролера

1.1 Основні етапи розробки пристрою

Мікропроцесорні пристрої на основі мікроконтролера використовуються найчастіше в якості вбудованих систем для вирішення завдань управління деяким об'єктом. Важливою особливістю даного застосування є робота в реальному часі, тобто забезпечення реакції на зовнішні події протягом певного часового інтервалу [2].

При проектуванні мікроконтролерів доводиться дотримувати баланс з одного боку між розмірами і вартістю і з іншого - між гнучкістю і продуктивністю. Для різних застосувань оптимальне співвідношення цих і інших параметрів може розрізнятися дуже сильно. Тому існує велика кількість різних типів мікроконтролерів, які відрізняються архітектурою процесорного модуля, набором периферійних пристроїв, розміром і типом вбудованої пам'яті, типом корпусу [2,3].

Перед розробником мікропроцесорного пристрою стоїть завдання реалізації повного циклу проектування, починаючи від розробки алгоритму функціонування і закінчуючи комплексними випробуваннями виробу, а можливо і супроводом при виробництві. Сформована на теперішній час методологія проектування контролерів може бути представлена так, як показано на рис. 1.1 [2].

В технічному завданні формулюються вимоги до контролера з точки зору реалізації певної функції управління. Технічне завдання включає в себе набір вимог, який визначає, що користувач хоче від контролера і що розроблювальний прилад повинен робити. Технічне завдання може мати вид текстового опису, що не вільного в загальному випадку від внутрішніх суперечностей [2,3].

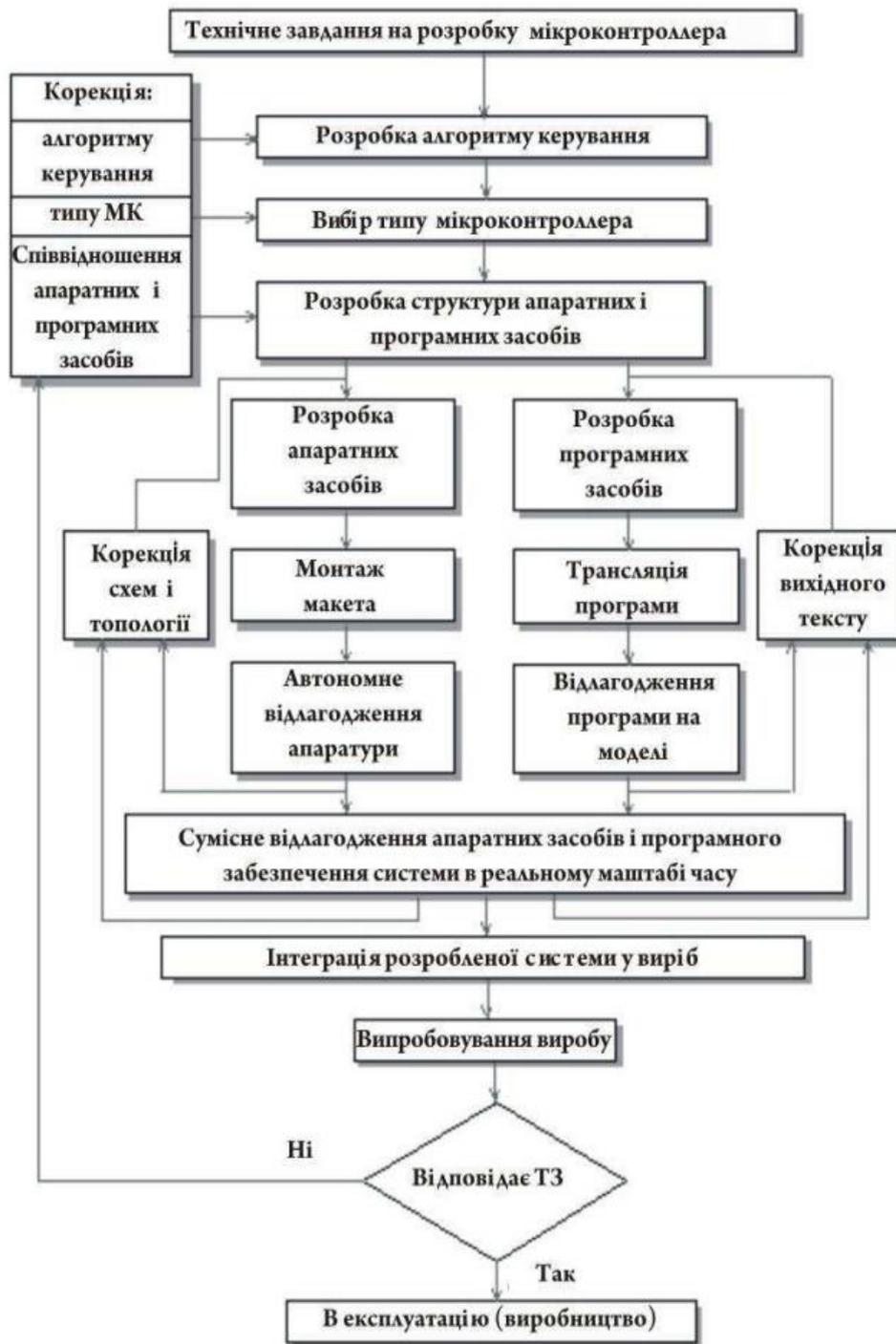


Рисунок 1.1 Основні етапи розробки контролера

На підставі вимог користувача складається функціональна специфікація, яка визначає функції, виконувані контролером для користувача після завершення проектування, уточнюючи тим самим, наскільки пристрій відповідає висунутим вимогам. Вона включає в себе опис форматів даних, як на

вході, так і на виході, а також зовнішні умови, що керують діями контролера [2 - 4].

Етап розробки алгоритму управління є найбільш відповідальним, оскільки помилки даного етапу зазвичай виявляються тільки при випробуваннях закінченого виробу і призводять до необхідності дорогої переробки всього пристрою. Розробка алгоритму зазвичай зводиться до вибору одного з декількох можливих варіантів алгоритмів, що відрізняються співвідношенням обсягу програмного забезпечення та апаратних засобів [2].

При цьому необхідно виходити з того, що максимальне використання апаратних засобів спрощує розробку і забезпечує високу швидкодію контролера в цілому, але супроводжується, як правило, збільшенням вартості і споживаної потужності [2,3]. При виборі типу мікроконтролера враховуються наступні основні характеристики:

- розрядність;
- швидкодія;
- набір команд і способів адресації;
- вимоги до джерела живлення і споживана потужність в різних режимах;
- обсяг ПЗУ програм і ОЗУ даних;
- можливості розширення пам'яті програм і даних;
- наявність і можливості периферійних пристроїв, включаючи засоби підтримки роботи в реальному часі (таймери, процесори подій і т.п.);
- можливість перепрограмування в складі пристрою;
- наявність і надійність засобів захисту внутрішньої інформації;
- можливість поставки в різних варіантах конструктивного виконання;
- вартість в різних варіантах виконання;
- наявність повної документації;
- наявність і доступність ефективних засобів програмування і налагодження мікроконтролера;
- кількість і доступність каналів поставки, можливість заміни виробами інших фірм.

Список цей далеко не вичерпаний, оскільки специфіка проєктованого пристрою може перенести акцент вимог на інші параметри мікроконтролера [2].

Номенклатура мікроконтролерів в даний час обчислюється тисячами типів виробів різних фірм. Сучасна стратегія модульного проєктування забезпечує споживача різноманітністю моделей мікроконтролерів з одним і тим же процесорним ядром. Така структурна розмаїтість відкриває перед розробником можливість вибору оптимального мікроконтролера, що не має функціональної надмірності, що мінімізує вартість комплектуючих елементів [2,3].

Однак для реалізації на практиці можливості вибору оптимального мікроконтролера необхідне досить глибоке опрацювання алгоритму управління, оцінка обсягу виконуваної програми і числа ліній сполучення з об'єктом на етапі вибору мікроконтролера. Допущені на даному етапі прорахунки можуть згодом призвести до необхідності зміни моделі мікроконтролера і повторної розведення друкованої плати макета контролера. В таких умовах доцільно виконувати попереднє моделювання основних елементів прикладної програми з використанням програмно-логічної моделі обраного мікроконтролера [2 - 4].

На етапі розробки структури контролера остаточно визначається склад наявних і таких, що підлягають розробці, апаратних модулів, протоколи обміну між модулями, типи роз'ємів. Виконується попереднє опрацювання конструкції контролера. У частині програмного забезпечення визначаються склад і зв'язку програмних модулів, мова програмування. На цьому ж етапі здійснюється вибір засобів проєктування і налагодження [2,3].

1.1.1 Розробка та налагодження апаратних засобів

Після розробки структури апаратних і програмних засобів подальша робота над контролером може бути распараллелена. Розробка апаратних засобів включає в себе розробку загальної принципової схеми, розводку топології плат, монтаж макета і його автономне налагодження. На етапі введення принципової

схеми і розробки топології використовуються, як правило, поширені системи проектування типу "ACCEL EDA" чи "OrCad" [2,3].

1.1.2 Розробка та налагодження програмного забезпечення

Зміст етапів розробки програмного забезпечення, його трансляції та налагодження на моделях істотно залежить від використовуваних системних засобів. В даний час ресурси 8-розрядних МК достатні для підтримки програмування на мовах високого рівня. Це дозволяє використовувати всі переваги структурного програмування, розробляти програмне забезпечення з використанням окремо трансльованих модулів. Одночасно продовжують широко використовуватися мови низького рівня типу асемблера, особливо при необхідності забезпечення контрольованих інтервалів часу. Завдання попередньої обробки даних часто вимагають використання обчислень з плаваючою точкою, трансцендентних функцій [2 - 4].

В даний час найпотужнішим засобом розробки програмного забезпечення для МК є інтегровані середовища розробки, що мають в своєму складі менеджер проектів, текстовий редактор і симулятор, а також допускають підключення компіляторів мов високого рівня типу Паскаль або Сі. При цьому необхідно мати на увазі, що архітектура багатьох 8-розрядних мікроконтролерів внаслідок малої кількості ресурсів, сторінкового розподілу пам'яті, незручною індексної адресації і деяких інших архітектурних обмежень не забезпечує компілятору можливості генерувати ефективний код [2,3].

Для перевірки і налагодження програмного забезпечення використовуються так звані програмні симулятори, надають користувачеві можливість виконувати розроблену програму на програмно-логічній моделі мікроконтролера. Програмні симулятори поширюються, як правило, безкоштовно і сконфігуровані відразу на кілька мікроконтролерів одного сімейства. Вибір конкретного типу мікроконтролера серед моделей сімейства забезпечує відповідна опція меню конфігурації симулятора. При цьому

моделюється робота центрального процесора, всіх портів введення / виводу, переривань і іншої периферії. Карта пам'яті модельованого мікроконтролера завантажується в симулятор автоматично, налагодження ведеться в символічних позначеннях регістрів [2 - 4].

Завантаживши програму в симулятор, користувач має можливість запускати її в покроковому або безперервному режимах, задавати умовні або безумовні точки зупинки, контролювати і вільно модифікувати вміст комірок пам'яті і регістрів мікроконтролера, що симулюється [2 - 4].

1.1.3 Методи і засоби спільного налагодження апаратних і програмних засобів

Етап спільного налагодження апаратних і програмних засобів в реальному масштабі часу є найбільш трудомістким і вимагає використання інструментальних засобів налагодження. До числа основних інструментальних засобів налагодження відносяться:

- внутрішньосхемні емулятори;
- плати розвитку (оціночні плати);
- монітори налагодження;
- емулятори ПЗУ.

