

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

бакалавр

(назва освітнього ступеня)

на тему: Boost-конвертер для полікристалічних сонячних панелей

Виконав(ла): студент(ка) 4 курсу, групи РАс-41
спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

	<u>Брегін С.І.</u> (прізвище та ініціали)
Керівник	<u>Яськів В.І.</u> (прізвище та ініціали)
Нормоконтроль	<u>Паляниця Ю.Б.</u> (прізвище та ініціали)
Завідувач кафедри	<u>Дунець В.Л.</u> (прізвище та ініціали)
Рецензент	<u>Дедів Л.Є.</u> (прізвище та ініціали)

Міністерство освіти і науки України
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії
(повна назва факультету)

Кафедра радіотехнічних систем
(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Дунець В.Л.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

«24» травня 2023 р.

**ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ**

на здобуття освітнього ступеня бакалавр
(назва освітнього ступеня)

за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва спеціальності)

студенту Брегіну Сергію Ігоровичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Boost-конвертер для полікристалічних сонячних панелей

Керівник роботи Яськів Володимир Іванович, д.т.н., професор
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від « 24 » 05 2023 року № 4/7-575

2. Термін подання студентом завершеної роботи 13.06.2023 р.

3. Вихідні дані до роботи Вхідна напруга – 6-9 В; вихідна напруга – 12 В; вихідний струм – до 3 А; наявність кіл захисту від короткого замикання, стабілізація вихідної напруги та контроль струму навантаження; вузли індикації режимів роботи.

4. Зміст роботи (перелік питань, які потрібно розробити)

аналіз технічного завдання; аналіз схемних рішень виконання виробу;

розроблення схеми структурної виробу, схеми електричної принципової,

розрахунок номіналів елементів схеми електричної принципової; конструювання виробу,

а саме: обґрунтування вибору елементної бази, трасування друкованої плати,

розробка компоновки друкованого вузла.

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

1. Структурна схема;

2. Схема електрична принципова;

3. Друкована плата;

4. Друкований вузол;

АНОТАЦІЯ

Тема кваліфікаційної роботи: «Boost-конвертер для полікристалічних сонячних панелей». Кваліфікаційна робота бакалавра // ТНТУ імені Івана Пулюя, ФПТ, група РАС-41. // Тернопіль, 2023р. //с.- 54, рис.- 15, бібліог.- 12, додат.- 3.

Ключові слова: BOOST КОНВЕРТЕР, ПЕРЕТВОРЮВАЧ, СОНЯЧНА ПАНЕЛЬ.

В роботі проведено розробку Boost-конвертера для полікристалічних сонячних панелей. Проведено аналіз принципів застосування сонячних панелей та необхідності розроблення конвертера для можливості заряджання акумуляторних батарей. Розроблено схеми структурну та електричну на основі мікросхеми Boost контролера LM2577-ADJ. Проведено розрахунки та вибір компонентів. Розроблено рисунок плати та креслення вузла конвертера. Технічні вимоги до конвертера: діапазон вхідних напруг – 6-9 В; значення вихідної напруги – 12 В; максимальний струм заряду акумуляторної батареї – 3 А; наявність кіл захисту від короткого замикання по виходу; стабілізація вихідної напруги та контроль струму навантаження; вузли індикації режимів роботи.

SUMMARY

Theme of qualification work: "Boost converter for polycrystalline solar panels". Qualifying work of a bachelor // TNTU, FPT, group RAs-41. // Ternopil, 2023 //p.- 54, fig.- 15, bibliog.- 12, appendix- 3.

Key words: BOOST CONVERTER, CONVERTER, SOLAR PANEL.

The work includes the development of a Boost converter for polycrystalline solar panels. An analysis of the principles of using solar panels and the need to develop a converter for the possibility of charging batteries was carried out. Structural and electrical schemes have been developed based on the Boost microcircuit of the LM2577-ADJ controller. Calculations and selection of components were carried out. The drawing of the board and the drawing of the converter unit were developed. Technical requirements for the converter: input voltage range – 6-9 V; the value of the output voltage is 12 V; the maximum battery charge current is 3 A; presence of output short-circuit protection circuits; output voltage stabilization and load current control; work mode indication units.

Зміст

Вступ.....	7
1 Основна частина.....	9
1.1 Аналіз технічного завдання.....	9
1.2 Аналіз типів та особливостей роботи регуляторів струму та напруги.....	9
1.3 Розробка схеми структурної конвертера.....	33
1.4 Розробка схеми електричної принципової.....	34
1.5 Розрахунки елементів.....	35
1.6 Вибір і обґрунтування компонентної бази.....	36
1.7 Розробка компоновки та монтажу блоку живлення.....	40
1.8 Висновки до розділу 1.....	43
2 Безпека життєдіяльності, основи охорони праці.....	44
2.1. Електробезпека при роботі з конвертером.....	44
2.2. Долікарська допомога при шоку.....	46
2.3. Висновки до розділу.....	51
Висновки.....	52
Список використаних джерел.....	53
Додатки	

					БСІ 2.087.001 ПЗ			
<i>Зм</i>	<i>Арк</i>	<i>№ докум</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дат</i>				
<i>Розроб.</i>		Брегін С.І.			Boost-конвертер для полікристалічних сонячних панелей			<i>Літ</i>
<i>Перев.</i>		Яськів В.І.					6	<i>Аркуш</i> 54
					Пояснююча записка			ТНТУ, ФПТ, РАс-41

Вступ

Актуальність теми. Враховуючи складну ситуацію в області електроенергетики в усій країні важливим є забезпечення можливості отримання електроенергії альтернативними способами, зокрема шляхом використання енергії відновлюваних джерел. Сюди можна віднести сонячну енергію та отримання із неї електроенергії із допомогою так званих сонячних панелей. Сьогодні на ринку подібних товарів представлені сонячні панелі різної структури та принципів функціонування, зокрема на основі полікристалічної та монокристалічної структури. Перші є дешевшими та придатні для створення досить простих альтернативних джерел електроенергії, які можна використати для створення простих низьковольтних систем освітлення чи систем, здатних заряджати мобільні телефони чи інші гаджети. При цьому варто відмітити, що генерувати електроенергію такі низьковольтні панелі можуть лише в світлу прудня. В темну пору отримати електроенергію не вдасться. Однак це можна зробити шляхом накопичення електроенергії, яка отримується з допомогою сонячних панелей в день з допомогою акумуляторної батареї (зокрема гелієвої), та використовувати цю накопичену енергію в темну пору дня.

Однак, робоча напруга акумуляторних батарей зазвичай становить 12 В, тоді як вихідна напруга малогабаритних полікристалічних сонячних панелей може становити 6-9 В, як наприклад для портативних панелей Sclamp CL-638wp 3.8W 6V IP65 при струмові в навантаженні 0,7 А. Можливо з'єднати декілька таких панелей паралельно і отримати більше значення струму навантаження, однак вихідна напруга буде недостатньою для заряджання акумуляторних батарей.

Для цього проводиться розроблення підвищуючого або так званого Boost-конвертора, який проведив би підвищення напруги до 12 В з здатністю регулювання та стабілізації *Iзар* АКБ і індикації режимів роботи конвертора.

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		7

Практичне значення одержаних результатів. Результати можуть бути застосовані при розробці модулів системи заряджання акумуляторних батарей від генерованої полікристалічними сонячними панелями напруги.

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		8

1. Основна частина

1.1 Аналіз технічного завдання

В роботі потрібно розробити Boost-конвертер для полікристалічних сонячних панелей, який проведив би підвищення вихідної напруги панелей 6-9 В до значення 12 В та мав би можливість регулювання та стабілізації струму заряджання акумуляторної батареї і індикації режимів роботи конвертера.

Технічні вимоги до конвертера:

1. $U_{вх}$ – 6-9 В;
2. $U_{вих}$ – 12 В;
3. Максимальний струм заряду акумуляторної батареї – 3 А;
4. Стабілізація вихідної напруги та контроль струму навантаження;
5. Вузли індикації режимів роботи

Таким чином конвертер має працювати в режимі підвищення напруги та регулювання цієї напруги і $I_{нав}$. Розглянемо спочатку схемні рішення виконання регуляторів струму та напруги для вибору власного рішення.

1.2 Аналіз типів та особливостей роботи регуляторів струму та напруги

Проаналізуємо поширені топології, які зазвичай використовуються для реалізації лінійних і імпульсних конструкцій джерел живлення. Кожна топологія має як загальні, так і унікальні властивості, і потрібно вибрати топологію, яка найкраще підходить для передбачуваного застосування. Так, деякі топології найкраще використовувати для автономних перетворювачів змінного/постійного струму при менших вихідних потужностях ($< 200 \text{ Вт}$), інші – кращі при вищих вихідних потужностях. Знову ж таки, для вищої $U_{вх}$ змінного струму (скажімо, $> 220 \text{ В}$ змінного струму), інші – кращі при нижчій

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		9

вихідній напрузі змінного струму. Подібним чином деякі матимуть переваги при вищих вихідних напругах постійного струму (скажімо, $> 200\text{ В}$), а інші мають перевагу при нижчих напругах постійного струму. Для пристроїв, де потрібно кілька вихідних напруг, деякі топології матимуть меншу кількість вузлів або являтимуть компроміс між кількістю вузлів і надійністю, тоді як вимоги до пульсацій на вході чи виході та шуму також будуть важливим фактором. Крім того, деякі топології мають властиві обмеження, які вимагають додаткових або більш складних схем, тоді як продуктивність інших може стати важко аналізувати в деяких ситуаціях.

Розглянемо деякі з найперших і найфундаментальніших структурних топологій, які складають основу всіх лінійних і комутаційних систем живлення. До них відносяться такі регулятори:

- Лінійний регулятор
- Понижуючий регулятор
- Підвищуючий регулятор
- Інвертуючий регулятор (також відомий як flyback або buck-boost).

1.2.1. Лінійний регулятор

Щоб продемонструвати головну перевагу більш складних комутаційних регуляторів, обговорення починається з розгляду основних властивостей того, що їм передувало — лінійного або послідовного регулятора.

На рис. 1.1, а показана основна топологія лінійного регулятора. Він складається з транзистора Q1 (працює в лінійному або неперемикаючому режимі) для формування електрично змінного опору між джерелом постійного струму (V_{dc}), що створюється низькочастотним трансформатором, випрямлячами та накопичувальним конденсатором C_f , і вихід на V_o , який підключений до зовнішнього навантаження (не показано).

На рисунку 1.1 а підсилювач помилки відбирає вихідну напругу постійного струму V_o через схему резисторів подільника R1, R2 і порівнює її з

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		10

опорною напругою V_{ref} . Вихідний сигнал підсилювача помилки керує базою послідовного транзистора потужності $Q1$ через схему керування. Фазування таке, що якщо вихідна напруга постійного струму V_o має тенденцію до збільшення (скажімо, в результаті збільшення $I_{вх}$ або зменшення $I_{вих}$), напруга керування бази послідовного транзистора зменшується. Це збільшує опір елемента послідовного переходу $Q1$ і, отже, контролює вихідну напругу. Ця ланка негативного зворотного зв'язку працює у зворотному напрямку для будь-якого зниження вихідної напруги, таким чином, що підсилювач помилки збільшує напругу до $Q1$, зменшуючи опір колектор-емітер, таким чином зберігаючи значення V_o постійним.

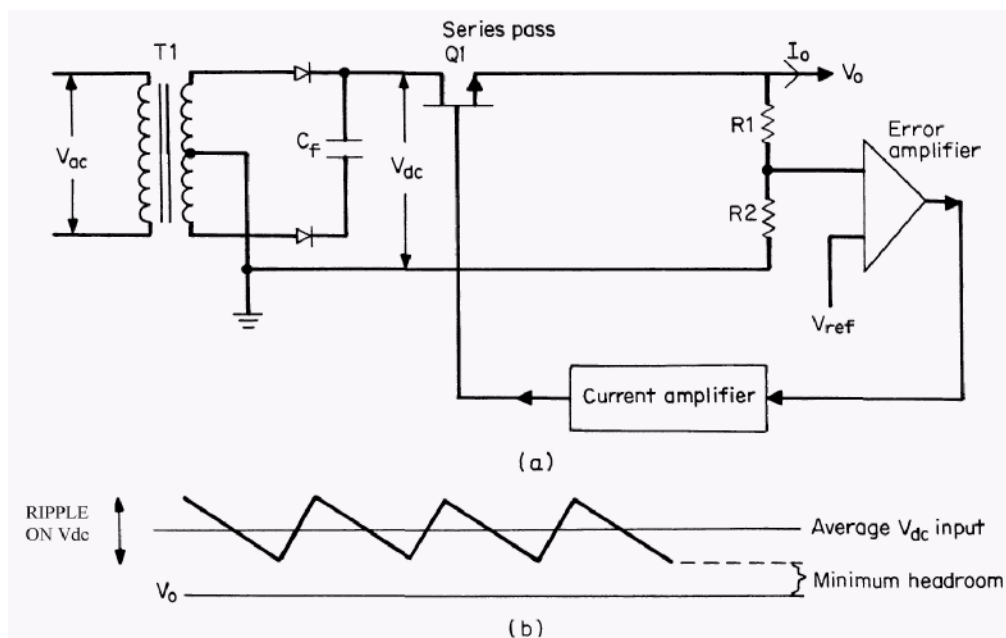


Рис. 1.1. Основна топологія лінійного регулятора.

