

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

ПОЯСНОВАЛЬНА ЗАПИСКА

ДО БАКАЛАВРСЬКОЇ РОБОТИ НА ТЕМУ:

**«Система створення викостабільної прискорюючої напруги
в електронному мікроскопі»**

Завідуючий кафедри

Опанасюк А.С.

Дипломний керівник

Кібець В.А.

Виконав студент

Тарасенко В. А.

Суми 2020

Сумський державний університет
Факультет електроніки та інформаційних технологій
Кафедра ЕКТ
Спеціальність 6.050802 „Електронні пристрої та системи”

Затверджую:

Зав.кафедрою Опанасюк А. С.

„_____” _____ 2020р.

ЗАВДАННЯ

на дипломний проект (роботу) студента

Тарасенко Вадима Анатолійовича

1. Тема проекту (роботи) „Система створення високостабільної прискорючої напруги в електронному мікроскопі”, затверджена наказом по університету від „13” квітня 2020 р .№ _____

2. Термін здачі студентом закінченого проекту (роботи) 31.05.2020р.

3. Вихідні дані до проекту (роботи) _____

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік які підлягають розробці питань 1. Огляд літератури і постановка задачі проектування.

2. Розробка алгоритму та структурної схеми системи. 3. Розробка функціональної схеми системи. 4. Розробка і розрахунок принципової схеми системи. 5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень) 1.Креслення схеми алгоритму. 2. Креслення схеми електричної структурної. 3. Креслення схеми електричної функціональної.

4. Креслення схеми електричної принципової.

Дата видачі завдання _____

Керівник _____

Завдання прийняв до виконання _____

Календарний план

№ п/п	Найменування етапів дипломного проекту (роботи)	Термін виконання етапів проекту (роботи)	Примітка
1	Обзор літератури по вибраному напрямленню проектування	25.03.2020	
2	Розробка алгоритму функціонування системи	12.04.2020	
3	Розробка структурної схеми, що реалізує алгоритм	18.04.2020	
4	Розробка функціональної схеми системи	22.04.2020	
5	Розробка та розрахунок принципової схеми	4.05.2020	
6	Висновки	10.05.2020	
7	Оформлення пояснювальної записки	20.05.2020	
8	Розробка та оформлення графічної частини проекту	25.05.2020	
9	Представлення проекту на рецензування	30.05.2020	
10	Представлення проекту на кафедрі	31.05.2020	

Студент-дипломник _____

Керівник проекту _____

ЗМІСТ

Вступ.....

1 Спеціальна частина.....

 1.1 Огляд літератури та постановка задачі проектування.....

 1.2 Розробка, обґрунтування алгоритму функціонування і структурної
 схеми проектного пристрою.....

2 Розробка схеми електричної функціональної проектного пристрою

3 Розробка і розрахунок принципів електричних схем вузлів і блоків
 пристрою

 3.1 Розрахунок підсилювача постійного струму.....

 3.2 Вибір елементної бази

Висновок.....

Список літератури.....

Додаток

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ			
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Подпись</i>	<i>Дата</i>				
<i>Разраб.</i>		<i>Тарасенко.</i>			<i>Система створення високостабільної прискорюючої напруги в електронному мікроскопі Пояснювальна записка</i>	<i>Лит.</i>	<i>Лист</i>	<i>Листов</i>
<i>Провер.</i>		<i>Кібець</i>						
<i>Реценз.</i>						<i>СумДУ гр. ЕСдн-51п</i>		
<i>Н. Контр.</i>		<i>Гапич</i>						
<i>Утверд.</i>		<i>Опанасюк</i>						

ВСТУП

Електронна мікроскопія (ЕМ) з часу свого зародження на початку 30-х років грає все більшу роль в аналізі будови речовини. Помітний стрибок в її розвитку виник за останні 10—15 років. Це пов'язано з цілим рядом обставин.

В останні десятиліття спостерігається надзвичайно швидке зростання виробництва засобів обчислювальної техніки, що проникає в усі сфери людської діяльності у вигляді автоматизованих засобів збору і обробки інформації, управління і контролю.

Основною причиною якісно нового етапу в розвитку обчислювальної техніки стала поява і широке впровадження мікропроцесорних систем і мікроконтролерів. Це дозволило одночасно вирішити здавалося б, несумісні завдання: з одного боку, різко збільшити швидкість обробки даних і обсяг пам'яті, з іншого - настільки різко зменшити розміри обчислювальних систем.