Внутрішньосхемний емулятор - програмно-апаратний засіб, здатний замінити емульований мікроконтролер в реальній схемі. Внутрішньосхемний емулятор - це найбільш потужний і універсальний налагоджувальний засіб, який робить процес функціонування контролера, що налагоджується, прозорим, тобто легко контрольованим, довільно керованим і модифікується [4].

Плати розвитку, або, як прийнято їх називати в зарубіжній літературі, оціночні плати (Evaluation Boards), є свого роду конструкторами для макетування електронних пристроїв. Зазвичай це друкована плата з встановленим на ній мікроконтролером і всією необхідною йому стандартною периферією. На цій платі також встановлюють схеми зв'язку з зовнішнім

комп'ютером. Як правило, там же є вільне поле для монтажу прикладних схем користувача. Іноді передбачена вже готова розводка для установки додаткових пристроїв, рекомендованих фірмою. Наприклад, ПЗУ, ОЗУ, РКІ- дисплей, клавіатура, АЦП і ін. [4].

Емулятор ПЗУ - програмно-апаратний засіб, що дозволяє заміщати ПЗУ на налагоджуваній платі, і підставляє замість нього ОЗУ, в яке може бути завантажена програма з комп'ютера через один зі стандартних каналів зв'язку. Цей пристрій дозволяє користувачеві уникнути багаторазових циклів перепрограмування ПЗУ. Емульована пам'ять доступна для перегляду і модифікації, але контроль над внутрішніми керуючими регістрами мікроконтролера був до недавнього часу неможливий [3,4].

Останнім часом з'явилися моделі інтелектуальних емуляторів ПЗУ, які дозволяють "заглядати" всередину мікроконтролера на платі користувача [4].

Етап спільної налагодження апаратних і програмних засобів в реальному масштабі часу завершується, коли апаратура і програмне забезпечення спільно забезпечують виконання всіх кроків алгоритму роботи системи. В кінці етапу налагоджена програма заноситься за допомогою програматора в незалежну пам'ять мікроконтролера, і перевіряється робота контролера без емулятора [4].

1.2 Мікропроцесорного пристрої автоматичного управління

Автоматичним управлінням називається процес, при якому операції виконуються за допомогою системи, що функціонує без втручання людини у відповідності з наперед заданим алгоритмом [5].

Існує три різних принципи побудови систем регулювання, що забезпечують реалізацію необхідного закону зміни регульованої величини: по розімкненому циклу, по замкненому циклу, по комбінованому циклу регулювання. Принцип розімкнутого циклу полягає в забезпеченні необхідного закону зміни регульованої величини безпосередньо шляхом перетворення керуючого впливу. Принцип замкненого циклу характеризується порівнянням

керуючого впливу з дійсною зміною регульованої величини за рахунок застосування зворотного зв'язку і елемента порівняння. Утворений в результаті порівняння сигнал помилки не повинен перевищувати деякої заданої величини. За рахунок цього і забезпечується в замкнених системах необхідний закон зміни регульованої величини. Комбінований принцип полягає в поєднанні замкненого і розімкненого циклів в одній системі [5].

Розрізняють такі види систем автоматичного регулювання:

1. Системи автоматичної стабілізації, в яких вихідне значення підтримується на постійному рівні (задане значення - константа), відхилення виникають за рахунок збурень і при включенні системи [5].

2. Системи програмного регулювання, в яких задане значення змінюється по заздалегідь заданому програмному закону f . Поряд з помилками, що зустрічаються в системах автоматичного регулювання, тут також мають місце помилки від інерційності регулятора [5].

3. Стежачі системи, в яких вхідний вплив невідомо. Він визначається тільки в процесі функціонування системи. Помилки дуже сильно залежать від виду функції $f(t)$ [5].

1.3 Постановка задачі проектування

Основна мета дипломного проекту - на підставі завдання на проектування розробити регулятор яскравості (за кордоном званий «диммер» - dimmer) призначений для установки в двоканальний світильник промислового виробництва (Рисунок 1.2).

Цей пристрій автоматичного регулювання світла реалізується на мікроконтролері з урахуванням наступних вимог:

- можливість управління кожним каналом окремо;
- можливість стабілізації яскравості;
- стійкість до коливань напруги, довговічність;
- мінімальний нагрів компонентів;

- низьке енергоспоживання.

Актуальністю даної роботи є проектування пристрою автоматичного регулювання світла, яке відрізняється своєю новизною і враховує недоліки раніше розроблених аналогічних пристроїв.



Рисунок 1.2 - Світильник з вбудованим пристроєм автоматичного регулювання світла

2. ВИБІР ТА ОБҐРУНТУВАННЯ СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ПРОЕКТОВАНОГО ПРИСТРОЮ

2.1 Розробка алгоритму функціонування проектного пристрою

Алгоритм роботи проектного пристрою (рисунок 2.1) містить такі кроки:

1. Виконується ініціалізація початкового стану пристрою, що включає присвоєння імен, значень констант, визначення змінних, ініціалізацію пристроїв.

2. Виконується визначення параметрів пристрою, заданих користувачем.

3. Проводиться вибір каналу регулювання.

4. Виконується регулювання за першим або другим каналом в залежності від результатів попереднього кроку. Алгоритм роботи другого каналу повністю аналогічний алгоритму роботи першого.

5. Виконується запис результатів роботи пристрою. Алгоритм дії проектного пристрою – циклічний, що реалізується на рівні програми мікроконтролера.

Схема алгоритму роботи пристрою представлена на рисунку 2.1.

2.2 Розробка структурної схеми проектного пристрою

Пристрій, що проектується, буде складатися з таких основних блоків:

1. Блок живлення буде здійснювати живлення пристроїв управління і мікроконтролера необхідними рівнями напруги;

2. Блоки введення команд керування першого та другого каналу - кнопки керування 1-им і 2-м каналами, що будуть здійснювати керування за заданою програмою каналами освітлення;

3. Мікроконтролер буде виконувати функції керування блоками і пристроями керування;

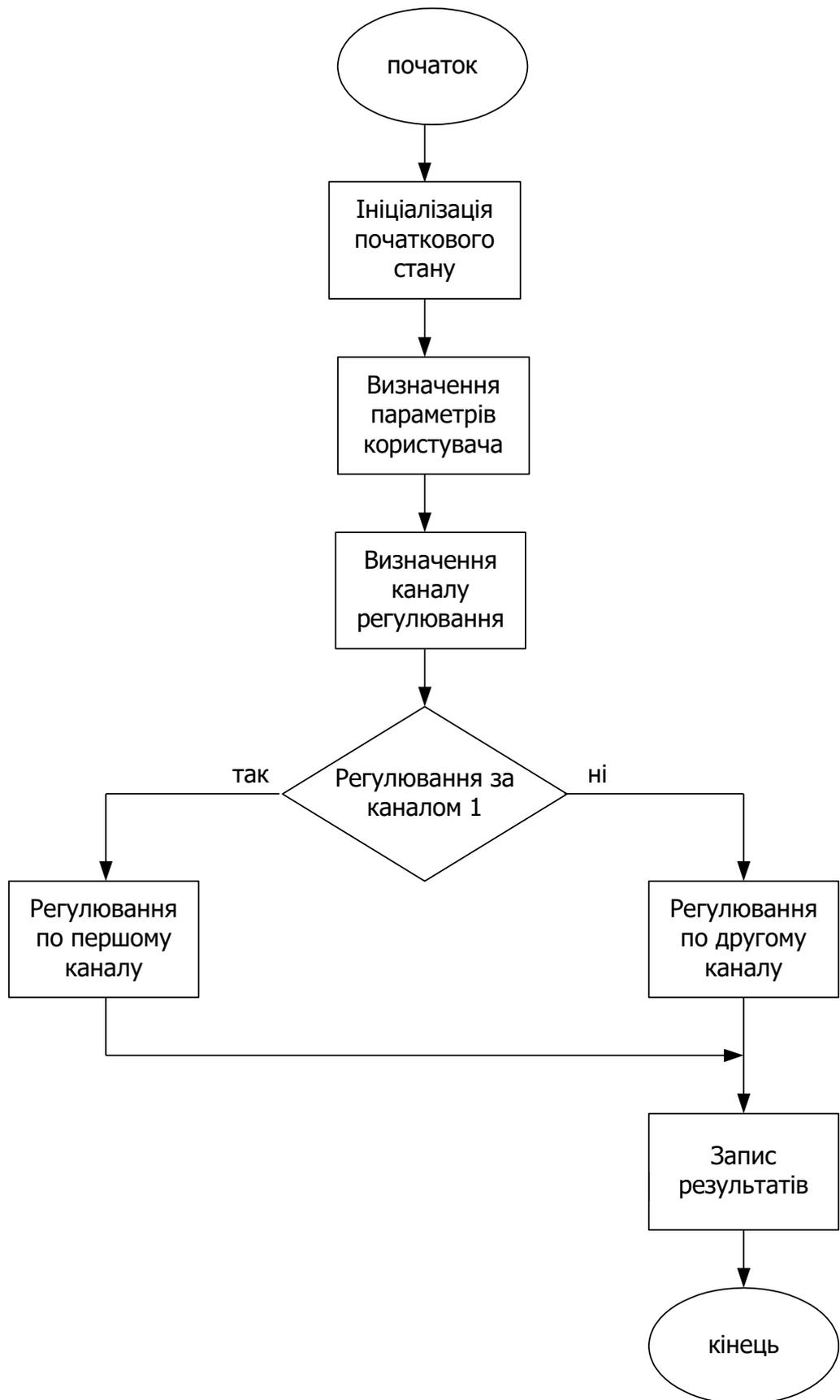


Рисунок 2.1 - Алгоритм роботи пристрою автоматичного регулювання освітлення

4. Блоки керування першого та другого каналу - пристрої, що будуть здійснювати силове керування за заданою програмою лампами освітлення;

5. Перший і другий об'єкти керування - лампи освітлення, що будуть здійснювати освітлення приміщення в різних режимах, що задаються необхідними значеннями яскравості.

Узагальнена структурна схема проектного керуючого пристрою приведена на рисунку 2.2.

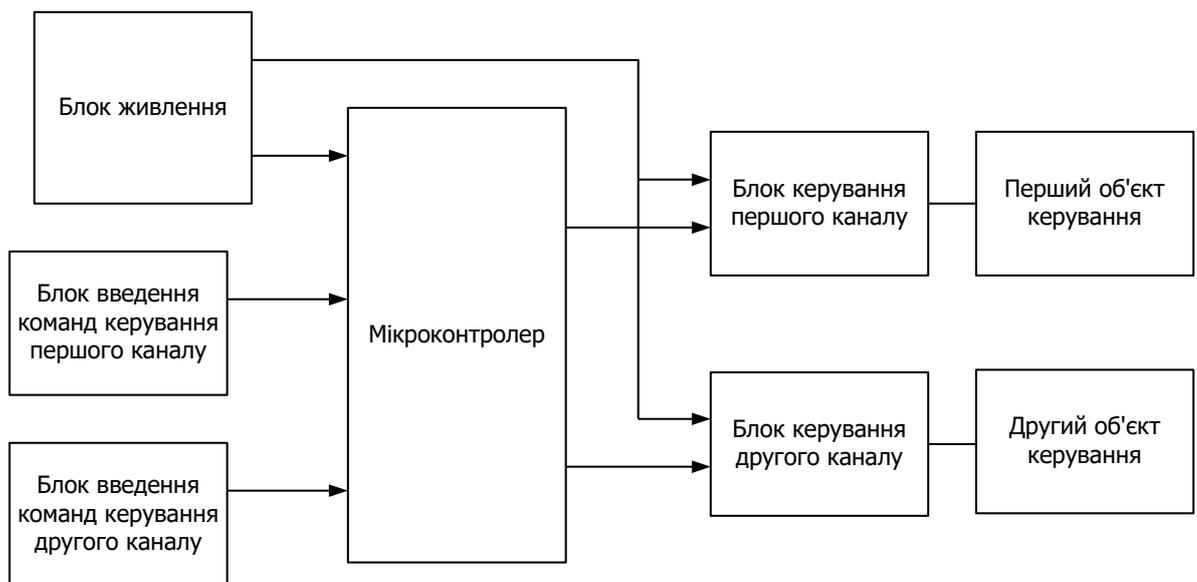


Рисунок 2.2 - Структурна схема пристрою автоматичного регулювання освітлення

3. РОЗРОБЛЕННЯ ТА РОЗРАХУНКИ ПРИНЦИПОВИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ СХЕМ ВУЗЛІВ І БЛОКІВ ПРИСТРОЮ

3.1 Розробка функціональної схеми проектованого пристрою

Основним елементом функціональної схеми пристрою є мікроконтролер. Управління здійснюється за допомогою двох кнопок. Кнопки фіксуються, по одній на кожен канал, в натиснутому положенні.