Форма сигналу показує пульсації, які зазвичай присутні на нерегульованому вході постійного струму (V_{dc}). Транзистор $Q1$, між джерелом постійного струму при C_f та вихідним навантаженням у V_o , діє як електрично змінний опір. Ланка негативного зворотного зв'язку через підсилювач помилки змінює ефективний опір $Q1$ і підтримуватиме V_o постійним, за умови, що вхідна напруга значно перевищує вихідну напругу,

(b) На рисунку 1.1b показано мінімальний необхідний диференціал напруги на вході та виході (або запас) в лінійному регуляторі. Для типового послідовного транзистора NPN необхідна мінімальна різниця $U_{вх}$ та $U_{вих}$ (запас) щонайменше в 2,5 В між V_0 та нижньою частиною вхідної пульсації C_f при мінімальній напрузі на вході $V_{ас}$.

Загалом, будь-яка зміна $U_{вх}$ через, наприклад, зміну $U_{вх}$ мережі змінного струму, пульсації, стаціонарні зміни на вході чи виході, а також будь-які динамічні зміни, що є наслідком швидких змін навантаження в межах проектного діапазону допуску, поглинається через послідовний елемент. Це підтримує постійну вихідну напругу в обсязі, який визначається коефіцієнтом підсилення підсилювача зворотного зв'язку з розімкненим контуром.

Імпульсні регулятори мають трансформатори та швидкі дії перемикачів, які можуть спричинити значний радіочастотний шум. Однак у лінійному регуляторі контур зворотного зв'язку повністю пов'язаний по постійному струму. У циклі немає перемикачів. У результаті всі рівні напруги постійного струму є передбачуваними та обчислюваними. Цей низький РЧ-шум може бути великою перевагою в деяких пристроях, і тому лінійні регулятори все ще мають місце в сучасних джерелах живлення, навіть незважаючи на низьку ефективність. Крім того, оскільки втрати потужності в основному зумовлені постійним струмом і напругою на Q_1 , втрати та загальний ККД легко обчислити.

Деякі обмеження лінійного регулятора.

Цей простий послідовно-прохідний лінійний регулятор зі зв'язком по постійному струму був основою індустрії джерел живлення до початку 1960-х років.

Ефективність регулювання дуже низька, що призводить до значних втрат потужності, що вимагає відносно великих радіаторів, потрібно використовувати великі і важкі силові агрегати.

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		12

Основним обмеженням лінійного регулятора є неминуче велике розсіювання в послідовному елементі. Зрозуміло, що весь струм навантаження повинен проходити через прохідний транзистор Q1, і його розсіювання становитиме $(V_{dc} - V_0)(I_0)$. Мінімальна різниця $(V_{dc} - V_0)$, запас, зазвичай становить 2,5 В для NPN-транзисторів. Поки що припустимо, що конденсатор фільтра достатньо великий, щоб створити незначну пульсацію. Зазвичай необроблений постійний струм надходить від випрямленої вторинної обмотки трансформатора 50 Гц. У цьому випадку витки вторинної обмотки завжди можна вибрати таким чином, щоб випрямлена вторинна напруга була близько $V_0 + 2,5 \text{ В}$. У цей момент втрата потужності в Q1 буде досить низькою.

Однак, коли вхідна напруга змінного струму досягає високої допустимої межі, напруга на Q1 буде набагато більшою, а її розсіювання буде більшим, що знижує ефективність джерела живлення. Завдяки мінімальним вимогам до запасу напруги 2,5 В, цей ефект набагато більш виражений при нижчих вихідних напругах.

Припустимо, що мінімальний запас має становити 2,5 В, і це має бути гарантовано в нижній частині вхідної форми пульсацій на нижній межі діапазону $U_{вх}$ змінного струму. Ефективність регулятора можна розраховується для різних припущених вхідних допусків змінного струму та вихідної напруги.

Нехай діапазон вхідної напруги становить $\pm T\%$ від номінальної. Вторинні витки трансформатора будуть вибрані таким чином, щоб напруга в нижній частині форми пульсацій була на 2,5 В вище бажаної вихідної напруги, коли вхід змінного струму знаходиться на нижній межі.

Нехай пульсаційна напруга від піку до піку буде V_r вольт. Коли вхідний змінний струм знаходиться на низькій межі допуску, середня або постійна напруга на вході транзистора буде

$$V_{dc} = (V_o + 2.5 + V_r/2) \quad (1.1)$$

Коли вхід змінного струму досягає високої межі допуску, напруга постійного струму на вході транзистора становить

$$V_{dc(max)} = \frac{1 + 0.01T}{1 - 0.01T} (V_o + 2.5 + V_r/2) \quad (1.2)$$

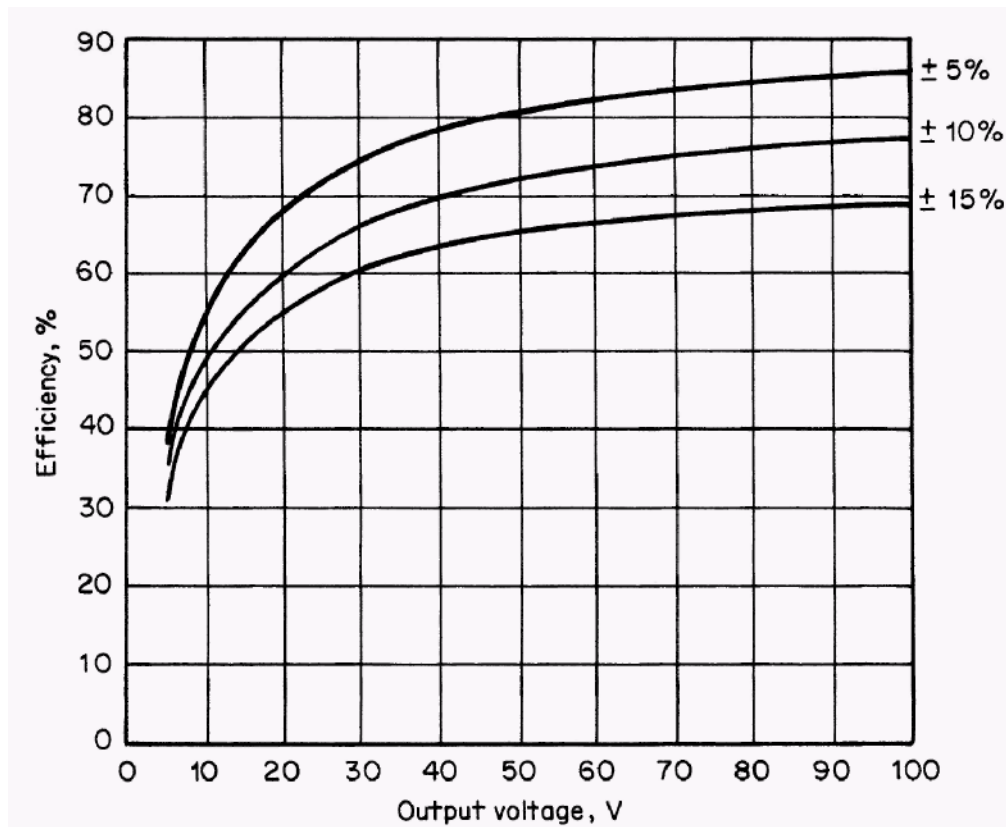


Рис. 1.2 Залежність ефективності лінійного регулятора від вихідної напруги.

Ефективність, показана для максимального входу змінного струму, припускаючи, що запас 2,5 В підтримується в нижній частині форми пульсацій при мінімальному вході змінного струму. Передбачається, що у верхній частині конденсатора фільтра пульсація становить вісім вольт від піку до піку.

Максимально досяжна ефективність у найгіршому випадку (яка виникає за максимальної вхідної напруги i , отже, максимальної вхідної потужності)

$$\begin{aligned} \text{Efficiency}_{\max} &= \frac{P_o}{P_{\text{in}(\max)}} = \frac{V_o I_o}{V_{\text{dc}(\max)} I_o} = \frac{V_o}{V_{\text{dc}(\max)}} \\ &= \frac{1 - 0.01T}{1 + 0.01T} \left(\frac{V_o}{V_o + 2.5 + V_r/2} \right) \end{aligned} \quad (1.3)$$

Це зображено на рисунку 1.2 для напруги пульсацій від піку до піку (p/p) 8 В. В низькочастотному випрямлячі повна хвиля пульсації напруги p/p становлять 8 В, якщо ємність конденсатора фільтра становить близько 1000 мікрофард на ампер постійного струму навантаження, що є промисловим стандартом.

На рисунку 1.2 видно, що навіть для виходів 10 В ефективність становить менше 50% для типового діапазону мережі змінного струму $\pm 10\%$. Загалом саме низька ефективність, вага, розмір і вартість вхідного трансформатора на 50 Гц стали рушійною силою розробки імпульсних джерел живлення.

Однак лінійний регулятор із меншим електричним шумом все ще має застосування та може не мати надмірних втрат потужності. Наприклад, якщо доступний достатньо попередньо відрегульований вхід, лінійний регулятор є розумним вибором, коли потрібен менший рівень шуму. Повні лінійні регулятори на інтегральних схемах доступні з вихідним струмом до 3 А в окремих пластикових корпусах і до 5 А в металевому корпусі. Однак розсіювання на внутрішньому послідовному транзисторі все ще може стати проблемою при більших струмах.

Лінійні регулятори з послідовними транзисторами PNP для зменшення розсіювання

Лінійні регулятори, що використовують транзистори PNP як послідовний елемент, можуть працювати з мінімальним запасом до менше ніж 0,5 В. Таким чином, вони можуть досягти кращої ефективності (рисунок 1.3).

З послідовним елементом NPN базовий струм (I_b) повинен надходити з певної точки з потенціалом, вищим за $V_o + V_{be}$, зазвичай $V_o + 1$ вольт. Якщо базовий сигнал надходить через резистор, вхідний вивід цього резистора має бути підключений до напруги навіть вище $V_o + 1$. Типовим варіантом є подача базового струму від входу постійного струму.

Зараз існує конфлікт, оскільки вхід постійного струму в нижній частині хвилі пульсацій на нижньому кінці вхідного діапазону не може бути надто близьким до необхідної мінімальної базової вхідної напруги (скажімо, $V_o + 1$). Крім того, базовий резистор R_b повинен мати дуже низьке значення, щоб забезпечити достатній базовий струм при максимальному вихідному струмі. За цих умов, на верхній межі вхідного діапазону (коли $V_{dc} - V_o$ набагато більше), R_b буде створювати надмірний струм керування. Ось чому в такому розташуванні елементів мінімальна напруга зазвичай становить 2,5 В. Вона підтримує більш постійний струм через R_b у діапазоні вхідної напруги.

Однак з послідовним PNP-транзистором (як на рисунку 1.3b) цієї проблеми не існує. Струм керування виводиться із загальної негативної лінії через підсилювач струму. Мінімальна напруга визначається лише вольт-амперною характеристикою транзистора. Це може бути менше 0,5 В, що забезпечує більш високу ефективність, особливо для застосувань із низькою напругою та значним струмом.

Хоча лінійні регулятори в інтегральному виконанні з PNP-транзисторами є в наявності, вони зачасту дорожчі, оскільки їх виготовлення є складніше.

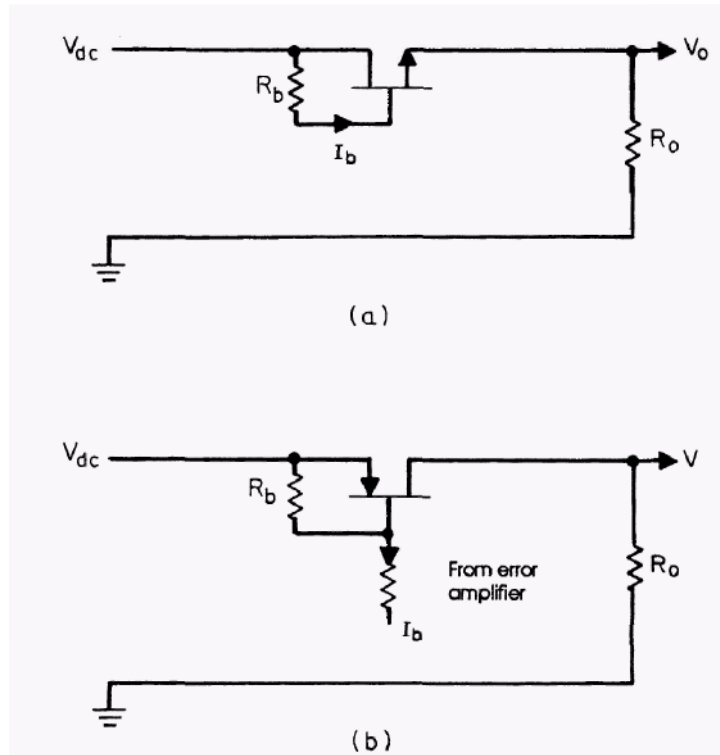


Рис. 1.3 (а) Лінійний регулятор із послідовним NPN-транзистором.
 (б) Лінійний регулятор із транзистором PNP

У цьому прикладі базовий сигнал керування береться від V_{dc} через резистор R_b . Типова мінімальна напруга 1,5 В необхідна на R_b для забезпечення базового струму, який, доданий до падіння бази-емітера, створює мінімальну напругу 2,5 В.