Дешеві мікропроцесорні системи широко стали використовуватися для автоматизації побутової техніки та приладів, верстатів, автомобілів.

Для виконання нескладних математичних і керуючих задач стає не вигідно використовувати повноцінні мікропроцесори. Більш вигідним стає застосування мікроконтролерів з широким набором логічних і математичних команд або спеціалізованих мікроконтролерів. При цьому при побудові складних систем, що вимагають мікропроцесорного управління її поділяють на блоки, кожен з яких управляється мікроконтролером, а централізоване управління системою і організація діалогу з оператором покладається на керуючий мікропроцесорний блок.

Розвиток же систем і пристроїв сполучення, аналогових і цифрових сигналів дозволило застосовувати мікроконтролери в рішенні таких задач, які раніше вирішувалися тільки силами пристроїв аналогової схемотехніки.

Інша важлива обставина, що дозволяє успішно застосовувати ЕМ до дослідженню матеріалів - це розвиток теорії розсіювання електронів в

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		4

досконалих і недосконалих кристалах (особливо на основі динамічного підходу), теорії контрасту, теорії формування зображення. Електронні мікрофотографії повинні піддаватися ретельному кількісному аналізу; зображення структури і різних дефектів можуть бути правильно інтерпретовані тільки на основі адекватної теорії, часто за допомогою комп'ютерного моделювання.

Всі ці можливості електронної мікроскопії роблять її однією з найефективніших, а іноді і незамінною методів наукових досліджень і технологічного контролю отримання найрізноманітніших об'єктів - кристалів, різних неорганічних і органічних матеріалів, металів і сплавів, полімерів, біологічних препаратів (тканин тварин і рослин, клітини і її органел) аж до біологічних макромолекул (білків і нуклеїнових кислот).

Широке застосування в сучасній науці прогресивних методів мікроскопії тягне за собою природне взаємне підвищення вимог до якості і можливостям сучасних мікроскопів. У проведених дослідженнях необхідно, щоб збільшення і контраст зображення були достатні на найрізноманітніших типах зразків, управління мікроскопом і перегляд результатів спостережень повинні вестися за допомогою ЕОМ, постійно посилюються вимоги до енергозберігаючих і ресурсозберігаючих технологій. З метою реалізації досить суперечливих вимог необхідно вдосконалювати не тільки механічну, але і електронну частину пристрою.

Збільшення яскравості і контрасту зображення веде до оновлення вимог до величини і якості прискорюючої напруги між анодом і катодом. Різниця потенціалів цих електродів становить близько 50-100 кВ; отримання такої напруги саме по собі є складним завданням. Однак ця напруга повинна бути ще й жорстко стабілізованою, що з огляду на кіловольтної величини вимагає серйозного підходу. Застосування будь-яких деталей вимагає ретельного розрахунку, тому що стабілізувати таку величину на наявній елементній базі нереально. Але можна піти іншим шляхом: блок генерації

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		4

високої напруги виконати по традиційній трансформаторній підвищуваній схемі, а регулювати і стабілізувати низьку напругу.

З огляду на те, що роботою мікроскопа управляє комп'ютер, зазначений блок повинен мати сполучення з комп'ютером. Дані вимоги накладають певні обмеження на використовувані методи проектування, елементну базу і одночасно дозволяють створити надійний, точний і конкурентоспроможний пристрій. Очевидно, що спрощення пристрою лежить у використанні мікроконтролера, в чиїх функціях полягає управління роботою блоку за заданою програмою, відстеження змін в регульованій величині і видача керуючих впливів на виконавчий орган.

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		5

1 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

1.1 Огляд літератури і постановка задачі проектування

У багатьох випадків до вихідної напруги малопотужного випрямляча, використовуваному в якості напруги живлення для деякого електронного пристрою, висувуються вимоги щодо його стабільності. Зважаючи на залежність напруги U_d від струму навантаження, зумовленої нахилом зовнішньої характеристики випрямляча, а також від змін напруги U_1 живильній мережі між випрямлячем і навантаженням включають стабілізатор напруги.

Стабілізатор струму - це електронний пристрій, що забезпечує стабільний струм на навантаженні і не залежить від її опору.

Схеми стабілізаторів струму, на відміну від стабілізаторів напруги, рідко зустрічаються на сторінках друку. Разом з тим, на практиці бувають випадки, коли потрібно застосування саме стабілізованого постійного струму, наприклад, при зарядці акумуляторів, нанесенні гальванічних покриттів, у вимірювальній техніці.