Регулювання потужності у проектованому пристрої буде здійснюватися за реверсивним принципом керування фазою. Навантаження буде включатися в кожному напівперіоді, в той момент, коли напруга мережі переходить через нульове значення. Навантаження буде вимикатися через певний інтервал часу, що буде визначатися в залежності від необхідного рівня освітлення. Комутація навантаження буде здійснюватися потужними польовими транзисторами. Таке рішення має ряд переваг перед схемою прямого фазового регулювання на основі симістора:

- "м'яке" управління транзистором дозволить знизити рівень завад, через те що у схемі не потрібен громіздкий мережевий фільтр, який буде знижувати ефективність, а також часто є джерелом неприємного дзижчання;

- лампи будуть працювати набагато довше завдяки наростанню напруги з нуля;

- для здійснення керування польовими транзисторами буде потрібен струм набагато меншого значення;

- тепловиділення буде зменшене завдяки більш низькому падінню напруги на переході транзистора;

- можливість плавно регулювати малу яскравість завдяки відсутності поняття струму утримання;

Для створення пульсуючої однополярної напруги живлення навантаження в схемі буде використовуватися діодний міст. Крім вказаної задачі він буде виконувати також функції випрямлення напруги мережі для живлення схеми, а

також забезпечення напруги мережі подвійної частоти (100 Гц). Ця напруга буде використовуватися мікроконтролером для визначення моменту, коли фаза мережі переходить через нульове значення.

Дільник напруги і канал вбудованого в мікроконтролер АЦП, які призначені для вимірювання напруги на лампі, також будуть використовуватися для здійснення детектування переходу напруги мережі через нульове значення. Це дозволить відмовитися від компаратора, вбудованого в мікроконтролер, і тим самим зменшити струм. Фільтрацію мережевих завад буде реалізовано програмним способом.

Блок живлення буде виконаний за безтрансформаторною схемою з резистором, за трансформаторною схемою виконання блоку живлення не є ефективним за параметром його розміру.

В якості регулюючого елемента буде застосовано мікропотужне прецизійне джерело опорної напруги паралельного типу +5В. Таке джерело опорної напруги має дві важливі переваги у порівнянні зі звичайним стабілітроном: на порядок зменшується споживаний регулюючим елементом струм (приблизно з 1 мА до 0,1 мА), крім того одночасно зі стабілізацією живлення мікроконтролера буде створюватися стабільна опорна напруга для АЦП.

Пристрій буде оснащений захистом від короткого замикання, підвищення напруги і перевищення потужності навантаження.

Функціональна схема проєктованого керуючого пристрою зображена на рисунку на рис. 3.1. На схемі позначено:

F1 - запобіжний пристрій;

Rб - баластовий резистор;

MCU - мікроконтролер;

Транзистор1, Транзистор2 - польові транзистори для здійснення комутації навантаження;

HL1, HL2 - об'єкти керування, лампи, що будуть освітлювати приміщення в різних режимах яскравості.

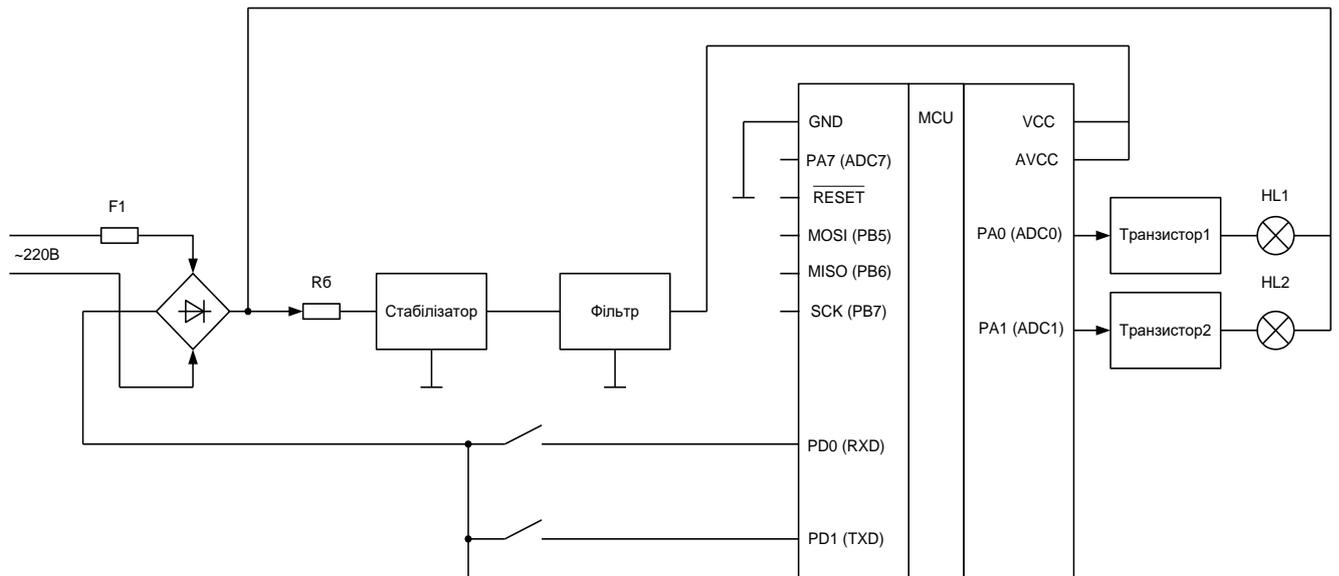


Рисунок 3.1 - Функціональна схема пристрою автоматичного регулювання освітлення

3.2 Вибір та розрахунок елементної бази

3.2.1 Вибір і розрахунок мікроконтролера

В першу чергу для проєктованого пристрою автоматичного керування освітленням необхідно вибрати мікроконтролер, який характеризується відносно невисокою ціною, а також є простим у використанні. Цими особливостями в тій чи іншій мірі характеризується мікроконтролер ATmega16L корпорації ATMEL [6].



Рисунок 3.2 - Загальний вигляд мікроконтролера ATmega 16L

Основні характеристики ATmega16 [6]:

- Максимальна тактова частота - 16 МГц (8 МГц для ATmega16L);
- Більшість команд виконуються за один такт;
- 32 8-бітних робочих регістра;
- 4 повноцінних 8-бітних порту введення / виведення;
- Два 8-бітних таймера / лічильника і один 16-бітний;
- 10-розрядний аналогово-цифровий перетворювач (АЦП);
- Внутрішній тактовий генератор на 1 МГц;
- Аналоговий компаратор;
- Інтерфейси SPI, I2C, TWI, RS-232, JTAG;
- Внутрішньосхемне програмування і самопрограмування;
- Модуль широтно-імпульсної модуляції (ШИМ);
- 8-розрядний високопродуктивний AVR мікроконтролер з малим споживанням;
 - Прогресивна RISC архітектура: 130 високопродуктивних команд, більшість команд виконується за один тактовий цикл, продуктивність наближається до 16 MIPS (при тактовій частоті 16 МГц);
 - Незалежна пам'ять програм і даних: 16 Кбайт внутрішньосистемної програмованої Flash пам'яті (In-System Self-Programmable Flash), що забезпечує 1000 циклів стирання / запису, додатковий сектор завантажувальних кодів з незалежними бітами блокування, забезпечено режим одночасного читання / запису (Read-While-Write), 512 байт EEPROM, що забезпечує 100000 циклів стирання / запису, 1 Кбайт вбудованої SRAM;
 - Інтерфейс JTAG (сумісний з IEEE 1149.1): можливість сканування периферії, що відповідає стандарту JTAG, розширена підтримка вбудованого налагодження, програмування через JTAG інтерфейс: Flash, EEPROM пам'яті, перемичок і бітів блокування;
 - Вбудована периферія: два 8-розрядних таймера/лічильника з окремим попередніми дільником, 16-розрядний таймер/лічильник з окремим

попередніми дільником і режимами захоплення і порівняння, лічильник реального часу з окремим генератором, чотири канали PWM, 8-канальний 10-розрядний аналого-цифровий перетворювач, 8 несиметричних каналів, 7 диференціальних каналів, 2 диференціальних каналу з програмованим посиленням в 1, 10 або 200 разів, байт-орієнтований 2-дротовий послідовний інтерфейс, програмований послідовний USART, послідовний інтерфейс SPI, програмований сторожовий таймер з окремим вбудованим генератором, вбудований аналоговий компаратор;

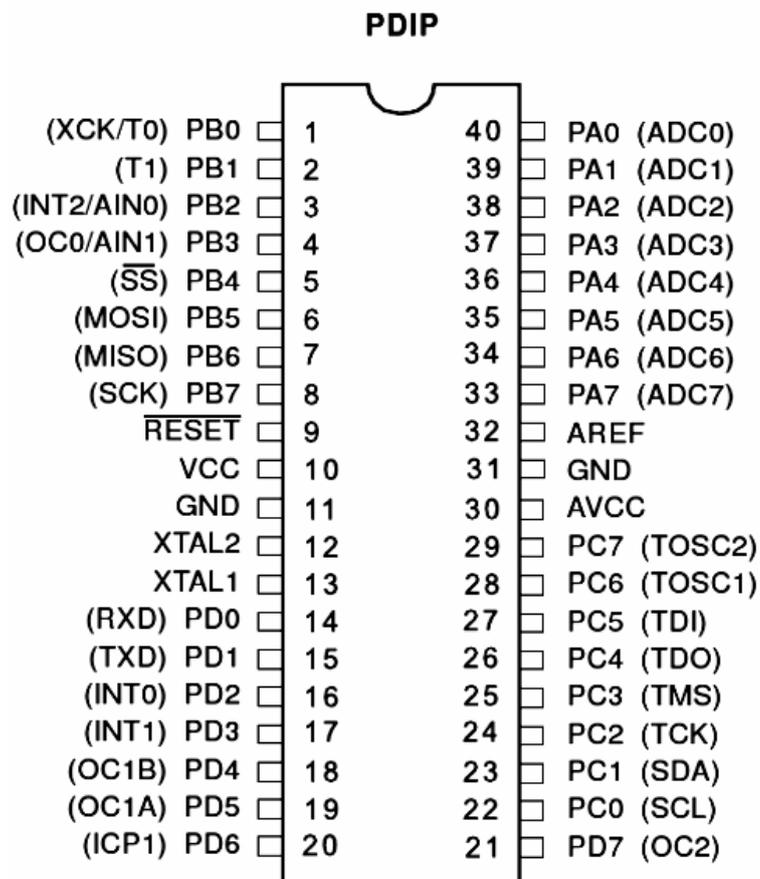


Рисунок 3.3 - Розташування виводів мікроконтролера ATmega 16L [6]

- Спеціальні мікроконтролерні функції: скидання по подачі живлення і програмований детектор короткочасного зниження напруги живлення, вбудований калібрований RC-генератор, внутрішні і зовнішні джерела переривань, шість режимів зниженого споживання;

- Виводи I/O і корпусу: 32 програмовані лінії введення/виводу, 40-вивідний корпус PDIP і 44-вивідний корпус TQFP;

- Робочі напруги: 2,7 - 5,5 В (АТмега16L) / 4,5 - 5,5 В (АТмега16);
- Робоча частота: 0 - 8 МГц (АТмега16L) / 0 - 16 МГц (АТмега16).