Лінійний регулятор із транзистором PNP. У цьому випадку базовий сигнал керування (I_b) виводиться з негативної загальної лінії через схему керування. Напруга більше не обмежена мінімумом 2,5 В, можливі значно нижчі значення.

Подібні результати можна отримати з NPN-транзисторами, встановивши транзистор у негативну зворотну лінію.

1.2.2. Зворотний комутуючий регулятор.

Високе розсіювання на послідовному транзисторі в лінійному регуляторі та великий низькочастотний трансформатор, необхідний для

роботи від електромережі, зробили лінійні регулятори непривабливими для сучасних електронних пристроїв.

Крім того, високі втрати потужності в послідовному пристрої вимагають великого радіатора та великих накопичувальних конденсаторів і роблять лінійне джерело живлення непропорційно великим.

У міру розвитку електроніки інтегральні схеми зробили електронні системи меншими. Як правило, лінійні регулятори можуть досягати щільності вихідної потужності від 0,2 до 0,3 Вт/дюйм³, і цього було недостатньо для все менших сучасних електронних систем. Крім того, лінійні джерела живлення не могли забезпечити тривалий час очікування, необхідний для контрольованого відключення цифрових систем зберігання.

Хоча технологія була добре відома раніше, імпульсні регулятори почали широко використовуватися як альтернатива лінійним регуляторам лише на початку 1960-х років, коли стали доступними відповідні напівпровідники з розумною продуктивністю та ціною. Як правило, ці нові джерела перемикання використовували транзисторний перемикач для генерації сигналу прямокутної форми від нерегульованої вхідної напруги постійного струму. Ця прямокутна хвиля з регульованим робочим циклом була застосована до фільтра вихідної потужності низьких частот, щоб забезпечити регульований вихід постійного струму.

Зазвичай фільтр представляє собою котушку індуктивності (або, точніше, дросель, оскільки він повинен підтримувати певний постійний струм) і вихідний конденсатор. Змінюючи робочий цикл, можна контролювати середню напругу постійного струму, що розвивається на вихідному конденсаторі. Фільтр низьких частот гарантував, що вихідна напруга постійного струму буде середнім значенням прямокутних імпульсів напруги (з регульованим робочим циклом), які подаються на вхід фільтра низьких частот. Типова топологія та форми сигналів показані далі на рисунку 1.4.

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		18

З відповідним чином підібраним індуктивно-конденсаторним (LC) фільтром низьких частот прямокутна модуляція може бути ефективно мінімізована, а вихідна напруга постійного струму майже без пульсацій дорівнює середньому значенню необробленого вхідного постійного струму, модульованого робочим циклом. Вимірюючи вихідну напругу постійного струму та керуючи робочим циклом перемикача в циклі негативного зворотного зв'язку, вихід постійного струму можна регулювати відносно змін напруги вхідної лінії та змін вихідного навантаження.

Сучасні дуже високочастотні імпульсні блоки живлення наразі досягають до 20 Вт/дюйм³ порівняно з 0,3 Вт/дюйм³ для старіших лінійних джерел живлення. Крім того, вони здатні генерувати безліч ізольованих вихідних напруг з одного входу. Для них не потрібен ізолюючий силовий трансформатор 50/60 Гц, і вони мають ККД від 70% до 95%. Деякі розробники DC/DC перетворювачів заявляють про густину потужності навантаження до 50 Вт/дюйм³.

1.2.3 Основні елементи та форми сигналу типового понижувального регулятора

Для спрощення розглянемо роботу на фіксованій частоті для наступних прикладів перемикаючого регулятора. У таких регуляторах період увімкнення потужності пристрою (T_{on}) регулюється для підтримки регулювання, тоді як загальний період циклу (T) фіксований, а частота, таким чином, фіксується на значенні $1/T$.

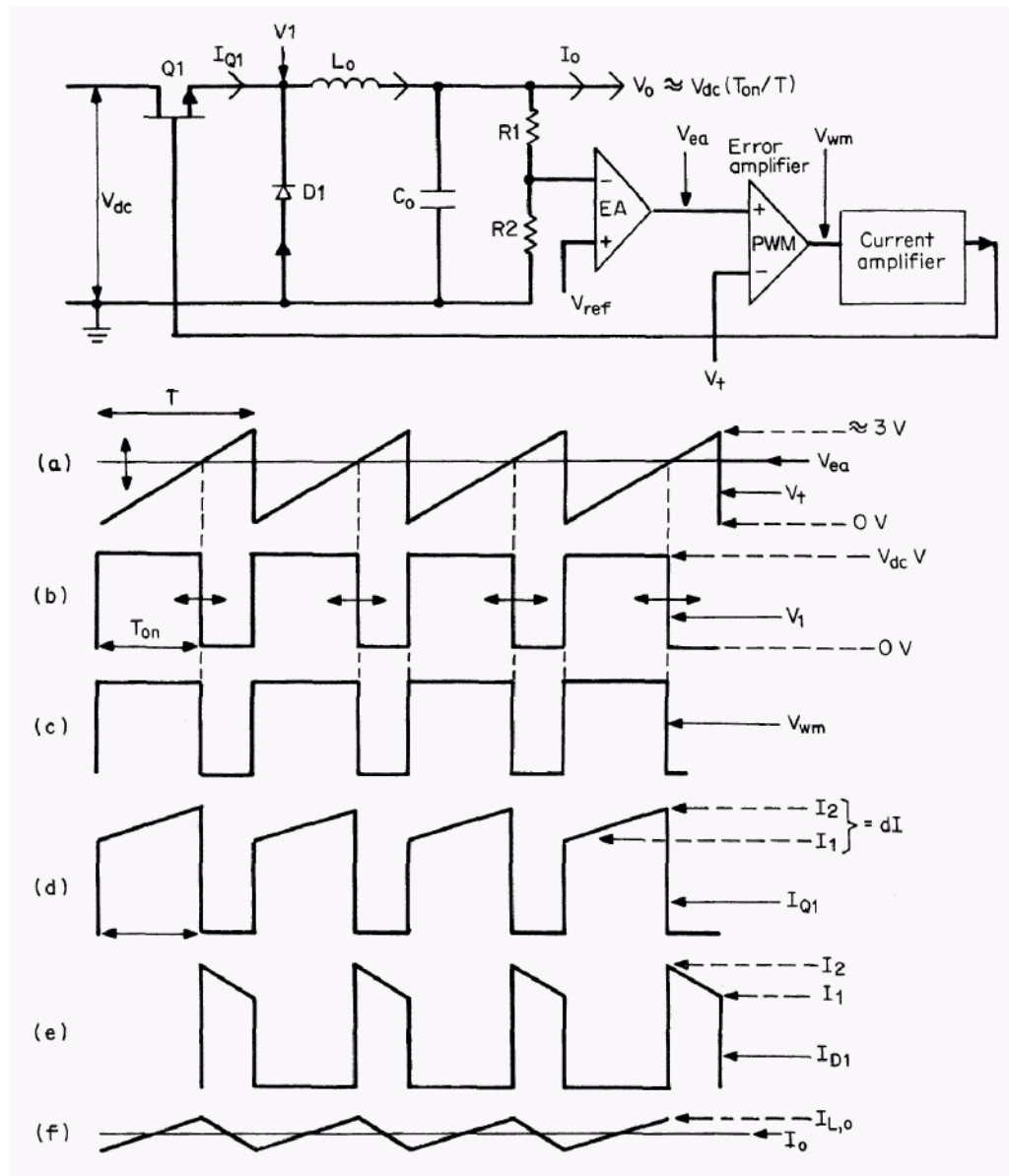


Рис. 1.4. Регулятор понижувального перемикання та типові форми сигналу.

У багатьох сучасних трактатах співвідношення T_{on}/T зазвичай називають коефіцієнтом навантаження або робочим циклом (D). В Часто можна знайти $T_{on}/(T_{on}+T_{off})$, де T_{off} — період вимкнення силового пристрою, так що $T_{on}+T_{off}=T$.

Можуть бути і інші режими. Наприклад, можна зафіксувати період увімкнення та змінити частоту, або можна використовувати обидва способи.

Основні операції регулятора.

Основні елементи понижувального регулятора показано на рисунку 1.4. Транзистор Q1 вмикається і вимикається послідовно з входом постійного струму F_{dc} для отримання прямокутної напруги в точці V1. Для керування робочим циклом із фіксованою частотою, Q1 пропускає струм протягом часу T_{on} (невелика частина загального періоду перемикання T). Коли Q1 «увімкнено», напруга в вузлі V1 дорівнює V_{dc} , припускаючи, що на даний момент падіння напруги на «включеному» Q1 дорівнює нулю.

У послідовній котушці індуктивності L_o виникає струм, що тече до виходу. Коли Q1 вимикається, напруга в V1 швидко спрямовується до землі за допомогою струму, що протікає в колі індуктивності L_o , і буде мати негативне значення, доки воно не набуде значення на рівні приблизно $-0,8$ В діодом D1.

На даний момент припустимо, що падіння «включеного» діода D1 дорівнює нулю. Квадратна напруга, показана на рисунку 1.4b, буде прямокутною в діапазоні між V_{dc} та землею (0 В) з «високим» періодом T_{on} . Середнє значення цього прямокутного сигналу становить $V_{dc}T_{on}/T$. Фільтр низьких частот L_oC_o , включений послідовно між V1 і виходом V, вилучає компонент постійного струму та дає чисту, майже вільну від пульсацій напругу постійного струму на виході з величиною V_o від $V_{dc}T_{on}/T$.

Щоб регулювати напругу, V_o визначається резисторами R1 і R2 і порівнюється з опорною V_{ref} в підсилювачі помилок (EA). Підсилена напруга постійної помилки V_{ea} подається на широтно-імпульсний модулятор (ШІМ). У цьому прикладі ШІМ по суті є компаратором напруги з пилоподібною формою хвилі на іншому вході (див. рис. 1.4a). Цей пилоподібний сигнал має період T і амплітуду, як правило, порядку 3 В. ШІМ-компаратор напруги з високим коефіцієнтом підсилення генерує прямокутний вихідний сигнал (V_{wm} , див. рис. 1.4c), який на початку пилоподібного нахилу стає високим і йде вниз у той момент, коли напруга зміни перетинає рівень U_{comp} з виходу підсилювача помилки. Таким чином,

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		21

ширина вихідного імпульсу ШІМ (T_{on}) контролюється вихідною напругою підсилювача ЕА.

Вихідний імпульс ШІМ подається в схему драйвера і використовується для керування часом «увімкнення» транзисторного перемикача Q1 всередині циклу негативного зворотного зв'язку. Фазування таке, що якщо V_{dc} стає трохи вищим, рівень постійного струму ЕА наближається до нижньої межі, яка перетинає вихідний рівень ЕА раніше, а час «увімкнення» Q1 зменшується, зберігаючи вихідну напругу постійною. Подібним чином, якщо V_{dc} зменшується, час «увімкнення» Q1 збільшується, щоб підтримувати V_o постійним. Загалом, для всіх змін час «увімкнення» Q1 контролюється таким чином, щоб вибіркова вихідна напруга постійного струму $V_o = R2 / (R1 + R2)$ точно відслідковувала опорну напругу V_{ref} .

1.2.4 Топологія імпульсного регулятора Boost.

Топологія понижувального регулятора, показана на рисунку 1.4, має обмеження в тому, що він може виробляти лише нижчу напругу з вищої напруги. З цієї причини його часто називають понижуючим регулятором.

Підвищувальний стабілізатор (рис. 1.5) показує, як дещо інша топологія може створити вищу регульовану вихідну напругу з нижчої нерегульованої вхідної напруги. Називається такий регулятор Boost, він працює наступним чином.

Котушка індуктивності $L1$ поміщається послідовно з V_{dc} , а перемикаючий транзистор Q1 - паралельно. Нижній кінець $L1$ подає струм на Q1, коли Q1 увімкнено, або на вихідний конденсатор C_o та резистор навантаження через випрямний діод D1, коли Q1 вимкнено.

Припускаючи стаціонарні умови, коли вихідна напруга та струм встановлені, коли Q1 увімкнеться (на період T_{on}), D1 матиме зворотне зміщення та не проводитиме струм. Струм лінійно зростає в $L1$ до пікового значення $I_p = V_{dc} T_{on} / L1$.

Під час відключення Q1 струм подається повністю від Co, який вибирається достатньо великим, щоб забезпечити струм навантаження протягом часу Ton із заданим мінімальним падінням.