Схема параметричного стабілізатора напруги приведена на рисунку 1. Вона складається з баластного резистора R_b і стабілітрона Д. Стабілізатор підключається до виходу випрямляча з фільтром. Навантаження увімкнено паралельно стабілітрону.

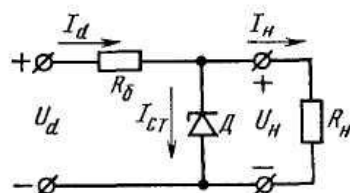


Рисунок 1 – Схема параметричного стабілізатора напруги

При зміні напруги U_d під дією коливання напруги мережі живлення або зміни опору навантаження R_H напруга на навантаженні змінюється незначно,

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		7

так як вона визначається мало змінюваною зворотною напругою стабілітрона U_{CT} при зміні протікаючого через нього струму.

Головним при розрахунку стабілізатора є вибір типу стабілітрона на напругу навантаження $U_{CT} = U_H$ і забезпечення умов його роботи, при яких змінюється в процесі роботи струм стабілітрона I_{CT} не виходив би за межі робочої ділянки тобто був менше $I_{CT \min}$ и більше $I_{CT \max}$. [4].

Основні співвідношення для струмів і напруг в стабілізаторі отримуємо, скориставшись першим і другим законами Кірхгофа:

$$I_d = I_H + I_{CT} \quad (1)$$

$$U_d = U_{R_6} + U_H \quad (2)$$

де $U_{R_6} = (I_H + I_{CT})R_6$

На основі співвідношень (1), (2) для струму стабілітрона можна записати

$$I_{CT} = \frac{U_d - U_H}{R_6} - \frac{U_H}{R_H} \quad (3)$$

Напруга U_a , визначена напругою U_{CT} , незначно змінюється, в зв'язку з чим її можна вважати незмінною. Тоді в умовах зміни струму навантаження (опору R_a) і напруги U_d струм I_{CT} буде змінюватись від деякого мінімального значення $I_{CT \min}$ до максимального значення $I_{CT \max}$. Мінімуму значенню струму $I_{CT \min}$ згідно виразу (3) будуть відповідати мінімальні значення $U_{d \min}$ і $R_{H \min}$, а максимальному значенню струму $I_{CT \max}$ — максимальні значення $U_{d \max}$ і $R_{a \max}$. Розрахунок стабілізатора зводиться до того, щоб вибрати величину опору R_6 , при якому через стабілітрон протікав би струм $I_{CT \min}$, що відповідає початку її робочої характеристики. У зв'язку з зазначеним для розрахунку баластного опору маємо:

$$R_d = \frac{U_{d \min} - U_H}{I_{CT \min} + \frac{U_H}{R_{H \min}}} \quad (4)$$

Струм, $I_{CT \max} \approx \frac{U_{d \max} - U_H}{R_\delta} - \frac{U_H}{R_{H \max}}$ протікаючий через стабілітрон в процесі роботи схеми, враховують вибором типу пристрою за струмом, виходячи з того, щоб струм $I_{CT \max}$ не перевищував максимально допустимого значення струму через стабілітрон. Максимальні потужності, що розсіюється в стабілітроні і резисторі R_δ , розраховують за формулами:

$$P_{CT \max} = U_{CT} I_{CT \max}, \quad (5)$$

$$P_{R_d \max} = \frac{(U_{d \max} - U_{CT})^2}{R_d} \quad (6)$$

Таким чином, в процесі роботи стабілізатора напруга на навантаженні визначається напругою на стабілітроні, відповідною вольтамперній характеристиці пристрою. Зміна напруги на навантаженні характеризується зміною напруги на стабілітроні при зміні струму I_{CT} ; тобто визначається її диференціальним опором r_d . Показником якості стабілізації напруги вважається коефіцієнт стабілізації K_{CT} , що показує, у скільки разів відносний приріст напруги на виході стабілізатора менше, викликаного її відносного приросту напруги на вході:

$$K_{CT} = \frac{\Delta U_d}{U_d} : \frac{\Delta U_H}{U_H} \quad (7)$$

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		9

Приріст напруги на виході стабілізатора ΔU_H пов'язане з приростом вхідної напруги ΔU_d співвідношенням

$$\Delta U_H = \frac{\Delta U_d (r_d \parallel R_H)}{R_6 + r_d \parallel R_H} \quad (8)$$

З врахуванням того, що $R_H \gg r_n$ і $R_6 \gg r_d$ співвідношення (8) можна записати у вигляді:

$$\Delta U_H = \frac{\Delta U_d r_{\dot{A}}}{R_{\dot{A}}} \quad (9)$$

Підстановкою (9) в (7) отримуємо вираз для коефіцієнта стабілізації параметричного стабілізатора напруги:

$$K_{CT} = \frac{U_H R_{\dot{A}}}{U_d r_{\dot{A}}} \quad (10)$$

Зазвичай він не перевищує 20—50.