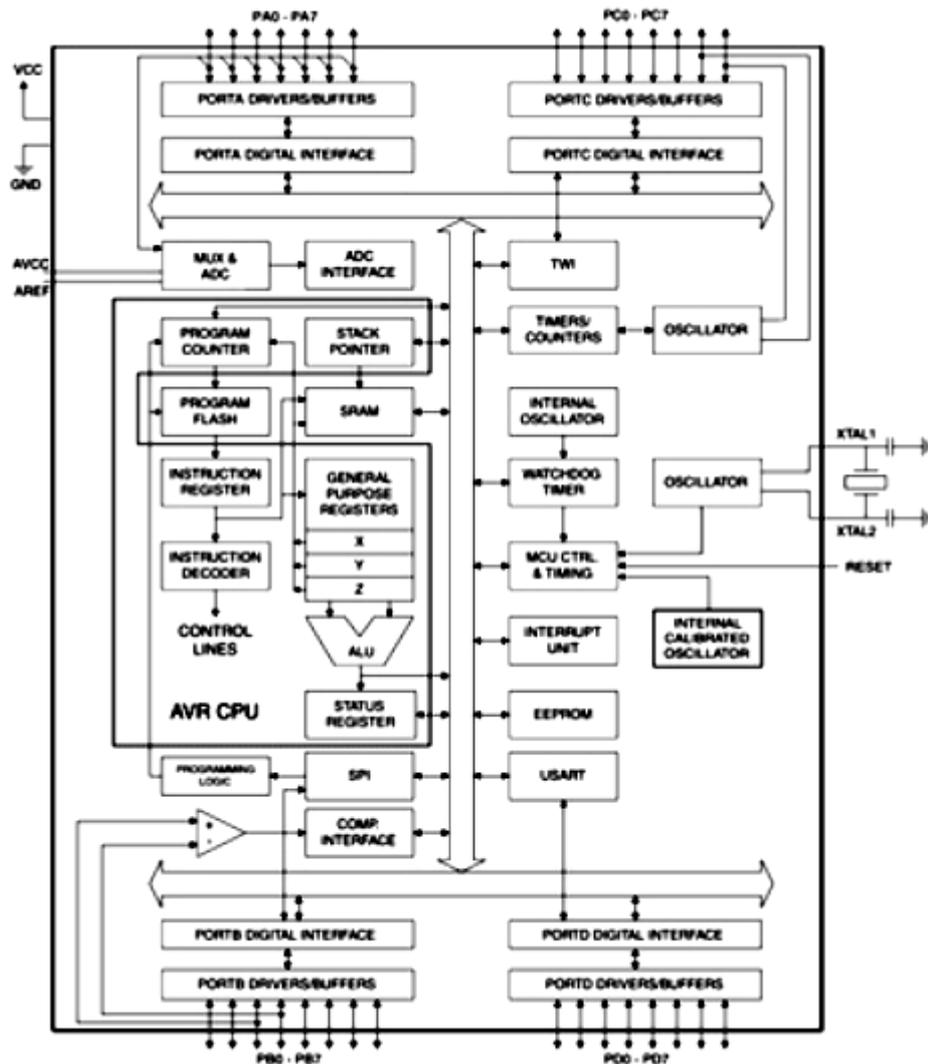


Рисунок 3.4 - Функціональна схема мікроконтролера АТМega 16L [6]

АТМega16L має можливість працювати при напрузі живлення у межах від 2,7 до 5 В [6]. Це пов'язано з плавним наростанням напруги живлення при підключенні пристрою до мережі, що пояснюється великим значенням ємності фільтруючого конденсатора.

Поріг супервізора живлення, вбудованого в мікроконтролер, буде виставлено відповідно до опису на 2,7 В.

Тактування мікроконтролера здійснюється внутрішнім RC генератором на частоті 1 МГц [6]. Цього достатньо для отримання значення середнього часу

виконання основної програми роботи пристрою приблизно 0,5 мс. Підвищення тактової частоти призведе до збільшення струму споживання. Стабілізація частоти керамічним або кварцовим резонатором не потрібна через невисокі вимоги до точності в даному застосуванні. Також не потрібно виконувати калібрування внутрішнього генератора мікроконтролера.

Виробником мікроконтролера надаються такі рекомендації щодо заходів при роботі з АЦП [6]:

- встановити фільтруючий конденсатор між загальним проводом і виводом REF;
- з'єднати з аналогової землею вивід AGND;
- використовувати в колі AVCC LC фільтр живлення;
- не перемикає виводи порту АЦП при вимірюванні, якщо їх налаштовано як цифрові виходи.

Оскільки не потрібне забезпечення високої достовірності результату вимірювання, вказаних заходів можна не дотримуватися з метою спрощення схеми. Також не потрібно виконувати калібрування АЦП, в тому числі тому, що використовується не диференційний канал, а звичайний.

Точність схеми не погіршується, незважаючи на прийняті спрощення. Результати вимірювань АЦП будуть залишатися стабільними до найменшого значущого розряду завдяки наявності зовнішнього джерела опорної напруги, яке буде також використовуватися в ролі стабілізатора живлення мікроконтролера.

Для забезпечення надійності роботи мікроконтролера, за рекомендацією корпорації ATMEЛ поряд з його виводами живлення будуть встановлені блокувальні конденсатори (C2, C3 на рисунку 3.5) [6]. В розроблюваній схемі це особливо актуально через виникнення значних імпульсних струмів при комутації затворів транзисторів високої ємності.

Для програмування мікроконтролера передбачений роз'єм JS4 "ISP" [6]. Під час внутрішньо-схемного програмування, як і при програмуванні EPROM

під час роботи самою програмою, струм мікроконтролера становить 6 мА при 5 В і 25° С згідно його опису [6].

При програмуванні мікроконтролера в складі розроблюваного пристрою важливо звернути увагу на такі моменти [6]:

- оскільки схема знаходиться під потенціалом мережі, потрібна буде гальванічна розв'язка програматора;

- якщо програматору буде недостатньо струму, який виробляється блоком живлення схеми, може знадобитися зовнішній блок живлення з гальванічною розв'язкою;

- між затворами і витоками транзисторів бажано установити резистори високої ємності, щоб не допустити ситуації можливого їх перегріву або виходу з ладу через збільшення опору і самовільне відкривання каналу, яке викликане знаходженням виводів мікроконтролера в високоімпедансному стані під час програмування.

Зважаючи на це найкращим варіантом буде виконати програмування мікроконтролера до установки його в схему.

3.2.2 Розрахунок діодного моста

Застосування в розроблюваному пристрої діодного моста (VD2 на рисунку 3.5), який розрахований на струм 6 А для роботи з досить невеликим струмом навантаження (до 0,55 А) пояснюється тим, можливістю перегорання ламп під час роботи. Імпульс струму, що виникає при цьому, амплітудою може бути більше 20 А і тому здатний пошкодити одноамперні мости.

Додатковою причиною великого запасу по струму є набагато менший нагрів моста.

3.2.3 Розрахунок блоку живлення

Особливістю розроблюваної схеми є використання для живлення мікроконтролера інтегрального джерела опорної напруги паралельного типу. Це дозволить знизити споживаний струм і відмовитися від окремого джерела

опорної напруги. Крім цього, підвищення напруги на виході паралельного джерела опорної напруги, з причин, зумовлених шиною живлення схеми, не призведе до порушення стабілізації, а лише збільшить струм через джерело опорної напруги.

Двовивідне нерегульоване джерело опорної напруги обране спеціально для розроблюваної схеми, тому немає необхідності підбирати і встановлювати додаткові високоточні резистори. Додатковою перевагою є те, що для стабільної роботи вказаного джерела опорної напруги не потрібен конденсатор з низьким еквівалентним послідовним опором. Вибране джерело опорної напруги серії LM4040 з класом точності 1%.

3.2.4 Розрахунок баластного опору

Баластний опір (резистори R1 і R2 на рисунку 3.5) використовується для гасіння надлишку напруги, що буде надходити на вхід джерела опорної напруги. Принцип дії обраного джерела опорної напруги паралельного типу буде збігатися зі звичайним стабілітроном, тому для розрахунку резистором можна застосувати формулу:

$$R = (U_{\text{вх}} - U_{\text{ст}}) / (I_{\text{н}} + I_{\text{ст}}), \quad (3.1)$$

де $U_{\text{вх}}$ - вхідна напруга, що знімається з виходу діодного моста;

$U_{\text{ст}}$ - напруга стабілізації стабілітрона;

$I_{\text{н}}$ - струм навантаження;

$I_{\text{ст}}$ - струм стабілітрона.

Вказана формула з урахуванням падіння напруги на двох діодах моста буде мати такий вигляд:

$$R = (U_{\text{вх}} - 2 \cdot U_{\text{д}} - U_{\text{ст}}) / (I_{\text{н}} + I_{\text{ст}}). \quad (3.2)$$

Формула не враховує падіння напруги на запобіжнику, через те що воно становить всього 0,2 В при максимальному навантаженні. Остаточну формулу

отримаємо, додавши коефіцієнт, який буде враховувати розкид значення опору резистора K_r :

$$R = ((U_{\text{вх}} - 2 \cdot U_{\text{д}} - U_{\text{ст}}) / (I_{\text{н}} + I_{\text{ст}})) \cdot K_r \quad (3.3)$$

З одного боку опір резистора повинен бути досить низьким, для забезпечення мінімального струму стабілітрона при мінімальній напрузі мережі і максимальному струмі навантаження. З іншого боку необхідний досить високий опір, для того щоб при мінімальному струмі навантаження і максимальній напрузі мережі не було перевищення максимально допустимого струму стабілітрона.

Розрахуємо максимальне значення опору резистора, яке при найгірших умовах забезпечує мінімальний струм стабілітрона.

Мінімальне середнє значення випрямленої напруги $U_{\text{вх}}$ при 10%-му допуску на напругу мережі складе 198 В. Враховуючи зниження напруги під впливом потужного навантаження на 4 В у розрахунку на максимальну яскравість лампи $U_{\text{вх}} = 194$ В.

Найбільше значення падіння напруги на діодному мосту $U_{\text{д}}$ буде при максимальному навантаженні. Згідно з описом моста, коли обидві лампи включені на максимальну яскравість при струмі навантаження 0,55 А значення прямої напруги для одного діода становить близько 0,73 В.

Відхилення стабілізованої напруги буде дорівнювати за описом LM4040 1%. Тоді

$$U_{\text{ст}} = 5 + 0,05 = 5,05 \text{ (В)}.$$

Мінімальний струм, який необхідний для роботи стабілітрона за його описом, становить $I_{\text{ст}} = 0,1$ мА.

Оскільки в схемі буде використовуватися два резистора, кожен з яких має допуск 5%, приймаємо значення $K_r = 0,9$. Старіння резисторів не будемо враховувати, через те що вони не будуть піддаватися високій температурі чи максимально допустимій напрузі.