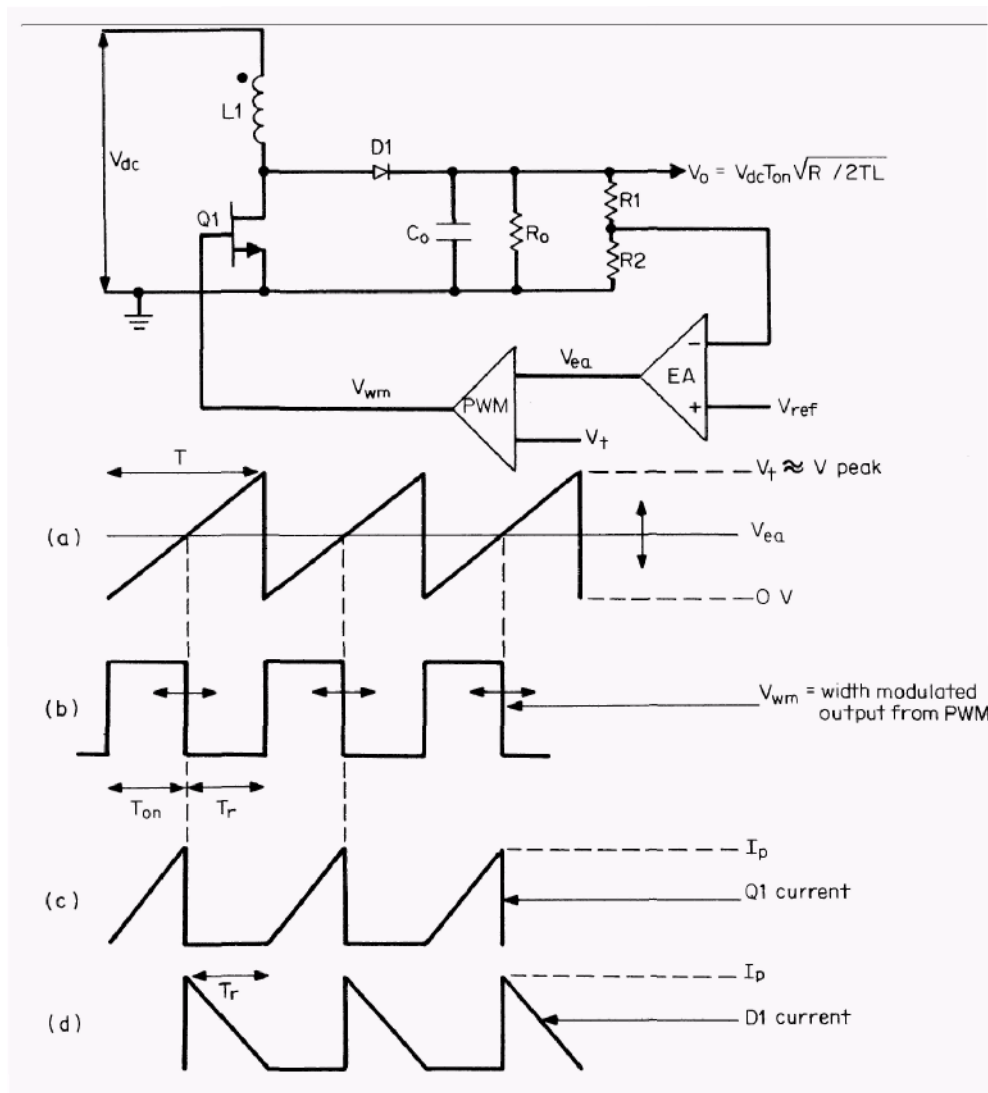


Рис. 1.5. Регулятор Boost та критичні форми сигналів. Енергія, накопичена в L1 під час увімкнення Q1, надходить на вихід через D1 з вищою вихідною напругою, коли Q1 вимикається, а полярність на L1 змінюється.

Коли Q1 вимикається, оскільки струм в індукторі не може змінитися миттєво, напруга на L1 змінюється, намагаючись підтримувати постійний струм. Тепер нижній кінець L1 стає позитивним по відношенню до $U_{вх}$. З $U_{вих} > V_o$, вищою за вхідну V_{dc} , L1 передає накопичену енергію C_o через D1. Отже, C_o підвищується до вищої напруги, ніж V_{dc} . Ця енергія поповнює

заряд, відведений від C_o , коли D_1 не проводив струм. У той же час струм також подається до навантаження від V_{dc} через L_1 і D_1 під час цієї дії.

Простіше кажучи, вихідна напруга регулюється шляхом керування часом «увімкнення» Q_1 у циклі негативного зворотного зв'язку. Якщо струм навантаження збільшується або вхідна напруга зменшується, час «увімкнення» Q_1 автоматично збільшується, щоб доставити більше енергії до навантаження, або навпаки. Таким чином, у нормальній роботі період «увімкнення» Q_1 регулюється для підтримки вихідної напруги постійною.

Дія переривчастого режиму в Boost регуляторі.

Boost регулятор працює в двох режимах залежно від стану провідності котушки індуктивності. Якщо струм індуктора досягає нуля в кінці циклу, кажуть, що він працює в розривному режимі. Якщо наприкінці циклу в індукторі залишається деякий струм, то кажуть, що він працює в безперервному режимі.

Говорячи про імпульсні регулятори, конденсатор вихідного фільтра зазвичай не включається в аналіз перетворювача. Вихідний струм імпульсного регулятора, таким чином, не є вихідним струмом постійного струму до навантаження, а радше комбінованим струмом, який протікає у вихідному конденсаторі та навантаженні паралельно.

На відміну від понижувального регулятора, Boost регулятор має безперервний вхідний струм (з деякою пульсацією), але непостійний вихідний струм для всіх режимів роботи. Тому терміни безперервний і переривчастий режим відносяться до того, що відбувається в індукторі.

Існує різка різниця в передатній функції між двома режимами роботи, яка суттєво змінює перехідні характеристики та внутрішню стабільність.

Ми розглянемо більш детально дію для переривчастого режиму роботи, при якому енергія в індукторі повністю передається на вихід протягом періоду "вимкнення" Q_1 , і ми встановимо деякі рівняння потужності та керування.

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		24

Коли Q1 вмикається, струм лінійно зростає в L1 до пікового значення $I_p = V_{dc} T_{on} / L1$. Таким чином, енергія зберігається в L1, і наприкінці періоду «ввімкнення» ця накопичена енергія буде:

$$E = 0.5 L1 I_p^2 \quad (1.4)$$

Енергія E у джоулях, яка надходить до навантаження за цикл, поділена на період T у секундах, є вихідною потужністю у ватах. Таким чином, якщо вся енергія рівняння 1.4 подається до навантаження один раз за період T, потужність до навантаження лише від L1 (припускаючи на даний момент 100% ККД) буде становити

$$P_L = \frac{1/2 L (I_p)^2}{T} \quad (1.5)$$

Однак протягом часу «вимкнення» Q1 струм у L1 зменшується до нуля, і той самий струм також тече від джерела живлення Vdc через L1 та D1, що підтримує потужність навантаження Pdc. Це дорівнює середньому струму протягом Tr, помноженому на його робочий цикл і Vdc таким чином:

$$P_{dc} = V_{dc} \frac{I_p}{2} \frac{T_r}{T} \quad (1.6)$$

Тоді загальна потужність, що надходить до навантаження, є сумою двох частин:

$$P_t = P_L + P_{dc} = \frac{1/2 L_1 (I_p)^2}{T} + V_{dc} \frac{I_p}{2} \frac{T_r}{T} \quad (1.7)$$

Але $I_p = V_{dc} T_{on} / L1$. Підставляючи I_p , в 1.7 отримуємо

$$\begin{aligned}
 P_t &= \frac{(1/2 L_1) (V_{dc} T_{on} / L_1)^2}{T} + V_{dc} \frac{V_{dc} T_{on}}{2 L_1} \frac{T_r}{T} \\
 &= \frac{V_{dc}^2 T_{on}}{2 T L_1} (T_{on} + T_r)
 \end{aligned}
 \tag{1.8}$$

Щоб переконатися, що струм у L_1 зменшився до нуля перед наступним увімкненням Q_1 , ми встановлюємо $(T_{on} + T_r)$ рівним kT , де k є часткою менше 1. Тоді

$$P_t = (V_{dc}^2 T_{on} / 2 T L_1) (kT)
 \tag{1.9}$$

Але для вихідної напруги V_o і резистора вихідного навантаження R_o ,

$$P_t = \frac{V_{dc}^2 T_{on}}{2 T L_1} (kT) = \frac{V_o^2}{R_o}
 \tag{1.10}$$

або

$$V_o = V_{dc} \sqrt{\frac{k R_o T_{on}}{2 L_1}}
 \tag{1.11}$$

Таким чином, контур негативного зворотного зв'язку підтримує вихідний сигнал постійним проти змін вхідної напруги, а вихідне навантаження R_g змінюється відповідно до рівняння 1.11. Коли V_{dc} і R_o (струм навантаження) зменшуються або збільшуються, контур буде збільшувати або зменшувати T_{on} , щоб підтримувати V_o постійним.

Дія неперервного режиму в Boost регуляторі.

Якщо струм D_1 (струм котушки індуктивності) падає до нуля перед наступним увімкненням, кажуть, що схема працює в розривному режимі.

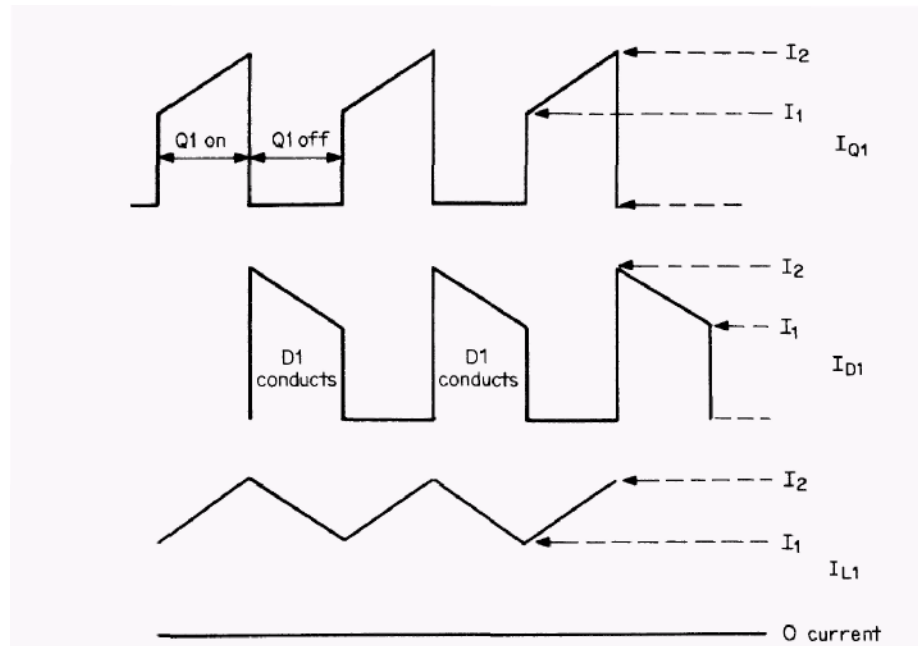


Рис. 1.6. Типові форми сигналів струму в Q1, D1 і L1 для Boost регулятора, що працює в безперервному режимі. Індуктивність L1 не встигла передати всю свою енергію навантаженню до наступного включення Q1.

Розглянемо понижувальну систему безперервного режиму, що працює в стаціонарних умовах, зі стабілізованою вихідною напругою та струмом навантаження, який підтримує безперервну провідність котушки індуктивності. Тепер ми застосуємо раптове збільшення струму навантаження. Вихідна напруга матиме тенденцію до падіння, і контур керування збільшить період «увімкнення» Q1, щоб ініціювати збільшення струму в L1. Однак потрібно кілька циклів, перш ніж струм у L1 значно збільшиться (залежно від величини котушки індуктивності, вхідної напруги та фактичного збільшення часу увімкнення Q1).

Важливо зауважити, що негайним ефектом збільшення періоду «ввімкнення» є зменшення періоду «вимкнення» (оскільки загальний період є фіксованим). Оскільки D1 проводить струм лише протягом періоду «вимкнення» Q1 (і цей період негайно скорочується), середній вихідний струм спочатку зменшиться, а не збільшиться, як було потрібно. Отже, ми маємо ситуацію, коли ми намагалися збільшити вихідний струм, але основним

ефектом було зменшення вихідного струму. Це буде повільно виправлятися, коли струм в індукторі збільшується протягом кількох циклів.

Впродовж короткого часу цей ефект вносить додатковий зсув фази на 180° у систему керування замкнутим контуром протягом перехідного періоду, коли струм I_1 зростає. Це означає нуль у правій півплощині функції передачі.

Цей ефект пов'язаний з динамічною поведінкою компонентів живлення та не може бути змінений схемою керування. Насправді ідеальна схема керування з високим коефіцієнтом підсилення та швидкою реакцією призведе до того, що період «увімкнення» досягне повної ширини імпульсу на першому імпульсі, і вихідний струм буде нульовим протягом короткого періоду. Отже, нуль у правій половині площини не може бути усунений колами компенсації. Єдиним варіантом є уповільнення швидкості зміни ширини імпульсу, щоб дозволити вихідному сигналу не відставати від надто сильного падіння.

У розривному режимі продуктивність зовсім інша. Невеликий запас часу дозволяє збільшувати період «увімкнення» без необхідності скорочувати період «вимкнення» (у межах запасу), тому проблеми немає, за умови, що запас достатньо великий, щоб врахувати зміни в ширині імпульсу.