Іншим параметром стабілізатора є його вихідний опір $R_{\text{вих}}$. Для стабілізаторів розглянутого типу $R_{\text{вих}} = r_d \parallel R_6 \approx r_d$.

Компенсаційні стабілізатори постійної напруги мають більш високий коефіцієнт стабілізації і менший вихідний опір у порівнянні з параметричними. Їх принцип роботи базується на тому, що зміна напруги на навантаженні (під дією змін U_{ax} або I_H) передається на спеціально введений в схему регулюючий елемент (РЕ), що перешкоджає зміні напруги U_B .

Регулюючий елемент (транзистор) може бути включений або паралельно навантаженню, або послідовно з ним.

Залежно від цього розрізняють два типи компенсаційних стабілізаторів напруги: паралельні (рисунок 2, а) і послідовні (рисунок 2, б).

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
						10
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

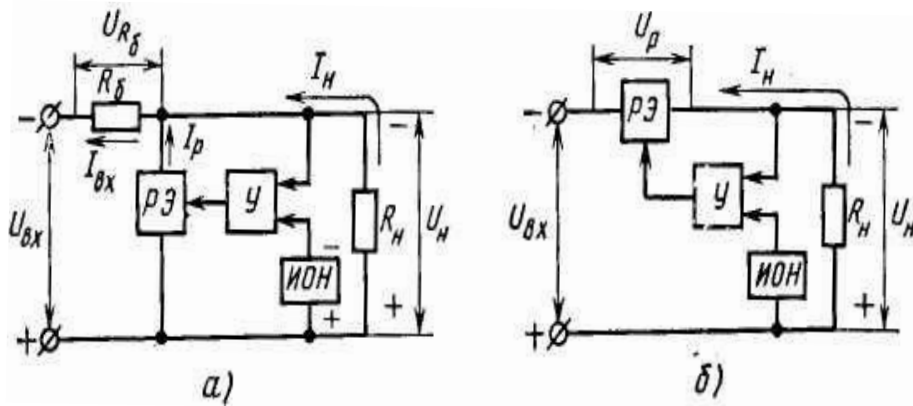


Рисунок 2 – Структурні схеми паралельного (а) і послідовного (б) компенсаційних стабілізаторів напруги

Вплив на регулюючий елемент в обох типах стабілізаторів здійснюється керуючої схемою, в яку входять підсилювач постійного струму П та джерело опорної напруги ДОН. За допомогою ДОН здійснюють порівняння напруги на навантаженні з опорною напругою. Функція підсилювача зводиться до посилення різниці порівнюваних напруг і подачі посиленого сигналу безпосередньо на регулюючий елемент.

У схемі рисунок 2, а стабілізація напруги на навантаженні досягається, як і в параметричному стабілізаторі, зміною напруги на баластному резисторі R_b шляхом зміни струму регулюючого елемента. Якщо прийняти вхідну напругу стабілізатора незмінною, то сталості напруги на навантаженні буде відповідати сталість напруги на баластному резисторі. Зміна струму навантаження від нуля до $I_{н.маx}$ буде супроводжуватися відповідною зміною струму регулюючого елемента від $I_{н.маx}$ до нуля.

У схемі рисунок 2, б регулюючий елемент включений послідовно з навантаженням. Стабілізація напруги навантаження здійснюється шляхом зміни напруги на регулюючому елементі. Струм регулюючого елемента тут дорівнює струму навантаження.

Згідно із розглянутим, принцип дії компенсаційних стабілізаторів постійної напруги базується на зміні опору регулюючого елемента. Наявність регулюючого елемента обумовлює неминучі втрати енергії в стабілізаторі.

Оцінимо обидва типи стабілізаторів по потужності втрат. При цьому будемо виходити з рівних умов роботи по $U_{вх}$, $U_{н}$ і $I_{н}$.