Струм майже не буде залежати від того, включені або виключені канали та яке значення їх яскравості. Через малі значення зворотніх струмів захисного діода, транзисторів, діодного моста і струмів витоку конденсаторів, ці величини враховувати не будемо. на струм споживання значною мірою буде впливати натискання кнопок. У цьому випадку струм буде протікати від плюса джерела живлення через замкнену кнопку і внутрішній резистор мікроконтролера на землю. Мінімальний опір внутрішнього резистора, що вказано в описі мікроконтролера, становить 20кОм. При натиснутих обох кнопках, струм буде складати $I = 2 \cdot (5/20000) = 0,5$ (мА).

Отже, сумарний максимальний струм споживання по колу +5 В без урахування струму стабілітрона буде дорівнювати $2,2 + 0,5 = 2,7$ мА. Таким чином, при напрузі 5,05 В, тобто в гіршому випадку, споживаний струм буде складати

$$I_n = 5,05 \cdot 2,7 / 5 = 2,73 \text{ мА.}$$

Підставивши отримані дані у вихідну формулу 3.3, отримаємо:

$$R = ((194 - 2 \cdot 0,73 - 5,05) / (0,00273 + 0,0001)) \cdot 0,9 = 59626 \text{ (Ом)}$$

Звідси, баласт повинен мати опір не більше 60 кОм. Розрахуємо для знайденого опору баластного резистора, чи не вийде з ладу стабілітрон, при збільшенні напруги мережі до рівня обмеження захисного діода VD1, а також при впливі інших несприятливих чинників. Для цього перетворимо раніше використану формулу у наступний вид:

$$I_{ст} = (U_{вх} - 2 \cdot U_{д} - U_{ст}) / (R \cdot K_r) - I_n. \quad (3.4)$$

Максимальна напруга обмеження захисного діода $U_{вх} = 548$ В. Падіння напруги на одному діоді моста при відсутності навантаження складе $U_{д} = 0,65$ В. Мінімальна напруга стабілізації стабілітрона $U_{ст} = 4,95$ (В). $R = 60$ кОм. Коефіцієнт опору K_r будемо приймати рівним 0,95, через те що при цьому струм стабілітрона буде більше.

Мінімальне значення струм навантаження буде приймати коли кнопки не натиснуті. Цей струм дорівнює 2,2 мА при номінальній напрузі живлення 5 В. Отже при мінімальному значенні напруги 4,95 В струм буде дорівнює $I_n = 4,95 \cdot 2,2 / 5 = 2,2$ (мА).

$$I_{ст} = ((548 - 2 \cdot 0,65 - 4,95) / ((30000 + 30000) \cdot 0,95)) - 0,0022 = 7,3 \text{ (мА)}.$$

Отримане значення менше величини максимального струму джерела живлення, рекомендованого в його описі (12 мА). Потужність джерела живлення, яка розсіюється при такому струмі, складе $5 \cdot 0,007 = 35$ (мВт). Це значення менше його максимальної потужності 500 мВт більш ніж на порядок. З цього зроблено висновок, що обраний опір баластного резистора підходить для розроблюваної схеми.

Розрахуємо потужність баластного резистора. Для резистора серії С2-23 потужністю 0,5 Вт критичний опір $R_k = 3502 / 0,5 = 245$ (кОм). Якщо опір резистора менше критичного, як в нашому випадку, потужність слід розраховувати за формулою: $P = U^2 / R$. З огляду мінімальне падіння напруги на діодному мосту, напругу стабілізації і на максимальну напругу мережі, потужність резистора буде дорівнювати:

$$P = (U_{вх} - 2 \cdot U_d - U_{ст})^2 / R \quad (3.5)$$

$$P = (242 - 2 \cdot 0,65 - 4,95)^2 / 60000 = 0,93 \text{ (Вт)}.$$

Єдиною причиною нагріву корпусу пристрою в режимі очікування буде нагрівання баластного резистора. З метою його усунення було вирішено використати два 2 Вт резистора у послідовному з'єднанні. Крім вирішення задачі зниження температури, це підвищить також надійність пристрою. В разі пробою одного з резисторів, другий буде запобігати виходу з ладу джерела живлення. Номінали резисторів повинні бути однаковими для забезпечення рівномірного нагріву.

Перевага буде надана 2 Вт резисторам серії МЛТ-2. Вони менше нагріваються, хоча їх габарити трохи більше за аналоги серії С2-23 [10].

3.2.5 Розрахунок фільтруючого конденсатора

Для згладження пульсації випрямленої напруги використовується конденсатор С1 рис. 3.5.

Код програми буде будуватися таким чином, що цикли запису в EEPROM будуть слідувати через кожні 10 мс один за одним. Якщо регулювання яскравості буде припинено одночасно для двох каналів, запис в пам'ять триватиме на 8,5 мс більше. За отриману різницю часу в $10 - 8,5 = 1,5$ мс конденсатор не встигне повністю зарядитися, тому напруга опуститься ще нижче. Це призведе до помітного моргання лампи, особливо при зниженій напрузі мережі.

Номинал 1000 мкФ дозволить усунути моргання після закінчення регулювання яскравості одного з каналів. Після одночасного закінчення регулювання яскравості обох каналів моргання буде майже не помітним. Більш високу ємність конденсатора обрати не доцільно з огляду на збільшення при цьому розміру пристрою [13].

Велика ємність не буде впливати на функціонуванні джерела живлення, через те що допустимим буде ємнісне навантаження будь-якого номіналу згідно його опису.

Потрібно організувати затримку старту після підключення пристрою до мережі, для того щоб напруга живлення мікроконтролера встигла стабілізуватися на номінальному рівні до початку основного циклу програми. Якщо цього не зробити, то може порушитися плавність автоматичного включення каналів внаслідок заниженого значення опорної напруги АЦП [8].

Була обрана затримка, рівна 4 секундам, зумовлена прямою залежністю частоти внутрішнього RC-генератора мікроконтролера від напруги живлення, а також похибками вимірювань. Частково ця затримка реалізується внутрішніми вузлами мікроконтролера Power-on Reset і Brown-out Detection, частково реалізована програмним способом.

Вибір номінальної напруги конденсатора зумовлений тим, що цей параметр в значній мірі буде визначати термін його служби. Обираємо конденсатор з номінальною напругою 6,3 В [13].

В значній мірі впливає на термін служби конденсатора також верхня межа температурного діапазону, на який він розрахований, що становить 105 °С. Вибір цього значення також обумовлюється впливом нагрівання корпусу пристрою від ламп, баластного резистора і діодного моста.

Зменшення ємності конденсатора, яке пов'язане зі старінням та розкидом номіналу, не порушить працездатність пристрою. Можливе лише незначне моргання ламп в момент запам'ятовування яскравості.

3.2.6 Розрахунок дільника напруги

Дільник (резистори R3 і R4 на рисунку 3.5) необхідний мікроконтролеру для визначення моменту переходу фази через нуль і вимірювання напруги мережі. Зазвичай резистор між входом мікроконтролера і виходом діодного моста рекомендовано складати з двох послідовно включених на випадок пробою одного з них. В розроблюваному пристрої ця рекомендація не виконується, оскільки перед діодним мостом встановлений захисний діод.

Дільник потрібно розраховувати так, щоб вихідна напруга дільника $U_{вих}$ не перевищувала напругу живлення мікроконтролера при максимальній вхідній напрузі $U_{вх}$. Цю величину визначає пряма напруга внутрішнього діода мікроконтролера. В розроблюваній схемі важливо щоб мінімальна напруга живлення мікроконтролера не перевищувалася вхідним сигналом, через те що ця напруга буде опорною для АЦП. Інакше на виході АЦП будуть формуватися коди, які відповідають не істинному значенню вхідного сигналу, а опорній напрузі [8].

АЦП розрахований на обробку низькоомних сигналів відповідно до опису мікроконтролера (10 кОм і менше). Тому для нижнього плеча дільника напруги обираємо номінал рівний 9,1 кОм, щоб передбачити допуск опору 5%.

Для обчислення мінімального опору верхнього плеча дільника використовуємо стандартну формулу:

$$R_1 = ((U_{\text{вх}} - U_{\text{вих}}) \cdot R_2) / U_{\text{вих}} \quad (3.6)$$

Вводимо коефіцієнт $K_{\text{ВХ}}$, який визначає максимальне відхилення напруги:

$$R_1 = ((U_{\text{вх}} \cdot K_{\text{ВХ}} - U_{\text{вих}}) \cdot R_2) / U_{\text{вих}} \quad (3.7)$$

Доповнимо формулу з урахуванням амплітудного значення оскільки нас цікавить повний розмах напруги:

$$R_1 = ((U_{\text{вх}} \cdot K_{\text{ВХ}} \cdot 1,41 - U_{\text{вих}}) \cdot R_2) / U_{\text{вих}}. \quad (3.8)$$

Врахуємо також падіння напруги на двох діодах моста:

$$R_1 = ((U_{\text{вх}} \cdot K_{\text{ВХ}} \cdot 1,41 - 2 \cdot U_{\text{д}} - U_{\text{вих}}) \cdot R_2) / U_{\text{вих}} \quad (3.9)$$

Падіння напруги на запобіжнику буде становити всього 0,2 В при максимальному навантаженні, і тому не враховується. Додамо коефіцієнти K_r , який визначає відхилення резисторів від номіналу:

$$R_1 = ((U_{\text{вх}} \cdot K_{\text{ВХ}} \cdot 1,41 - 2 \cdot U_{\text{д}} - U_{\text{вих}}) \cdot R_2 \cdot K_{r2}) \cdot K_{r1} / U_{\text{вих}} \quad (3.10)$$

Відхилення напруги $K_{\text{ВХ}} = 10\%$. Значення вхідної напруги $U_{\text{вх}} = 220$ В.

В якості значення $U_{\text{д}}$ будемо використовувати мінімальне падіння напруги, тому що при цьому опір резистора R_1 буде більше. Мінімальне падіння напруги на діодах моста буде при відключеному навантаженні, тобто при мінімальному струмі. З опису діодного моста визначено, що падіння напруги при струмі навантаження 10 мА на одному елементі дорівнює приблизно $U_{\text{д}} = 0,65$ В.

Пульсаціями блоку живлення можна знехтувати завдяки використанню фільтруючого конденсатора великої ємності. Тому мінімальну напругу живлення мікроконтролера визначає мінімальне значення напруги стабілізації джерела опорної напруги, що згідно з описом становить $U_{\text{вих}} = 4,95 \text{ В}$.

Стандартний допуск на відхилення опору резисторів дорівнює $K_r = 5\%$.

Потрібно передбачити ситуацію, коли опір R_2 у формулі 3.9 (R_3 на рисунку 3.5) буде більше. При цьому $U_{\text{вих}}$ теж збільшиться, і це може призвести до невірного результату вимірювання. Тому приймаємо значення $K_{r2} = 0,95$. З опором R_1 у формулі 3.9 (R_4 на рисунку 3.5) ситуація протилежна, бо для нього важливо врахувати зменшення опору. Тому $K_{r1} = 1,05$.

Підставляючи отримані чисельні значення в формулу 3.9, маємо:

$$R_1 = ((220 \cdot 1,1 \cdot 1,41 - 2 \cdot 0,65 - 4,95) \cdot 9,1 \cdot 103 \cdot 0,95) \cdot 1,05 / 4,95 = 614,6 \cdot 10^3 \text{ (Ом)}.$$

Найближчим опором, що перевищує отримане значення, буде номінал зі стандартного ряду 620 кОм.