В режимі безперервної провідності нульовий ефект правої половини площини буде виявлено в будь-якому комутаційному перетворювачі (або комбінації перетворювачів і трансформаторів), який має дію підвищувального типу в будь-якій частині кола.

Способи забезпечення переривчастої роботи Boost регулятора

З наведених вище причин розробник може віддати перевагу тому, щоб Boost регулятор залишався повністю в переривчастому режимі для повного діапазону робочих умов.

На рисунку 1.5 ми бачимо, що спадаючий струм D_1 просто спадає до нуля на початку наступного ввімкнення. Це поріг між переривчастою та безперервною роботою.

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		29

Цей поріг, як видно з рівняння 1.11, виникає при певних комбінаціях V_{dc} , T_{on}/R_g , L_I і T , які призводять до того, що струм L_I , D_I просто падає до нуля перед наступним увімкненням Q_I . На рисунку 1.5 а видно, що будь-яке подальше зменшення V_{dc} або R_o (збільшення струму навантаження) призведе до перемикання схеми в безперервний режим, так що можуть виникати коливання, якщо тільки підсилювач помилки не буде відключений на дуже низькій частоті.

Щоб уникнути цієї проблеми T_{on} має бути обрано таким чином, щоб, коли він є максимальним (тобто коли V_{dc} і R_q мають мінімальні задані значення) і струм у D_I знову впав до нуля, існував корисний робочий запас мертвого часу (T_{dt}), перш ніж Q_I знову увімкнеться.

До того моменту, коли струм в D_I повернеться до нуля, сердечник L_I буде відновлений до свого попереднього стану на петлі гістерезису, показано як B_I на рисунку 1.7. Якщо сердечник не повністю відновиться до B_I , то після багатьох таких циклів початкова точка буде дрейфувати вгору по петлі гістерезису і сердечник насититься. Оскільки імпеданс насиченого сердечника падає лише до опору його обмотки, напруга на колекторі транзистора раптово підніметься до напруги живлення, і з незначним опором на шляху транзистор вийде з ладу.

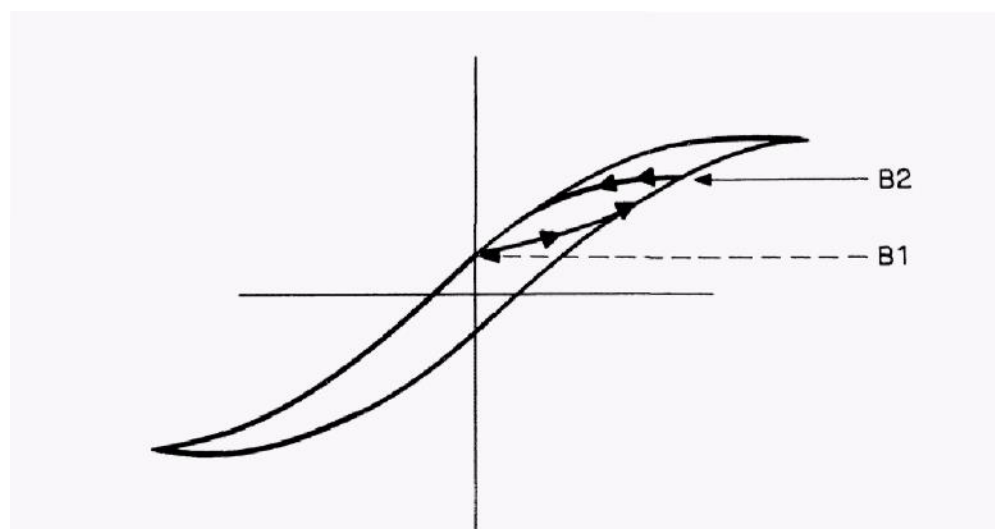


Рис. 1.7. Робоча петля В/Н.

Сердечник дроселя не повинен рухатися вгору або вниз по петлі гістерезису. Якщо він переміщується, скажімо, від В1 до В2 заданим прямим добутком вольт-секунд, він повинен бути підданий рівному добутку вольт-секунд у протилежному напрямку, щоб відновити його до В1 перед наступним періодом «увімкнення».

У цьому прикладі, щоб гарантувати, що схема залишається в розривному режимі, буде забезпечено мертвий час T_{dt} 20% від повного періоду. Отже, ми повинні гарантувати, що сума максимального часу «ввімкнення» $Q1$ плюс час перемагнічення сердечника плюс час простою дорівнює повному періоду, як показано на рисунку 1.8. Це гарантує, що збережений струм у LI впаде до нуля задовго до наступного включення $Q1$.

Далі лінія, що з'являється під терміном, вказуватиме на мінімально дозволене або визначене чи необхідне значення цього терміну, а лінія, що з'являється над терміном, вказуватиме максимальне значення цього терміну.

Тоді $\overline{T_{on}} + T_r + T_{dt} = T$, $\overline{T_{on}} + T_r + 0.2T = T$, або

$$\overline{T_{on}} + T_r = 0.8T \quad (1.12)$$

З рівняння 1.11, максимальний час «увімкнення» $\overline{T_{on}}$ відбувається при мінімумі $\underline{V_{dc}}$ і мінімумі $\underline{R_o}$. Тоді для «ввімкнення»:

$$\underline{V_{dc}} \overline{T_{on}} = (V_o - \underline{V_{dc}}) T_r \quad (1.13)$$

Тепер рівняння 1.12 і 1.13 мають лише два невідомих, $\overline{T_{on}}$ і T_r , і таким чином обидва визначені. $\overline{T_{on}}$ є тоді

$$\overline{T_{on}} = \frac{0.8T(V_o - V_{dc})}{V_o}$$

(1.14)

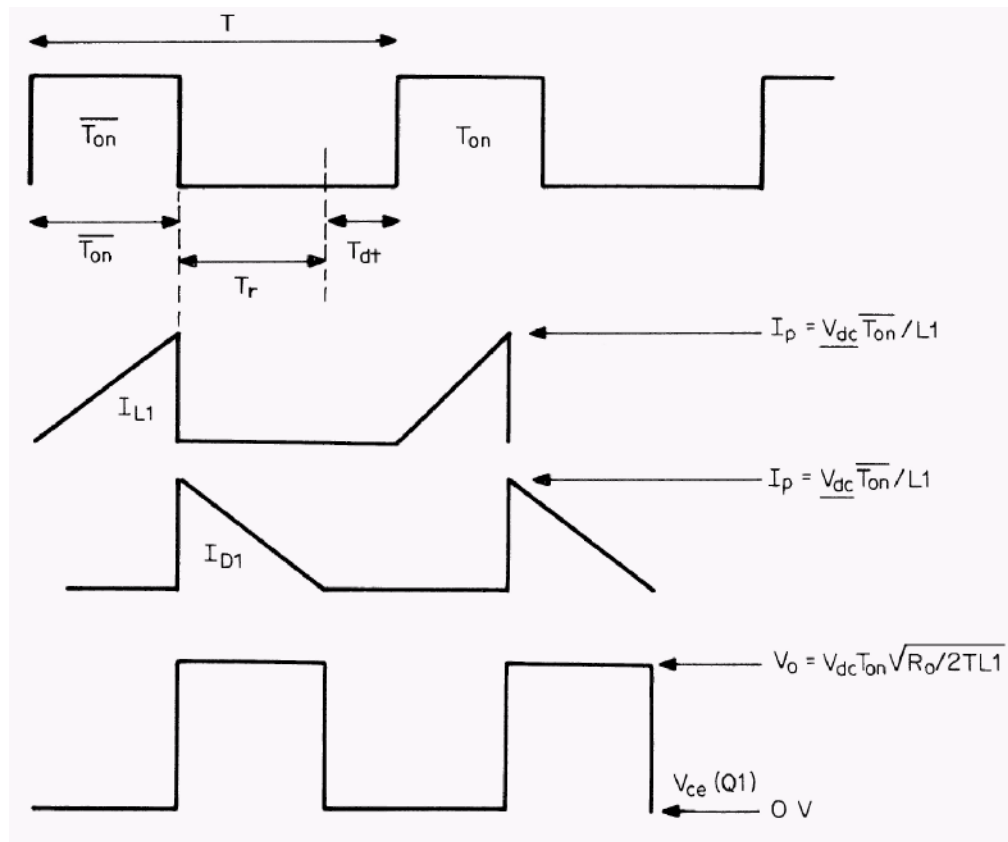


Рис. 1.8. Форми сигналів Boost регулятора в розривному режимі з 20% запасом мертвого часу.

Для роботи в розривному режимі струм у D1 (див. рисунок 1.5) повинен впасти до нуля перед наступним увімкненням. Щоб забезпечити це, індуктивність L1 вибирається таким чином, щоб $T_{on}(max) + T_r = 0,8T$, залишаючи мертвий час T_{dt} від $0,2T$.

Тепер у рівнянні 1.11, V_{dc} і R_o (I_{max} навантаження), $\overline{T_{on}}$ розраховується за формулою 1.19 і $k [= (T_{on} + T_r) / T] = 0.8$ з рівняння 1.12.

Індуктивність L1 фіксується, тому схема гарантовано не переходить у безперервний режим. Однак, якщо вихідний струм навантаження збільшується понад задане максимальне значення (R_g зменшується нижче

зазначеного мінімуму) або V_{dc} зменшується нижче заданого мінімуму, контур зворотного зв'язку намагатиметься збільшити T_{on} , щоб підтримувати V_o постійним. Це зменшить мертвий час, T_{dt} , і перемістить схему ближче до безперервного режиму. Щоб уникнути цього, ми повинні обмежити максимальний час «увімкнення» або забезпечити максимальний піковий струм.

Хорошим методом, який враховує всі змінні, є заборона вмикання Q_1 , доки струм індуктора не досягне нуля. Для роботи з фіксованою частотою це обмежує струм навантаження. Крім того, його можна налаштувати для забезпечення роботи зі змінною частотою, що часто є кращим.

Boost регулятор часто використовується на низьких рівнях потужності в неізольованих системах через дуже низьку кількість деталей. Типовим застосуванням є друкована плата, де бажано підвищити 5В комп'ютерного логічного рівня живлення до, скажімо, 12 або 15 В для операційних підсилювачів.

Часто при вищих рівнях потужності в джерелах живлення від батареї, коли батарея розряджається, її вихідна напруга значно падає. У багатьох системах, основним джерелом живлення яких є номінальна батарея 12 або 28 В, виникнуть проблеми, коли напруга батареї падає приблизно до 9 або 22 В. Регулятори підвищення частоти часто використовуються в таких пристроях, щоб підвищити напругу до 12 і 28 В. Вимоги до потужності в таких пристроях можуть бути в діапазоні від 50 до 200 Вт.

1.3 Розробка схеми структурної конвертера

Відповідно до проведеного вище аналізу вибираємо структуру так званого Boost регулятора або Boost-конвертера. На основі цього було розроблено схему структурну, яка наведена на рис. 1.9.

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		33

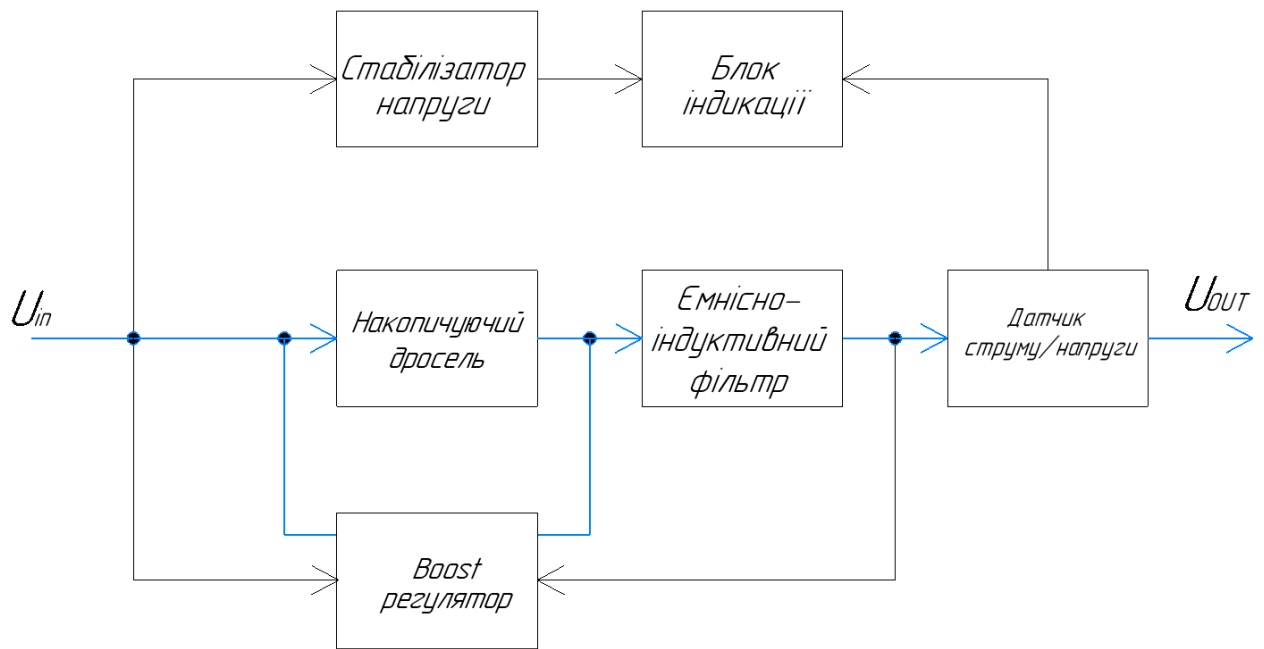


Рис. 1.9. Схема структурна конвертера

1.4 Розробка схеми електричної принципової

На основі структурної схеми було розроблено схему електричну, що наведена на рис. 1.10. За основу проектування використано мікросхему LM1577, що являє собою драйвер Boost-конвертера.