Потужність, що втрачається в схемі рисунок 2, а, складається з втрат в резисторі R_6 і регулюючому елементі та становить $(U_{вх} - U_{н}) \times (I_{н} + I_p) + U_{н}I_p$ або $(U_{вх} - U_{н})I_{н} + U_{вх}I_p$. У схемі рисунок 2, б потужність втрачається в регулюючому елементі. вона дорівнює $(U_{вх} - U_{н})I_{н}$, тобто менше, ніж у попередній схемі, на величину $U_{вх}I_p$.

Таким чином, енергетичні показники, зокрема ККД послідовних стабілізаторів, більш високі (особливо при широкому діапазоні зміни $I_{н}$), ніж паралельних. Це є головною причиною того, що послідовні стабілізатори знайшли найбільше застосування на практиці.

Принципова схема компенсаційного стабілізатора напруги послідовного типу приведена на рисунку 3, а.

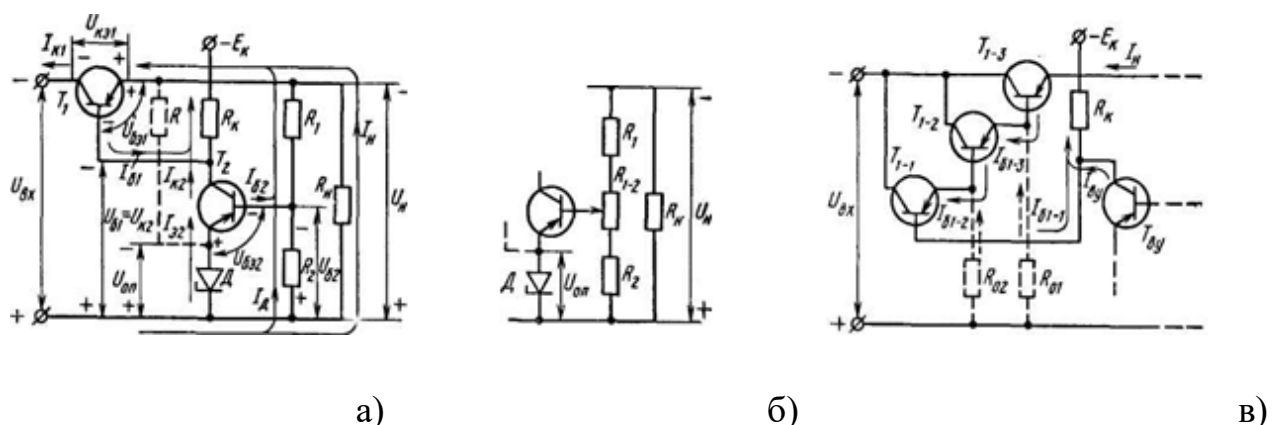


Рисунок 3 – Принципова схема компенсаційного стабілізатора напруги послідовного типу (а); спосіб регулювання вихідної напруги (б); складений транзистор в схемі стабілізатора (в)

З переваг паралельних стабілізаторів слід вказати їх не критичність до перевантажень по струму I_H , зокрема коротких замикань вихідного кола. Послідовні стабілізатори вимагають пристроїв захисту регулюючого елемента при перевантаженнях за струмом.

Транзистор T_1 слугує регулюючим елементом, а підсилювач постійного струму (однокаскадний) виконаний на транзисторі T_2 . Джерелом опорної напруги є стабілітрон D , включений в коло емітера транзистора T_2 . Резистор R (показаний пунктиром) використовують для виведення стабілітрона на робочу ділянку характеристики, якщо струм I_{c2} , транзистора T_2 малий. Резистори R_1 R_2 є елементами вхідного дільника напруги. Напруга між базою і емітером транзистора T_2

$$U_{бэ2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_H - U_{об}$$

Силове коло стабілізатора, що включає джерело живлення, транзистор T_1 і навантаження R_H , являє собою підсилювальний каскад на транзисторі T_1 зі спільним колектором, в якому $U_{вх}$ — напруга живлення, $U_{б1}$ — вхідна, а U_H — вихідна напруга ($U_H = U_{б1} - U_{бэ1}$). Для отримання необхідної напруги U_H необхідно, щоб напруга на виході підсилювача ($U_{к2} = U_{б1}$) була близько до напруги U_H . Для цього живлення колекторного кола транзистора T_2 здійснюють від окремого джерела — E_K . Підсилювач постійного струму при цьому забезпечує відповідність необхідної напруги $U_{к2}$ напрузі його вхідного кола $U_{б2}$. Вказані міркування покладені в основу розрахунку елементів схеми по заданих параметрах U_H , I_H номінального режиму.