Резистор повинен мати потужність 0,5 Вт, через те, що падіння напруги на резисторі верхнього плеча дільника може досягати $242 \cdot 1,41 = 341 \text{ (В)}$, Для резистора серії С2-23 потужністю 0,5 Вт критичний опір $R_k = 3502 / 0,5 = 245 \text{ (кОм)}$, що майже в три рази менше ніж 620 кОм. Отже, потужність резистора 0,5 Вт в даному випадку було обрано правильно [9, 10].

3.2.8 Розрахунок вихідного каскаду

Для комутації навантаження використовуються польові транзистори (VT_1 і VT_2 на рисунку 3.5). Для зменшення кількості використовуваних компонентів використовується схема без драйвера. Транзистори керуються безпосередньо виходами мікроконтролера [14].

При потужності навантаження 60 Вт і напрузі на затворі 5 В канал транзистора майже повністю відкривається, незважаючи навіть на достатньо високий опір резистора в колі затвора. Це спричинено тим, що струм навантаження, який становить близько 0,25 А, приблизно в 20 разів менший за

максимально допустимий струм стоку транзистора. Падіння напруги на переході втік-витік транзистора за таких умов складе менше 1 В, що не призведе до помітного зниження максимальної яскравості лампи.

Струму виходу мікроконтролера завдяки невисокій (100 Гц) частоті перемикання буде досить для перезарядки ємності затвора. Частота перемикання приблизно на два порядки менше частоти, на якій працюють транзистори в імпульсних джерелах живлення.

Відсутність драйвера може призвести в разі різкого збільшення напруги на стоці до неочікуваного включення транзистора. Одним з кращих способів Запобігти такому випадковому включенню можливо за допомогою транзистора, у якого співвідношення $Q_{gd} / Q_{gs1} < 1,4$ (Q_{gd} - це величина заряду затвор-стік, Q_{gs1} - це величина заряду, при якому напруга на затворі досягає порогового значення). На жаль, транзистори, що відповідають даному правилу, зустрічаються дуже рідко. З іншого боку, випадки різкого збільшення напруги на стоці теж дуже рідкісні.

Струм через вихід мікроконтролера при значенні опору резистора в колі затвора 10 кОм і напруги обмеження вбудованого в транзистор обмежувача близько 30 В, складе приблизно 3 мА, що буде в три рази перевищувати допустимий струм. Тому для підвищення надійності схеми між затвором і витоком транзистора можна поставити додатковий обмежувач з максимальною напругою обмеження до 10 В. При такому значенні напруги струм через внутрішні захисні діоди мікроконтролера буде перебувати на безпечному рівні 1 мА.

Для підвищення надійності схеми можна також поставити високоомний резистор (близько 100 кОм) між затвором і витоком транзистора. Це буде запобігати включенню транзистора, коли виходи мікроконтролера будуть знаходитися у високоімпедансних станах, наприклад при спрацьовуванні сторожового таймера або супервізора живлення. Через те що такі ситуації короточасні і малоймовірні, резистори затвор-витік використовувати не будемо, тому на схемі вони не показані.

Для того щоб транзистор можна було використовувати в розроблюваному пристрої, він повинен мати такі характеристики:

- струм стоку повинен бути не менше 6 А, типовий опір каналу повинен бути не більше 1 Ом;
- напруга стік-витік повинна бути не менше 600 В;
- повинен бути двосторонній обмежувач напруги на затворі;
- максимальне граничне значення напруги затвор-витік повинне бути менше 5 В;
- графік залежності струму стоку від напруги на затворі повинен бути нормованим для напруги затвора 5 В або менше. Те ж буде відноситися до графіку залежності струму стоку від напруги стік-витік.

Крім цього транзистор не повинен сильно нагріватися. Величина нагріву T_h характеризується формулою:

$$T_h = P \cdot R_t = R \cdot I^2 \cdot R_t + 25 \text{ } ^\circ \text{C}, \quad (3.11)$$

де R - опір каналу стік-витік;

I - струм навантаження;

R_t - тепловий опір транзистора (корпус-навколишнє середовище).

З формули випливає, що транзистор повинен мати якомога менше значення теплового опору. Обраний транзистор має корпус практично ідентичний корпусу TO220, і має відносно невисоким тепловий опір ($62,5 \text{ } ^\circ \text{C}$). Транзистор повинен бути розрахований на напругу стік-витік не менше 600 В. Крім цього, в разі обриву захисного діода транзистор не вийде з ладу при аварійному підвищенні напруги мережі до $380 \text{ В} \pm 10\%$.

3.2.9 Розрахунок резисторів в колі затвора

Опір резисторів в колі затвора (R_5 і R_6 на рисунку 3.5) впливає на наступні фактори:

- захист виходу мікроконтролера від кидка струму при перезарядці вхідної ємності транзистора (чим більше опір, тим менше струм);
- захист виходу мікроконтролера від перевищення напруги на затворі, яке виникає через ємності Міллера (чим більше опір, тим краще захист) [11];
- ступінь нагріву транзисторів (чим менше опір, тим менше нагрівання);
- рівень завад радіо- і ПЧ-прийому, а також в електромережі (чим більше опір, тим менше завад);

Вплив опору на струм споживання, а також на падіння напруги на переході стік-витік транзистора в силу малих величин до уваги не береться. Аналізуючи перераховані фактори, приходимо до висновку, що, в цілому, чим більше опір, тим краще. Однак занадто сильно його збільшувати теж не можна, бо це призведе до нагрівання транзистора [9].

З'ясуємо мінімально допустиме значення опору резистора в колі затвора. Воно буде визначатися безпечним рівнем струму виходу мікроконтролера при перезарядці ємності затвора транзистора. У цей момент вихід мікроконтролера буде короткочасно замкненим на землю. З огляду на струм виходу 20 мА і напругу живлення 5 В за описом мікроконтролера, згідно із законом Ома отримуємо мінімально допустимий опір 250 Ом.

Визначимо номінальне значення опору резистора з точки зору обмеження напруги на виводі мікроконтролера. В описі мікроконтролера сказано, що рівень безпечного струму, що протікає через внутрішні діоди, становить 1 мА. Максимально допустима напруга на затворі транзистора, яка вказана в його описі, становить ± 30 В. Вбудований в транзистор двосторонній обмежувач не дозволяє напрузі перевищити цю величину. Отже, щоб забезпечити безпечний струм через внутрішні діоди мікроконтролера потрібен опір $R = 30 / 0,001 = 30$ кОм. При такому високому опорі в колі затвора збільшиться опір каналу стік-витік, що призведе до зменшення яскравості лампи і нагріванню транзистора. Тому вибирати опір за даним критерієм неможливо. Залишається вибрати опір, орієнтуючись на ступінь нагріву транзистора і рівень завад.

3.2.10 Розрахунок кола захисту

Коло захисту запобігає руйнуванню пристрою від виходу з ладу при короткому замиканні навантаження, перевищення його потужності, а також при кидках напруги в мережі, і аварійного підвищення її напруги до 380 В (запобіжник F1 і захисний діод VD1).

Запобіжник розраховується за стандартною формулою, виходячи з максимального навантаження,:

$$I = P / U. \quad (3.12)$$

Звідси $I = 2 \cdot 60/220 = 0,55$ (А). Струм споживання схеми при цьому не враховується, тому що в порівнянні він дуже малий. Цілком припустимо вибрати запобіжник на 0,5 А.

Щоб захистити чутливі напівпровідникові прилади, використовується швидкодіючий запобіжник. Для запобіжника серії ВП2Б-1В час спрацьовування при перевищенні номінального струму в 2,75 рази дорівнює 1 секунді. Вибір зроблено на користь керамічного корпусу, тому що скляні корпуси при спрацьовуванні іноді розсипаються.

Використовувати сучасні полімерні запобіжники в даній схемі не представляється можливим через їх сильне нагрівання і невисоку швидкість спрацьовування.

Можливі два варіанти короткого замикання: при вимкненому навантаженні і при включеному навантаженні. У першому випадку струм зростає повільно, тому що навантаження завжди включається при нульовій напрузі в мережі, і яскравість лампи завжди збільшується плавно. Оскільки в пристрої застосований швидкодіючий запобіжник, він встигає перегоріти, захищаючи інші елементи схеми. У другому випадку струм миттєво зростає настільки, що запобіжник не встигає захистити чутливий до перевантажень транзистор. В результаті транзистор виходить з ладу першим. Теоретично це говорить про те, що транзистор може не витримати перевантаження, яке

виникає, якщо лампа перегорить під час роботи, тому що струм при цьому досягає кілька десятків ампер.

Коротке замикання в колі живлення +5 В пристрою не страшне, тому що в цьому випадку роль обмежувача струму грає баластовий резистор.

При підвищеній потужності навантаження пристрій поводить себе так само як у випадку короткого замикання при вимкненому навантаженні.

Встановлено, що при виході з ладу транзистора всі його виводи виявляються замкненими між собою. Оскільки в цьому випадку на затворі буде потенціал землі, вживати додаткових заходів щодо захисту виходів мікроконтролера не потрібно.

Для захисту від високовольтних завад, що виникають в електричній мережі, наприклад при грозових розрядах, застосовується двосторонній напівпровідниковий обмежувач напруги - захисний діод. У порівнянні з варисторами захисні діоди мають вищу швидкодію, що дозволяє використовувати їх для запобігання високочутливих напівпровідникових приладів, до яких, зокрема, відносяться і мікроконтролери. Крім того, на відміну від варисторів їх характеристики не погіршуються з часом.

Захисний діод встановлюється паралельно входу пристрою безпосередньо за запобіжником. Виводи захисного діода служать тепловідводом. Відповідно до опису, довжина кожного виводу повинна складати 10 мм.

Якщо протягом деякого часу струм через захисний діод буде перевищувати струм спрацьовування запобіжника, останній перегоріє, захищаючи пристрій. Чим більше перевищення струму, тим швидше спрацює запобіжник. Як уже зазначалося, застосований в схемі швидкодіючий запобіжник має час спрацьовування 1 сек. при перевищенні номінального струму в 2,75 рази.

Якщо потужність високовольтного імпульсу буде більше потужності захисного діода (наприклад, при аварійному підвищенні напруги до 380 В), захисний діод може вийти з ладу. При цьому виводи захисного діода виявляються замкненими накоротко, що призведе до перегорання запобіжника.

Інші елементи схеми залишаються неушкодженими. В даному випадку для відновлення працездатності пристрою буде потрібно замінити і запобіжник, і захисний діод.

При впливі високовольтного імпульсу напруга на вході діодного моста не перевищить максимальну напругу обмеження захисного діода. Напруга обмеження захисного діода залежить від тривалості імпульсу, і для зазначеного на схемі типу становить 548 В на 1000 мкс і 706 В для 20 мкс. У більшості випадків при виборі захисного діода слід керуватися напругою, яка відповідає тривалості імпульсу 1000 мкс. Тому будемо вважати, що напруга на вході діодного моста, ні за яких обставин не перевищить поріг 548 В.

Тепер проаналізуємо, чи витримають компоненти пристрою напругу обмеження 548 В. Лампи і запобіжник не враховуються, тому що їх вихід з ладу не є фатальною несправністю і легко усувається заміною. Також можна не враховувати баластовий резистор і резистор верхнього плеча дільника напруги, оскільки високовольтні і вуглецеві резистори добре переносять короткочасні (до 5 секунд) перевантаження, що перевищують номінальну напругу в 1,5 і 2,5 рази відповідно. Довготривалого перевантаження в даному випадку не буде, тому що спрацює запобіжник.

Діодний міст і транзистори розраховані на 600 В. Як було показано раніше при розрахунку баластного резистора, при напрузі 548 В струм через джерело опорної напруги не перевищить 7 мА, що на 5 мА менше його максимального робочого струму 12 мА. Струм внутрішніх діодів мікроконтролера при опорі верхнього плеча дільника напруги 620 кОм не перевищить $I = 548/620000 = 0,88$ мА, що укладається в допустиму межу 1 мА.