Напруга з сонячних панелей надходить на роз'єм XS1, потім через запобіжник, який захищає конвертер від перевантаження останнього по струму, та діод VD1, який захищає конвертер від неправильного підключення панелей, генерована панелями напруга надходить на дросель L1 та власне драйвер DA2, який включений на стандартною схемою. Резистори R5,R6 визначають в середній точці підключення напругу стабілізації конвертера.

Вузли на елементах VD2,C1,C3,DA1,R3,R4,C7,C8 призначені для фомування стабілізованої напруги живлення вузлів індикації, які виконані на контролері DD1, індикаторах HG1,HG2 та струмообмежуючих резисторах R7-R14, а також кіл вимірювання струму та напруги, що виконані на мікросхемах DA3,DA4 та відповідних елементах обв'язки.

Власне акумуляторна батарея підключається до роз'єму XS2.

Роз'єм XS3 служить для підключення зовнішнього регулюючого резистора, яким задається величина струму заряджання акумуляторної батареї відповідно до її ємності.

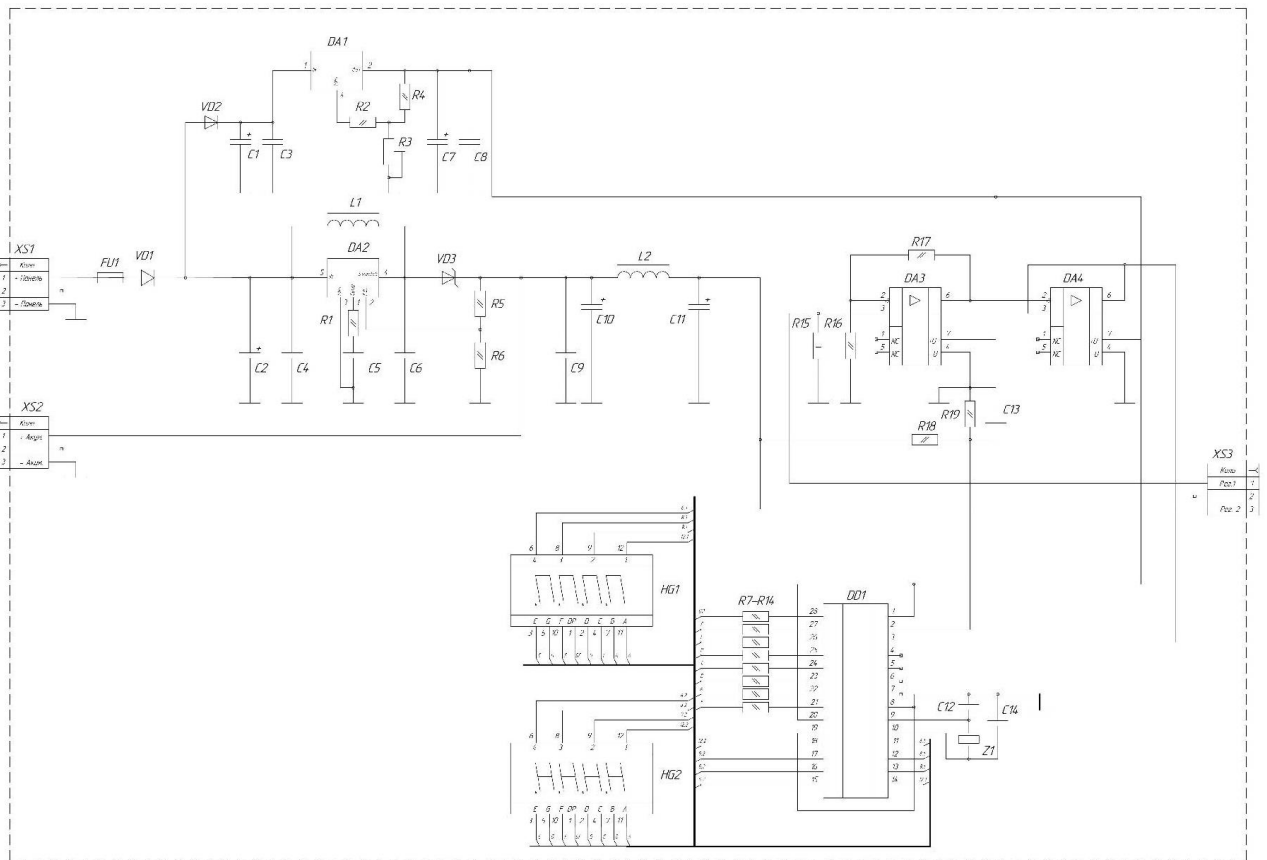


Рис. 1.10. Схема електрична конвертера

1.5 Розрахунки елементів

Резистор R15 виконує перетворення струму заряджання акумуляторних батарей в напругу, яка використовується для контролю цього струму. Він має низький опір, тому втрати на ньому є незначними. Нехай його опір становить 0,01 Ом. Тоді падіння напруги буде рівне:

$$U = I \cdot R_{15} \quad (1.15)$$

При струмі в 3А падіння напруги становитиме:

$$U = 3,0,01 = 0,03 \text{ В.}$$

Для підсилення цієї напруги до достатнього для індикації значення використано мікросхему DA3, коефіцієнт підсилення якої можна знайти з формули:

$$K = \frac{U_1}{U_2} = 1 + \frac{R_{18}}{R_{19}} \quad (1.16)$$

Для необхідного рівня вихідної напруги її потрібно підсилити в 75 разів. Таким чином прийнявши $R_{18}=1 \text{ кОм}$ знайдемо номінал резистора R_{19} :

$$R_{19} = R_{18} \cdot K - R_{18} = 1 \cdot 75 - 1 = 74 \text{ кОм}$$

Приймаємо $R_{19}=75 \text{ кОм}$.

Опори резисторів R_7 - R_{14} є однакові і можуть бути знайдені з формули для одного із цих резисторів, враховуючи параметри живлення індикаторних елементів:

$$R_7 = \frac{U}{I} = \frac{3,7}{0,013} = 284 \text{ Ом} \quad (1.17)$$

Вибираємо R_7 - R_{14} рівними 300 Ом.

1.6 Вибір і обґрунтування компонентної бази

Для спрощення більшість елементів використано стандартних типів широкого використання. Зокрема у пристрої використано конденсатори типів К50-35 та К73-17. Резистори вибрано типу С2-33 – постійні, неізольовані.

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		36

Змінноопірні резистори використано типу СПЗ–19а. Діод використано типу 1N4147. Силовий діод використано типу 1N5821. Кварцовий резонатор використано типу РК206. Для індикації основних режимів використано семисегментний індикатор FYQ-3641.

Наступними було вибрано мікросхеми LM317T, M2577T-Adj, MC1456CG, та PIC16F873A.

Проаналізуємо детальніше можливості мікросхеми M2577T-Adj. Особливості мікросхеми:

- Потрібна невелика кількість зовнішніх компонентів
- Вихідний перемикач NPN 3,0 А, може комутувати до 65 В
- Широкий діапазон вхідної напруги: від 3,5 В до 40 В
- Перехідна характеристика, регулювання лінії та обмеження струму
- Внутрішній генератор 52 кГц
- Функція плавного пуску зменшує пусковий струм
- Вихідний перемикач, захищений обмеженням струму,
- Блокування від низької напруги та перегріву

ТИПОВЕ ЗАСТОСУВАННЯ

- Простий Boost регулятор
- Зворотний і прямий регулятори
- Багатовихідний регулятор

LM1577/LM2577 — це монолітні інтегральні схеми, які забезпечують усі функції живлення та керування для підвищувального, зворотноходового та комутаційних регуляторів прямого перетворювача. Пристрій доступний у трьох варіантах вихідної напруги: 12 В, 15 В і регульований.

Вимагаючи мінімальної кількості зовнішніх компонентів, ці регулятори економічні та прості у використанні.

Мікросхема містить NPN-перемикач на 3,0 А та пов'язану з ним схему захисту, що складається з обмеження струму та теплового обмеження та

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		37

блокування мінімальної напруги. Інші функції включають генератор із фіксованою частотою 52 кГц, який не потребує зовнішніх компонентів, режим плавного пуску для зменшення пускового струму під час запуску та керування режимом струму для покращеного відхилення вхідної напруги та перехідних процесів вихідного навантаження.

Схеми підключення

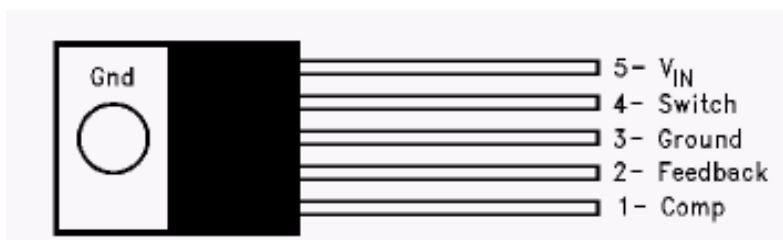


Рис. 1.11. Виводи (прямі) TO-220



Рис. 1.12. Виводи (зігнуті, розташовані в шаховому порядку) TO-220

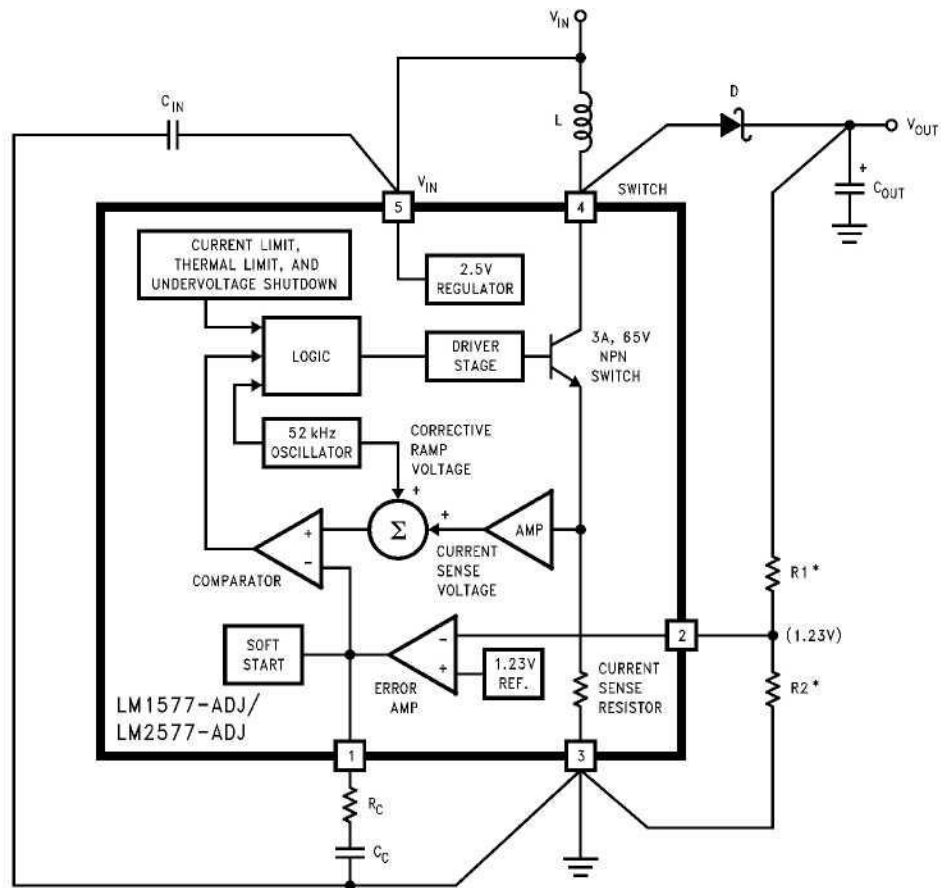


Рис. 1.13. Структура мікросхем LM1577-ADJ/LM2577-ADJ

На рис. 1.13 показано LM1577-ADJ/LM2577-ADJ, який використовується як підвищувальний регулятор. Це перемикаючий регулятор, який використовується для отримання вихідної напруги, що перевищує вхідну напругу живлення. LM1577-12/LM2577-12 і LM1577-15/LM2577-15 також можна використовувати для підвищувальних регуляторів з виходами 12 В або 15 В (відповідно), прив'язавши контакт зворотного зв'язку безпосередньо до виходу регулятора.

Основне пояснення того, як це працює, полягає в наступному. LM1577/LM2577 вмикає та вимикає вихідний перемикач на частоті 52 кГц, і це створює енергію в індукторі (L). Коли перемикач NPN вмикається, струм індуктора заряджається зі швидкістю V_{IN}/L , накопичуючи струм в індукторі. Коли перемикач вимикається, нижній кінець котушки індуктивності піднімається вище V_{IN} , розряджаючи свій струм через діод (D) у вихідний

конденсатор (C_{OUT}) зі швидкістю $(V_{OUT} - V_{IN})/L$. Таким чином, енергія, накопичена в індукторі під час увімкнення, передається на вихід під час вимкнення. Вихідна напруга контролюється кількістю переданої енергії, яка, у свою чергу, контролюється модуляцією пікового струму індуктора. *Увих* підсилювача помилки порівнюється з напругою, пропорційною струму перемикача (тобто струму індуктивності під час увімкнення).

Компаратор завершує час увімкнення, коли дві напруги рівні, тим самим контролюючи піковий струм перемикачання для підтримки постійної вихідної напруги.

1.7 Розробка компоновки та монтажу блоку живлення

Для оформлення креслень було використано програму САПР AutoCad.

Друкована плата, яку іноді називають друкованою монтажною платою (PWB), являє собою сендвіч-подібну структуру з провідного та ізоляційного матеріалу. Він виконує дві функції. Перший полягає в тому, щоб прикріпити електронні компоненти до різних місць на платі за допомогою пайки. Враховуючи, що припій є металом, він служить електричним з'єднанням і міцним механічним клеєм. Другий – забезпечення з'єднань між клемми компонентів. Кожен провідний шар має рисунок, який забезпечує електричне з'єднання. Через ці шари слід уникати свердління друкованих плат, щоб звільнити місце для інших компонентів. На перший погляд це може виглядати добре, але можна легко пройти через з'єднання, які не видно ззовні.

Основа друкованої плати є основним матеріалом для друкованої плати. Зазвичай це скловолокно. Саме це робить плату товстою і міцною. Вона зберігає свою міцність і електроізоляційні якості як у вологому, так і в сухому середовищі.

Найпоширенішим типом скловолокна, що використовується в дизайні друкованих плат, є FR4. «FR» є скороченням від англійської назви

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		40

«вогнезахисні речовини», які є хімічними речовинами, що застосовуються до матеріалів для запобігання або сповільнення пожежі. FR4 виготовляється зі склотканини зі сполучною епоксидною смолою.

Тому в якості друкованої плати використано FR4.

Поверх плати розміщується дуже тонкий шар мідної фольги. Він наноситься на друковану плату за допомогою тепла. Говорячи про кількість шарів друкованої плати, ми маємо на увазі кількість шарів мідної фольги. В роботі використовується одношарова друкована плата.

Плата може бути односторонньою, що має шаруватий струмопровідний матеріал тільки з одного боку, або двосторонньою, з двох сторін. В нашому випадку плата є двосторонньою.

Чим більшу потужність повинна витримувати друкована плата, тим товщі будуть шари мідної фольги. Плати, що витримують низьку потужність, зазвичай мають тонкі шари. Шар поверх мідної фольги є шаром паяльної маски. Однак, оскільки плата використовує навісні елементи, маска не наноситься.

Трасування плати виконано в САПР P-CAD 2006. На рис. 1.14 наведено креслення друкованої плати конвертера.

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		41

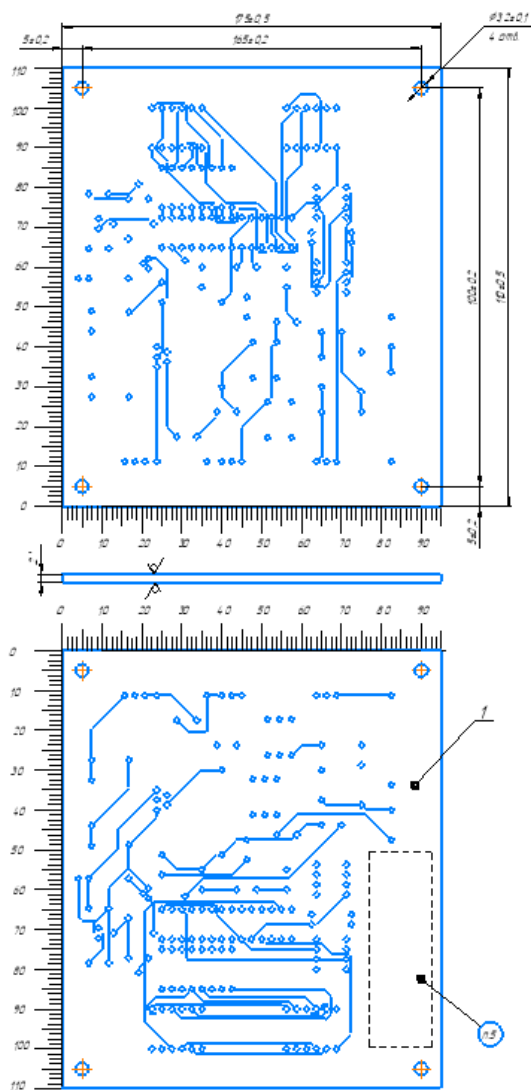


Рисунок 1.14. Друкована плата

Також в середовищі САПР AutoCad розроблено креслення друкованого вузла конвертера. Воно наведене на рис. 1.15.

Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат

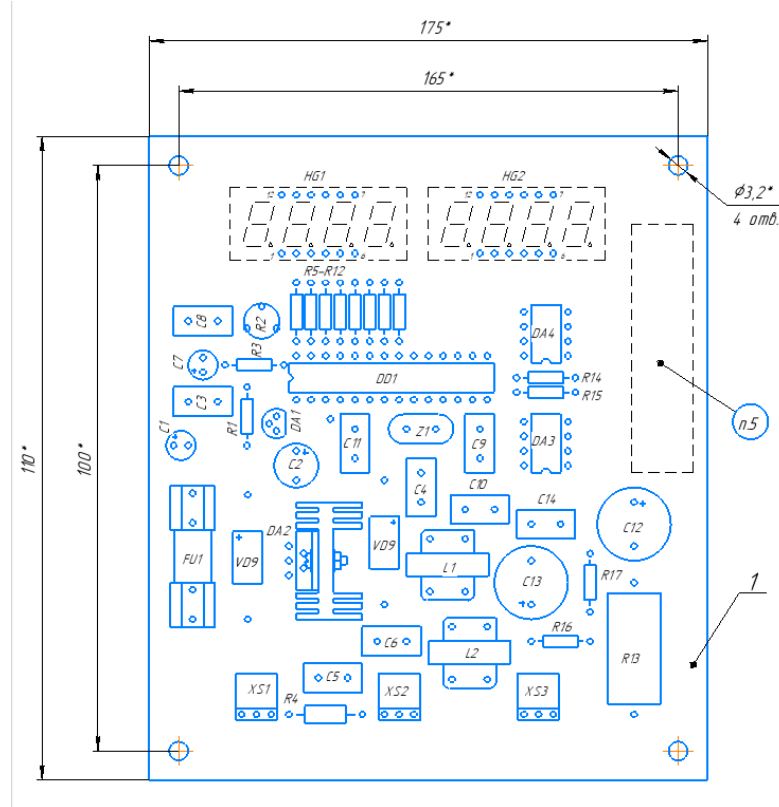


Рисунок 1.15. Вигляд друкованого вузла.

1.8 Висновки до розділу 1

В розділі проведено аналіз принципів роботи лінійних та імпульсних регуляторів струму та напруги і для проектування конвертера використано топологію Boost регуляторів. Розроблено структурну та електричну схеми. За основу використано мікросхему LM2577-ADJ. Проведено опис схеми та козрахунки окремих вузлів. Проведено вибір елементної бази та розроблено креслення друкованої плати та вузла конвертера.

2 Безпека життєдіяльності, основи охорони праці

2.1. Електробезпека при роботі з конвертером

Відповідно до ст. 13 розд. III Закону України «Про охорону праці» від 14 жовтня 1992 р. № 2694-XII роботодавець зобов'язаний створити на робочому місці в кожному структурному підрозділі умови праці відповідно до нормативно-правових актів, а також забезпечити додержання вимог законодавства щодо прав працівників у галузі охорони праці.

Заходи щодо виконання вимог електробезпеки офісних працівників регламентують наступні нормативні документи:

- Типове положення про порядок проведення навчання і перевірки знань з питань охорони праці (НПАОП 0.00-4.12-05), затверджене наказом Державного комітету України з нагляду за охороною праці України від 26 січня 2005 р. № 15;
- Правила технічної експлуатації електроустановок споживачів, затверджені наказом Міністерства палива та енергетики України від 25 липня 2006 р. № 258 (далі — ПТЕЕС);
- Правила безпечної експлуатації електроустановок споживачів, затверджені наказом Міністерства праці та соціальної політики України, Комітету по нагляду за охороною праці від 9 січня 1998 р. № 4;
- Правила пожежної безпеки в Україні, затверджені наказом Міністерства внутрішніх справ України від 30 грудня 2014 р. № 1417.

Відповідно до п. 2.2 розд. II Загальних вимог стосовно забезпечення роботодавцями охорони праці працівників, затверджених наказом Міністерства надзвичайних ситуацій [від 25 січня 2012 р. № 67](#), роботодавець має забезпечити повну і вичерпну інформацію працівників та їх уповноважених представників з питань охорони праці про можливі небезпечні

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		44

ситуації, про вжиті заходи для їх запобігання або їх ліквідації та про дії працівників у аварійних ситуаціях.

Електробезпека — система організаційних та технічних заходів і засобів, що забезпечують захист людей від шкідливого та небезпечного впливу електричного струму, електричної дуги, електромагнітного поля і статичної електрики.

Тобто електробезпека — це відсутність будь-яких факторів з боку електроустановки, які можуть створити загрозу і небезпеку життю і здоров'ю людини. Не варто під терміном «електроустановка» розуміти щось таке, що може знаходитись поза межами офісу. Адже, наприклад, настільна лампа це також електроустановка. Тобто пристрій, в якому є перетворення електричної енергії в той чи інший вид енергії (світлову, механічну, теплову), і буде вважатись електроустановкою.

Заходи електробезпеки, на які необхідно звернути особливу увагу:

1. Облаштування електромережі, зокрема:

- правильний розподіл навантаження на всі приміщення офісу;
- правильний розподіл електромережі за призначенням (наприклад: освітлення — це одна група, робоча зона — інша);
- якість самих комплектуючих електромережі (розетки, вимикачі, лампи, світильники);
- чи є потенціал для збільшення навантаження (на випадок створення додаткових робочих місць чи розширення компанії);
- використання офісного обладнання, в якому електроенергія застосовується за призначенням згідно з технічними рекомендаціями виробника.

2. Виважений підхід до питання використання стаціонарних або мобільних електрогенераторів для зменшення енергозалежності:

- консультація зі спеціалістом електротехнічного фаху (якщо не призначений відповідальний за електрогосподарство) щодо вибору генератора відповідно до потреб енергоспоживання;
- якщо електрогенератор стаціонарний — необхідно виконати вимоги, зазначені в п. 9.1-9.20 розд. VIII ПТЕЕС;
- якщо електрогенератор мобільний (бажано з вмонтованою автоматикою введення резерву) — правильно виконати підключення з урахуванням можливих наслідків у випадку появи струму в зовнішній електромережі.

2.2. Долікарська допомога при шоку

Травматичний шок — складний патогенний процес, що виникає внаслідок важкої механічної травми, опіку і характеризується порушенням функцій життєво важливих органів та систем організму.

При комбінованих хімічно-радіаційних ушкодженнях, опіках тканин і органів травматичний шок спостерігається у 30% потерпілих.

В генезі травматичного шоку першочергову роль відіграють такі чинники: втрата крові і біль, розлад дихання, порушення процесів метаболізму, інтоксикація організму недоокисненими продуктами обміну речовин внаслідок руйнування тканин.

Чинники, які сприяють розвитку шоку запізнилі і неповноцінне надання долікарської допомоги, вторинна травматизація в процесі транспортування в лікарню, повторна втрата крові, переохолодження або перегрівання, фізично-емоційне перенапруження, стреси, тривале недоїдання та зневоднення організму тощо.

При пораненнях зміни виникають у підкіркових утвореннях великого мозку та в системі периферійного кровообігу (перерозподіл крові, яка забезпечує життєдіяльність органів, передусім серця і мозку). Розвиваються

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		46

циркулярна гіпотонія, спазм посткапілярних венул (випотіває плазма в позаклітинний простір), набряк і згущення крові. Знижується венозний тиск, слабнуть нирки, печінка, легені, відбувається тромбоутворення, розвиток незворотних змін в органах.

Травма кишечника призводить до інтоксикації організму, ускладнюється стан пораненого, спостерігається розлад дихання і кровообігу. Порушується функція нервової системи. Шок має дві фази: еретильну і торпедну.

Еретильна фаза шоку супроводжується збудженням, надмірною рухливістю. Мова уривчаста, погляд неспокійний, шкірний покрив блідий, іноді виникає гіперемія (різке потовиділення), пульс відхилений від норми — сповільнений або прискорений (100 пульсацій за 1 хвилину). Дихання часте, поверхневе.

Торпідна фаза шоку — фаза пригнічення. Розрізняють 4 ступеня:

I ступінь (легка форма шоку). Це результат ізольованих уражень середньої важкості та втрати 500 — 1000 мл. крові, стан помірного психічного гальмування, блідий шкірний покрив, артеріальний тиск 100 — 95 мм. рт. ст. Прогноз сприятливий.