Таким чином, підвищення напруги до рівня обмеження захисного діода не приведе до виходу з ладу елементів схеми.

3.2.11 Розрахунок споживаної потужності

Як впливає з аналізу схеми (рисунок 3.5), споживаний струм складається з наступних складових: струм дільника напруги I_d , струм стабілітрона $I_{ст}$, і

струм навантаження блоку живлення I_H . В силу малих величин, зворотні струми захисного діода, випрямного моста, транзисторів, а також струми витоку конденсаторів не враховуються. Отже,

$$P = U_{вх} \cdot (I_D + I_{ст} + I_H). \quad (3.13)$$

Струм діляника напруги визначимо за законом Ома з урахуванням падіння напруги на діодах випрямного моста:

$$P = U_{вх} \cdot ((U_{вх} - U_D) / R_D + I_{ст} + I_H). \quad (3.14)$$

Для розрахунку струму стабілітрона і струму навантаження перетворимо формулу (3.4), використавши при розрахунку баластного резистора, до виду:

$$I_{ст} + I_H = (U_{вх} - 2 \cdot U_D - U_{ст}) / R_б. \quad (3.15)$$

З урахуванням коефіцієнта, що враховує відхилення опорів резисторів, кінцева формула буде мати вигляд:

$$P = U_{вх} \cdot ((U_{вх} - 2 \cdot U_D) / R_D \cdot K_r + (U_{вх} - 2 \cdot U_D - U_{ст}) / R_б \cdot K_r)) \quad (3.16)$$

Розрахуємо максимальну потужність, споживану пристроєм в режимі очікування, при номінальній напрузі мережі $U_{вх} = 220$ В і мінімальному напрузі стабілізації $U_{ст} = 4,95$ В.

Падіння напруги на діоді випрямного моста $U_D = 0,65$ В.

Загальний опір діляника напруги визначається сумою послідовно включених опорів:

$$R_D = 620000 + 9100 = 629100 \text{ (Ом)}.$$

За аналогією:

$$R_б = 30000 + 30000 = 60000 \text{ (Ом)}.$$

Відхилення номіналів резисторів 5%, тобто $K_r = 0,95$.

Підставляємо дані в формулу (3.17):

$$P = 220 \cdot ((220 - 2 \cdot 0,65) / 629100 \cdot 0,95 + (220 - 2 \cdot 0,65 - 4,95) / 60000 \cdot 0,95) = 0,92 \text{ (ВА)}.$$

Споживаний пристроєм струм від мережі в режимі очікування при номінальній мережевій напрузі, складає 4,0 мА.

Звідси $P = 220 \cdot 0,004 = 0,88 \text{ ВА}$, що знаходиться в межах розрахованої величини. Оскільки в режимі очікування пристрій являє собою чисто активне навантаження, активна потужність в даному випадку еквівалентна повної потужності: $P = 0,92 \text{ ВА} = 0,92 \text{ Вт}$.

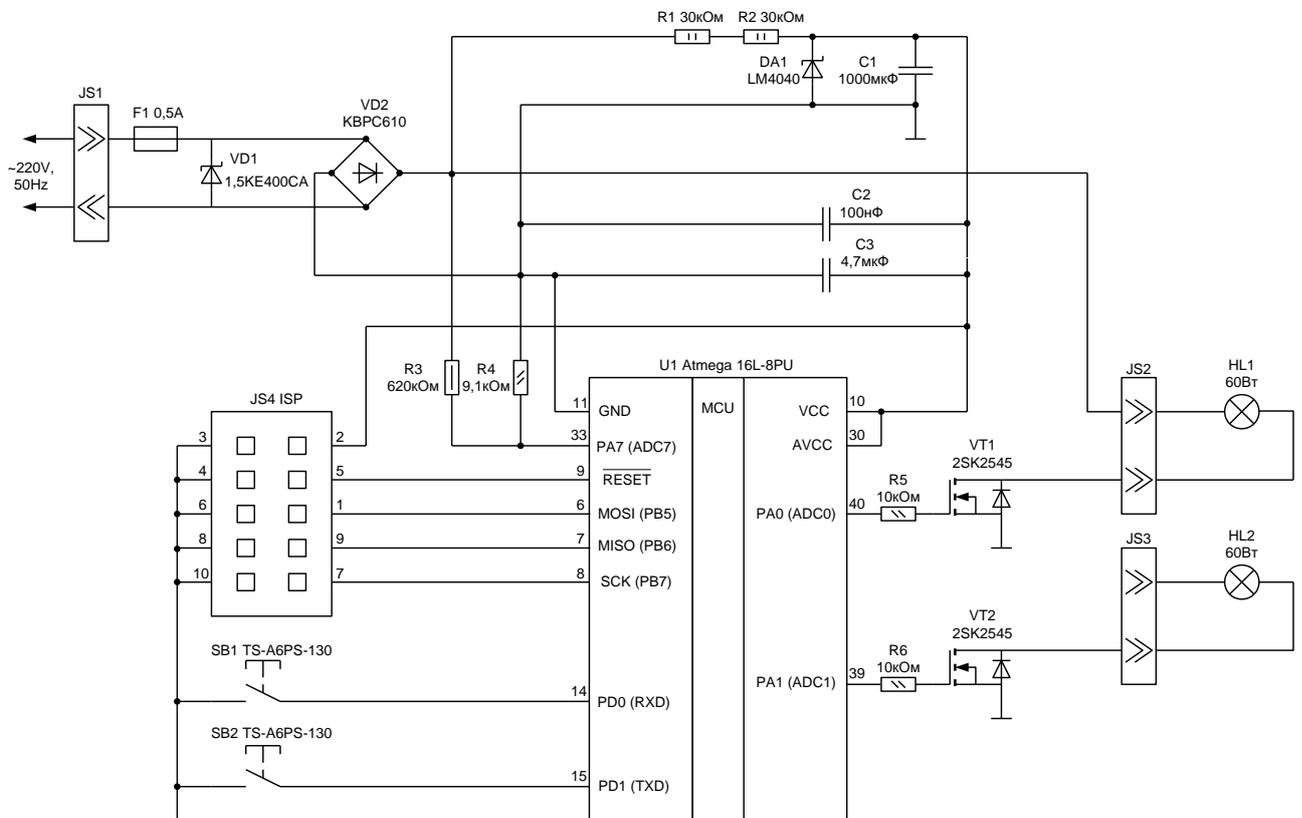


Рисунок 3.5 - Схема електрична принципова розробленого пристрою

4. РОЗРОБКА ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ

Код програми був написаний на мові асемблера і займає в пам'яті програм мікроконтролера не більше 3 КБ. Задіяно 51 байт оперативної пам'яті, 32 регістра, 45 байт незалежній пам'яті EEPROM.

Вибір мікроконтролера ATmega16, що має 16 КБ програмної пам'яті, 1 КБ SRAM, 512 байт EEPROM, і багатий набір периферійних пристроїв, зроблено для того, щоб мати можливість удосконалювати пристрій і нарощувати при необхідності його функціональні можливості. За необхідністю код програми можна перенести на інші мікроконтролери сімейства ATmega.

Алгоритм програмного керування містить наступні кроки:

1. Присвоєння імен регістрів, периферійних пристроїв, комірок оперативної пам'яті.
2. Присвоєння значень констант, не змінних користувачем.
3. Визначення власних змінних (параметрів настройки підсвічування).
4. Визначення системних змінних.
5. З'ясування причини скидання мікроконтролера і запис в пам'ять.
6. Ініціалізація периферійних пристроїв мікроконтролера.
7. Ініціалізація всіх комірок оперативної пам'яті і регістрів мікроконтролера нульовим значенням.
8. Затримка на час стабілізації напруги живлення.
9. Зчитування параметрів з EEPROM, їх перевірка, за необхідністю коригування, і копіювання в комірки ОЗП або регістри.
10. Установка початкових значень комірок оперативної пам'яті, регістрів, окремих бітів.
11. Скидання сторожового таймера.
12. Детектування переходу фази мережі через нульове значення, включення каналів.
13. Вимірювання.

14. Автоматичне вимкнення першого каналу, автоматичне вимкнення другого каналу

15. Скидання таймерів автоматичного вимкнення.

16. Читання і запис EEPROM.

17. Генерація псевдовипадкового числа, формування затримки.

18. Запис інформації про спрацювання невикористаного переривання.

19. Перехід до точки виклику переривання

Кожен блок буде починатися з назви того файлу, в якому розміщено програмний код даного блоку. Підпрограми будуть позначені блоком меншого горизонтального розміру. Серед них є підпрограми (або функції, які для спрощення теж називаються підпрограмами), що повертають значення.

Далі розглянемо основні елементи програмної частини проекту. Лістинг програми наведено в Додатку до проекту. Алгоритм роботи каналів повністю ідентичний, тому в назвах реєстрів, процедур і т.п. номер каналу або не вказується зовсім, або позначено буквою "X" або "x". Команди, які починаються з символу коментаря на початку рядка, призначені для полегшення розробки, налагодження і тестування. Вони прискорюють хід виконання програми на етапі налагодження.

Програма оптимізована за швидкодією, через те що менший час для виконання коду означає більше значення максимальної яскравості, яке можна досягти. Від виконання процедури ADCSampling залежить якість стабілізації, що полягає у тому, наскільки швидко пристрій буде реагувати на коливання напруги. У поточній реалізації процедура ADCSampling виконується за 21 мкс [16].

Простір незалежної пам'яті розділено на три області. В першій області зберігаються параметри пристрою, що настроюються користувачем. В другій області зберігаються системні змінні. В третій області зберігаються результати діагностики. Перша область відділена від другої декількома порожніми комірками, значення яких дорівнюють \$FF. Третя область знаходиться в кінці адресного простору. Так зроблено для зручності сприйняття даних, а також для

спрощення орієнтації в файлі EEPROM `dimmer.eep`, коли потрібно визначити параметри налаштування пристрою. Перші 16 комірок EEPROM не використовуються. Крім зручності сприйняття, це оберігає вміст першої комірки від випадкової зміни, коли регістр адреси EEPROM дорівнює нулю. Нульове значення присвоюється цьому регістру під час ініціалізації (блок `Reset.asm`). З тієї ж самої причини не використовується і остання комірка EEPROM, щоб виключити зміну її вмісту, коли регістр адреси дорівнює максимальному значенню `$01FF`.

Беручи до уваги обмежену кількість циклів перезапису EEPROM (100000 відповідно до паспортних даних) [6], в пам'яті зберігаються тільки найбільш необхідні дані: рівень встановленої користувачем яскравості і поточний стан пристрою.

Переривання в програмі не задіяні. Програмний код, розташований в блоці `Main.asm`, виконується в нескінченному циклі. Так як детектування переходу напруги мережі через нуль здійснюється в кожному напівперіоді, цикл `Main.asm` повторюється кожні 10 мс. Тим самим за рахунок відмови від команд роботи зі стеком і команди `RETI` вдається підвищити швидкодію. Однак, спрацьовування будь-якого переривання фіксується і запам'ятовується в EEPROM (підпрограма `WrongINT.asm`) з метою діагностики несправностей. З тією ж метою запам'ятовується причина, яка викликала скидання мікроконтролера (блок `ResetCause.asm`). Комірки діагностики знаходяться в кінці області EEPROM. Свідченням про наявність несправності буде ситуація, коли значення хоча б однієї комірки відмінно від нуля.

Сторожовий таймер налаштований на 2 секунди, що є максимальним період його спрацьовування. Чим більше інтервал, тим легше буде помітити спрацьовування таймера. Особливо це допомагає на етапі налагодження.