II ступінь — середня важкість шоку, численні ушкодження тіла, втрата крові до 1000 — 1500 мл, стан важкий, хоч орієнтація і свідомість не втрачені, шкіра бліда, губи ціанотичні, психічна загальмованість, пульс — 110 — 130 пульсацій за 1 хвилину, тиск — 90 — 75 мм рт. ст., нестійкий, прогноз сприятливий при проведенні протишокової терапії.

III ступінь — важкий шок, виникає при важких ушкодженнях грудної клітки, черевної порожнини. Крововтрата — 2000 мл., стан важкий, виражена психічна загальмованість, іноді ступор. Шкіра бліда, ціанотична, пітніє, слизові оболонки сухі, гіпотермія, гіподинамія, зниження сухожильних рефлексів, розлад у роботі нирок, сечовиділення, пульс — 120-160 пульсацій

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		47

за 1 хвилину, тиск — 75 мм рт. ст., дихання поверхневе, без протишочкових заходів прогноз несприятливий.

VI ступінь — термітний стан (передагональний, агональний та клінічна смерть) вкрай важкий для потерпілого. Втрата свідомості, шкіра холодна, трупна, ціанотична, вкрита липким холодним потом, зіниці розширені, не реагують на світло, пульс не промацується, крайній ступінь шоку веде до клінічної смерті.

Діагностика шоку ґрунтується на визначенні показників, які характеризують загальний стан потерпілого. Найважливіший показник - рівень артеріального тиску. Чим він нижчий, тим глибший розлад функцій організму, його життєдіяльності. Величина крововтрати - найоб'єктивніший показник ступеня важкості шоку.

Перебіг клінічного шоку залежно від локалізації поранення чи опіку має такі особливості: проникаючі поранення черевної порожнини до 80% спричиняють шок; проникаючі поранення грудної клітки зумовлюють гемоторакс, відкритий пневмоторакс. При пораненнях і ушкодженнях тазу — кровотеча до 2,5 л. При ушкодженнях кінцівок — крововтрата до 2 л., біль, інтоксикація.

Профілактична і долікарська допомога при шоку.

Під час шоку усувають дію травмуючих чинників і чинників розвитку шоку, зупиняють кровотечу, перев'язують рани, усувають загрозу асфіксії; вводять 5-подібну трубку (повітропровід); при порушенні зовнішнього дихання в долікарську допомогу входить очищення порожнини рота і носоглотки, усунення западання язика, відновлення прохідності дихальних шляхів; при пневмотораксі накладається пов'язка; проводиться інгаляція киснем, зупинення зовнішньої кровотечі; вводяться серцево-судинні й аналектичні засоби (виконує фельдшер); здійснюється фіксація кінцівок. Ввівши повторно знеболювальні засоби, дають гарячий чай та інші напої.

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		48

У разі стихійного лиха, аварій, коли має місце масове надходження потерпілих, їх медично сортують.

В першу чергу виділяють поранених з важким ступенем шоку: 1-га, 2-га група — поранені в стані шоку 1 — 2 год., їм надають протишокову допомогу, тоді оперують; до 3-ї групи належать поранені з ознаками шоку, яких можна прооперувати трохи пізніше. В першу чергу зупиняють кровотечу, компенсують крововтрати, потім нормалізують об'єм циркулюючої крові. Гостра крововтрата (50%) веде до смерті.

Кожна велика втрата крові (зниження тиску до 80 — 70 мм рт. ст.) мусить бути негайно компенсована шляхом переливання крові у вени потерпілого (визначають групу крові, резус-фактор донора і реципієнта) можна робити інфузію плазми крові, поліглюкін тощо.

Розрідження крові при введенні кровозамінників сприяє поліпшенню капілярного кровотоку.

Крововтрата організмом до 700 мл. компенсується самостійно, за рахунок інфузії плазми крові, введення сольових багатоконпонентних розчинів. Рівень гемоглобіну має бути 65%.

При кисневому голодуванні організму проводять оксигенотерапію. При зупиненні дихання — штучне дихання «з рота до рота». При порушенні функцій печінки і нирок вводять 500 мл. глюкози 1 раз на добу з інсуліном (1 ОД. інсуліну на 5 г глюкози).

Температура повітря в протишоковій палаті — 20 — 24°C.

Потерпілому дають гарячий чай, каву, нагріте вино, закутують ковдрою.

Синдром тривалого стискання тканин буває внаслідок землетрусів, коли люди опиняються під уламками споруд і будинків. У потерпілих поряд з переломами, опіками, може спостерігатися синдром тривалого стискання тканин, зокрема тканин верхніх і нижніх кінцівок. При розтрощенні і розчавлюванні тканин різко погіршується кровообіг у м'язах, виникають анемія, гіпонія тканин, інтоксикація, нервово-рефлекторний розлад, спазми

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		49

капілярів, артерій, гостра серцево-судинна недостатність, набряки. Плазма крові пропотіває в міжклітинний простір (об'єм циркулюючої плазми зменшується на 50%), знижується артеріальний тиск, може настати гостра ниркова недостатність і порушення сечовиділення.

Синдром тривалого стискання тканин характеризується трьома періодами:

1-й — ранній — набряки тканин і гострий розлад гемодинаміки, триває 1—3 доби.

2-й — проміжний період — гостра ниркова недостатність, від 5 діб до 1,5 місяців.

3-й — пізній період — гангрена, флегмони, абсцеси.

Кінцівка потерпілого набрякає, шкіра багряно-синя, іноді пухирі з бурштиново-жовтою рідиною, пульсація послаблена або відсутня, чутливість шкіри знижена або втрачена. Згущення крові. Погіршується загальний стан організму. Холодний піт на шкірі, різкий біль на місці травми, нудота і блювання. Пульс - 100—120 пульсацій за 1 хв., тиск — 60 мм рт. ст. Сеча червоного кольору. Тип клініки торпідної фази травматичного шоку. Наростає загальна інтоксикація організму, спостерігається гостра ниркова недостатність, іноді гангрена кінцівки, абсцеси і флегмони, може виникнути атрофія м'язів. Ускладнюється рухливість суглобів, пошкоджуються нервові стовбури.

Існують 4 ступені прояву синдрому стискання:

I ступінь — дуже важкий — стискання м'яких тканин або кінцівок протягом 6 — 8 год., потерпілі, як правило, гинуть через 2 — 3 доби;

II ступінь — важкий — стискання рук чи ніг протягом 4 — 7 год., потерпілі можуть загинути;

III ступінь — середньої важкості — стискання рук чи ніг до 6 год., лікування до 3 місяців;

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		50

IV ступінь — легкий — стискання рук чи ніг до 2 год. Порушення помірні. Прогноз сприятливий.

Перша медична і долікарняна допомога.

Звільнення від стискання є початком клінічного прояву синдрому стискання тканин. Коли дві кінцівки зазнали стискання (компресія) протягом 8 год., при наявності переломів обов'язкова ампутація. Накладається джгут (вище від місця стискання). Вводяться знеболюючі, антигістамічні та серцево-судинні препарати, призначаються антибіотики, проводять правцеве щеплення.

2.3. Висновки до розділу

В розділі «Безпека життєдіяльності, основи охорони праці» описано електробезпеку при роботі з апаратом, а також долікарську допомогу при шоку.

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		51

Висновки

В кваліфікаційній роботі проведено розробку boost-конвертера для полікристалічних сонячних панелей.

Проведено аналіз проблеми використання низьковольтних полікристалічних сонячних панелей та обґрунтовано необхідність розробки конвертера для можливості заряджання акумуляторних батарей.

Проведено аналіз завдання та конкретизовано вимоги до конвертера, зокрема діапазон вхідних напруг, значення $U_{вих}$ та $I_{нав}$, яким уде акумуляторна батарея.

Також проведено аналіз принципів роботи лінійних та імпульсних регуляторів струму та напруги і для проектування конвертера використано топологію імпульсного Boost регуляторів. Розроблено структурну та електричну схеми. За основу використано мікросхему LM2577-ADJ. Проведено опис схеми та козрахунки окремих вузлів. Проведено вибір елементної бази та розроблено креслення друкованої плати та вузла конвертера з використанням САПР.

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		52

Список використаних джерел

1. GitHub [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://github.com> – Посадочні місця для компонентів.
2. Alldatasheet [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://www.alldatasheet.com/>– Даташити елементів.
3. AltiumDesigner [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://www.altium.com/> –Altium Designer
4. Wikipedia [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://uk.wikipedia.org/wiki/> – Система автоматизованого проектування і розрахунку.
5. E-Guru [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <http://eguru.tk.te.ua/course/view.php?id=123> – Методичні вказівки до проектування комплексного курсового проекту.
6. Тимченко А.А. Основи системного проектування та системного аналізу складних об'єктів: Основи САПР та системного проектування складних об'єктів: Підручник / За ред.В.І. Бикова.- К.: Либідь, 2003.- 272с.
7. ДСТУ ГОСТ 2.702:2013 «Єдина система конструкторської документації. Правила виконання електричних схем (ГОСТ 2.702-2011, IDT)
8. ДСТУ 2646-94. Плати друковані. Терміни та визначення.
9. ДСТУ 3334-96. Плати друковані. Загальні вимоги до технологічних процесів регенерації, знешкодження та утилізації розчинів.
10. Елементна база радіоелектронної апаратури: Пасивні радіокомпоненти В 4 ч. Ч.1. [Електронний ресурс]: навч. посіб. для студ. спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» / КПІ ім. Ігоря Сікорського ; уклад.: В.О.Піддубний, І.О.Товкач. – Електронні текстові дані (1 файл: 1,05 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. – 98 с
11. Конструювання радіоелектронних засобів телекомунікаційних систем: Навч. посіб. для студ. приладобудів. профілю / С. Т. Барась, Р. Ф.

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		53

Лободзінська, О. О. Лазарев; Вінниц. нац. техн. ун-т. - Вінниця : ВНТУ, 2004.
- 82 с.

12. Методичні вказівки до виконання курсового проекту з дисципліни
“Системи автоматизованого проєктування радіоелектронних засобів” для
студентів спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка / Уклад.:
Л.В.Хвостівська. Тернопіль: ТНТУ, 2022. 63 с.

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		54

					БСІ 2.087.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		55

ДОДАТКИ

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ТЕРНОПІЛЬСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ ІМЕНІ ІВАНА ПУЛЮЯ

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедрою РТ
_____ к.т.н. Дунець В.Л.
“24” травня 2023 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

на кваліфікаційну роботу бакалавра

На тему: «Boost-конвертер для полікристалічних сонячних панелей»

Узгоджено:

Керівник кваліфікаційної роботи

Яськів В.І. _____

“ ____ ” _____ 2023 р.

“ВИКОНАВЕЦЬ”

Студент групи РАс-41

Брегін С.І. _____

“ ____ ” _____ 2023 р.

Тернопіль 2023

1 НАЗВА КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ Й ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ

1.1 Назва: “Boost-конвертер для полікристалічних сонячних панелей”

1.2 Підставою для виконання кваліфікаційної роботи є наказ по університету на затвердження дипломного проекту № 4/7-575 від 24.05.2023 р.).

2 ВИКОНАВЕЦЬ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

2.1. Студент Брегін С.І. групи РАС-41, кафедри радіотехнічних систем, Тернопільського національного технічного університету імені Івана Пулюя.

3 МЕТА КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Метою роботи є розробка Boost-конвертера для полікристалічних сонячних панелей.

4 ТЕХНІЧНІ ВИМОГИ

1. $U_{вх}$ – 6-9 В;
2. $U_{вих}$ – 12 В;
3. Максимальний струм заряду акумуляторної батареї – 3 А;
4. Стабілізація вихідної напруги та контроль струму навантаження;
5. Вузли індикації режимів роботи

5 ВИМОГИ ДО ДОКУМЕНТАЦІЇ

5.1 Конструкторська документація повинна відповідати вимогам ЄСКД та ДСТУ.

5.2. Комплект конструкторської документації повинен складатися з:

- Пояснювальна записка;
- Структурна схема пристрою;
- Функціональна схема пристрою;
- Принципова схема пристрою;

- Друкована плата;
- Друкований вузол.

ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Таблиця 6.1 - Стадії та етапи виконання кваліфікаційної роботи

№ етапу	Назва етапу виконання	Термін виконання
1	Розробка та затвердження технічного завдання	22.02. 2023
2	Аналіз технічного завдання, підбір бібліографічних матеріалів, необхідних для виконання роботи	1.03. 2023
3	Вибір власних схемо-технічних рішень	16.03.2023
4	Вибір елементної бази для розроблюваного пристрою;	29.03.2023
5	Розрахунок основних вузлів у схемі пристрою.	12.04.2023
6	Створення допоміжної документації	26.04.2023
7	Розроблення креслень	26.04.2023
8	Розділ охорони праці та безпеки життєдіяльності	10.05.2023
9	Нормоконтроль	16.05.2023
10	Попередній захист	09.06.2023
11	Захист	21.06.2023

7 ДОДАТКОВІ УМОВИ ВИКОНАННЯ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

7.1 Під час виконання кваліфікаційної роботи в дане технічне завдання можуть вноситися зміни та доповнення