Супервізор живлення запрограмовано на мінімальний поріг 2,7 В. За рахунок цього буде забезпечено надійний запуск мікроконтролера з урахуванням великої місткості конденсатора, який встановлено в фільтрі

живлення. Супервізор буде гарантувати стабільний запуск незалежно від того, на який час пропаде напруга в мережі.

Енергозберігаючі режими в програмі не використовуються. Це пов'язано з тим, що протягом приблизно 9,5мс кожного напівперіоду буде виконуватися безперервний вимір напруги, а в решту часу 0,5мс буде виконуватися основна програма. Переводити мікроконтролер на такий короткий час в сплячий режим не є ефективним, бо повернення мікроконтролера з будь-якого сплячого режиму вимагає додаткових витрат часу, що позначиться на швидкодії.

Вимкнення АЦП на час виконання основної програми теж не є ефективним, через те, що при цьому споживаний мікроконтролером струм знижується всього на 10мкА. Під час ініціалізації мікроконтролера компаратор і інтерфейс JTAG з метою зниження енергоспоживання відключаються [16].

Виходи мікроконтролера перемикаються одночасно. Це необхідно для забезпечення рівних тимчасових затримок і для того, щоб обидва канали працювали однаково. З цією метою в програму введено спеціальний буферний регістр rOutChannels. Зміна стану виходів здійснюється тільки командою OUT rMainOut, rOutChannels. Після старту мікроконтролера буферний регістр містить копію стану порту rMainOut, більшість виводів якого, за аналогією з іншими невикористовуваними виводами, налаштовані як входи з внутрішніми підтягуючими резисторами. Тому ніякі біти регістра rOutChannels (крім двох старших) не повинні модифікуватися програмою. Також не повинен змінюватися стан порту безпосередньо, тому що будь-яка зміна буде перезаписана вмістом буферного регістра.

Оскільки висока точність вимірювань не потрібна, АЦП з роздільною здатністю 10 біт буде використовуватися в режимі 8-бітного перетворення. Це дозволить йому працювати на максимальній частоті (500 кГц) і забезпечити тим самим високу швидкодію. Зменшений до 8 біт дозвіл служить також додатковим захистом від завад., АЦП працює в режимі автозапуску, сигналом якого є закінчення попереднього циклу перетворення. Це зроблено для

скорочення кількості команд управління. Перше перетворення запускається при ініціалізації мікроконтролера.

Таймери в програмі не використовуються через те, що вони створюють завади роботі АЦП. Для виключення цього явища існує спеціальний енергозберігаючий режим АЦП "ADC Noise Reduction".

Після закінчення ініціалізації всіх регістрах і комірок ОЗП присвоюється нульове значення (блок SRAMInit.asm). В результаті, не потрібно пам'ятати про те, щоб всі змінні були проініціалізовані, тобто не містили б випадкових значень. Як наслідок, значно полегшується їх пошук.

Після ініціалізації регістрів і оперативної пам'яті продовження програми призупиняється на кілька секунд (здійснюється програмна затримка). За цей час напруга живлення мікроконтролера і зразкова напруга АЦП встигають досягти номінального рівня. Для підвищення швидкодії задіяні комірки EEPROM копіюються перед початком роботи або в регістри, або в оперативну пам'ять (блок Startup.asm). У більшості випадків для цієї мети використовується спеціальний макрос EEPROMtoSRAM, що знаходиться в файлі Macros.asm. При такому підході з'являється можливість перевірки лічених з EEPROM даних. Якщо введений користувачем параметр настройки є неприпустимим, він перетворюється до найближчого допустимого значення. Ця дія виконується тільки для тих комірок, допустимі значення яких однозначні, а також для тих, неприпустимі значення яких можуть привести до явних помилок в роботі пристрою. Значення деяких комірок навмисне обмежені діапазоном, зручним для сприйняття і запам'ятовування.

Перед тим як передати управління основного блоку програма визначає, в якому стані знаходилося пристрій перед відключенням живлення. Залежно від результату встановлюються ті чи інші прапори, що повідомляють основній програмі про те, які дії необхідно зробити.

Одним із завдань ініціалізації є одноразове вимірювання напруги. Оскільки заздалегідь неможливо передбачити, в який момент часу об'єкт керування буде підключений до мережі, результатом цього виміру є випадкове

число, яке використовується далі в підпрограмі генератора псевдовипадкових чисел як точка відліку seed (блок Procedures.EXT.asm).

Перша команда основного блоку - скидання сторожового таймера. Це єдине місце у всій основній програмі, де здійснюється скидання цього таймера.

Для детектування моменту переходу напруги мережі через нуль використовується наступний алгоритм: АЦП циклічно виробляє зчитування вхідної напруги і порівнює результат перетворення з попереднім результатом вимірювання. Як тільки відбувається збіг, подається команда на включення каналів, і цикл завершується. Команда на включення каналів подається тільки тоді, коли поточний результат вимірювання стає більше попереднього, що дозволяє підвищити завадостійкість. Мікроконтролер буде детектувати заваду як напругу, що перевищує попередню. Це призведе до моментального виходу з циклу, що буде практично не помітно. У звичайному режимі мікроконтролер здійснить вихід з циклу, як тільки напруга мережі змінить напрямок з спадної на зростаючу, тобто відразу після переходу напруги мережі через нуль. Таким чином, відпадає необхідність в кварцовому резонаторі, калібруванні внутрішнього генератора і калібруванні АЦП. Також не потрібна додаткова константа і налаштування пристрою під конкретний мікроконтролера.

У функції автоматичного вимкнення процентне значення, на яке зменшується яскравість, обмежене інтервалом від 10% до 90%. Такий діапазон добре підходить для візуального сприйняття. Крім того, зменшення яскравості менш ніж на 10% непомітно.

Для визначення значення регістра rSoftOffBrightChX, що зберігає величину зменшеної яскравості з урахуванням заданого користувачем відсотка, з метою прискорення програми використовується табличний метод (таблиця PercentageTable). Для кожного заданого користувачем значення відсотка Y, в таблиці знаходиться округлене число X, заздалегідь розрахований за формулою: $X = ((100 - Y) / 100) \cdot 256$. Таблиця складається з 81 комірки. Коли закінчується час безперервної роботи каналу, відбувається звернення до таблиці, потім поточне значення яскравості множиться на отримане з таблиці число. Оскільки

це число попередньо було помножено на 256, результат ділиться на 256 шляхом простого відкидання старшого байта, після чого результат округляється.

Брязкіт контактів кнопок SB1 і SB2 усувається завдяки тому, що основна програма опитує їх стан кожен напівперіод, тобто кожні 10 мс. Усунення брязкоту також сприяє наявності внутрішнього тригера Шмітта і лінії затримки на входах мікроконтролера.

Реалізація обробника кнопок заснована на аналізі значення регістра `rButtonXHoldTime`, в якому зберігається тривалість утримування кнопки в натиснутому положенні, а також на порівнянні його значення з константою `cButtonOnHoldSense`, що визначає часовий поріг, починаючи з якого натискання на кнопку розпізнається як утримування. Цей поріг дорівнює 1 секунді.

Регістр `rButtonXHoldTime` може мати чотири значення:

- 1) `rButtonXHoldTime` = 0 (кнопка не було натиснута);
- 2) $0 < rButtonXHoldTime < cButtonOnHoldSense$ (кнопка натиснута);
- 3) `rButtonXHoldTime` = `cButtonOnHoldSense` (кнопка утримується);
- 4) `rButtonXHoldTime` = 255 (кнопка залишається в натиснутому положенні після утримування).

Останнє значення сигналізує про те, що треба дочекатися відпускання кнопки. Поки цей момент не настане, ніякі дії, пов'язані з обробкою стану кнопки, не виконуються.

Підпрограми читання і запису EEPROM працюють тільки з першими 256 байтами. Це спрощує адресацію, тому що старший регістр адреси завжди дорівнює нулю і не використовується. Якщо в момент звернення до EEPROM йде обробка попереднього запиту, то підпрограма читання чекає його закінчення. Підпрограма запису в аналогічній ситуації негайно припиняється. Це цілком припустимо, оскільки затримка запису навіть в кілька десятків мілісекунд не порушує роботу основної програми і не помітна для користувача.

Для підвищення швидкості виконання підпрограми і скорочення кількості коду вміст регістра SREG не зберігається, хоча підпрограма змінює стан деяких його прапорів.

ВИСНОВКИ

У процесі виконання дипломної роботи було розроблено пристрій автоматичного керування освітленням. Актуальність теми роботи визначена тим, що завданням в процесі проектування була розробка пристрою, який відрізнявся би новизною і простотою.

Перевагою розробленого пристрою у порівнянні з аналогічними пристроями, які мають схожу конструкцію, є усунення досить великого споживання електроенергії, високого нагріву корпусу при максимальному значенні яскравості освітлювальних ламп, відсутності додаткових функцій. Також розроблений пристрій поліпшив показники по енергозберігаючим нормам.

В процесі розробки було опрацьовано велику кількість вітчизняних і зарубіжних джерел, в тому числі інформацію з мережі Інтернет, технічні характеристики і принцип дії пристроїв-аналогів.

В процесі розробки був складений алгоритм управління, проведений розрахунок елементів електричної схеми, згідно з довідкових даних, розроблене програмне забезпечення мікроконтролера. Результати роботи представлені у вигляді електричної принципової схеми та лістингу програми керування пристроєм.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Методичні вказівки до виконання комплексного курсового проекту фахового напрямку 0908 "Електроніка" /Укладачі: кафедра електроніки і комп'ютерної техніки. – Суми: Вид-во СумДУ, 2008. – 20с.
2. Бабич М.П., Жуков І.А. Комп'ютерна схемотехніка: Навчальний посібник.-К.:»МК-Прес», 2004. – 412 с., іл.
3. Схемотехніка електронних систем: Кн..3. Мікропроцесори та мікроконтролери: Підручник / В.П.Бойко, А.М. Гуржій, В.Я.Жуйков та ін. – 2-ге вид., допов. і переробл. – К.: Вища шк., 2004 – 399 с., іл.
4. Мікропроцесорна техніка: 2-ге вид., переробл. та доповн.- К.: ІВЦ «Видавництво «Політехніка»»; «Кондор», 2004 р.
5. Борисенко О. А. Керуючі системи: навч. посіб. / О. А. Борисенко. – К.: ЦНЛ, 2004. – 216 с.
6. ATMEGA16L Datasheet - ATMEL Corporation [Електронний ресурс]: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/174744/ATMEL/ATMEGA16L.html>
7. А. Евсеев "Стабілізований регулятор потужності" // Радіо, 2002р., №4, стр.36.
8. М. Марков "АЦП з інтерфейсом RS-232" // Радіо, 2005р., №2, с. 26.
9. G. Howell "Five questions about resistors" // EDN, 9/28/2006 р.
10. «Автоматизація неперервних технологічних процесів» Навчальний посібник для технічних спеціальностей вищих навчальних закладів, під редакцією Проця Я.І., Тернопіль. 2008 р.
11. J. Israelsohn "Miller on edge: The role of Miller capacitance in nonlinear circuits" // EDN, 3/29/2007.
12. C. Hillman "Common mistakes in electronic design" // EDN, 12/14/2007.
13. А. Колпаков "Особливості застосування електролітичних конденсаторів" // Схемотехніка, 2000р., №2, с. 30.

14. "The Do's and Don'ts of Using MOS-Gated Transistors" – Application Note AN-936, International Rectifier.

15. "TVS/Zener Theory and Design Considerations" – Handbook, Rev. 0, Jun, 2005.

16. "Characterization and Calibration of the ADC on an AVR" – Application Note AVR120, 02/06, Atmel Corporation.