Стабілізуючу дію схеми зумовлено наявністю в ній глибокого негативного зворотного зв'язку по приростам вихідної напруги U_H .

Припустимо, що під дією зменшення напруги U_H напруга U_H (тут і далі маються на увазі абсолютні значення напруг) стала менше номінальної. Зменшення напруги U_H викликає зменшення напруги на базі $U_{б2}$ і напруги ($U_{бэ2}$ транзистора T_2 , а отже, його струмів $I_{б2}$ та $I_{к2}$. зменшення струму $I_{ка}$ призводить до меншого падіння напруги на резисторі R_K і збільшенню напруг $U_{б1}$ і $U_{бэ1}$ транзистора T_1 . Внаслідок збільшення напруги $U_{ан}$ напруга $U_{кэ1}$ транзистора T_1 зменшується,

підвищуючи тим самим майже до попередньої величини напруга U_H . Подібно					Лист
ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ					13
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	

розглянутому здійснюється компенсація зміни напруги U_H при збільшенні $U_{вх}$, а також при змінах струму навантаження.

Коефіцієнт стабілізації стабілізатора знаходять із співвідношення

$$K_{CT} = \frac{R_H}{r_{вх2} A + R_H \frac{r_{б2}}{r_{к(э)2}} \left(1 + \frac{R_1 \parallel R_2}{r_{б2}}\right)} \quad (11)$$

ФЗ 3.7.090803.528 ПЗ

де $r_{вх2}, r_{б2}, r_{к(э)2}$ — відповідно вхідний, базовий і колекторний опір транзистора T_2 . $A = 1 + \frac{r_D}{r_{вх2}} + \frac{R_1 \parallel R_2}{r_{вх2} \beta_3}$ — поправний коефіцієнт, що враховує вплив динамічного опору стабілітрона r_a і опорів подільника в базовому колі транзистора T_2 .

Вихідний опір стабілізатора в першому наближенні (без урахування впливу підсилювача в колі зворотного зв'язку) можна оцінити по опору транзистора T_1 зі сторони емітера. Приймав $U_{б1} = \text{const}$, маємо $R_{ввих} = r_{э1} + r_{б1}/(1 + \beta_1)$, що становить досить малу величину. Оскільки підсилювач створює в схемі негативний зворотний зв'язок по напрузі, вихідний опір виходить ще менше. Для його розрахунку можна скористатися виразом

$$R_{ввих} = \frac{r_{э1} + r_D}{\beta_1} + \frac{r_{б2}}{\beta_1 \beta_2} \quad (12)$$

Числове значення коефіцієнта стабілізації стабілізатора знаходиться в межах декількох сотень, а вихідний опір становить десяті й соті частки Ома.

При розробці стабілізатора часто ставиться завдання регулювання його вихідної напруги U_H . Можливість регулювання напруги можна показати, виразивши напругу U_H схеми через параметри вхідного кола підсилювача:

$$U_H = I_H (R_1 + R_2) + I_{б2} R_1 \quad (13)$$

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		14

Елементи вхідного дільника зазвичай вибирають досить низькоомними, що забезпечують виконання умови $I_d \gg I_{\delta 2}$. Це необхідно для ослаблення впливу, змінюваного в процесі роботи схеми струму $I_{\delta 2}$ на напругу $U_{\delta 2}$, а отже, на коефіцієнт стабілізації стабілізатора. З огляду на сказане, другим членом у виразі (13) можна знехтувати. Тоді отримаємо

$$\begin{aligned}
 U_H &= I_D (R_1 + R_2) = U_{\delta 2} \frac{R_1 + R_2}{R_3} = (U_{OP} + U_{\delta 2}) \frac{R_1 + R_3}{R_2} \approx \\
 &\approx U_{OP} \frac{R_1 + R_3}{R_2}
 \end{aligned}
 \tag{14}$$

Таким чином, задачу регулювання напруги вирішують шляхом зміни співвідношення плечей вихідного дільника, що реалізується введенням у вхідне кола підсилювача потенціометра R_{1-2} (рис. 3, б). Межі регулювання напруги при цьому складають:

$$U_{H \max} \approx U_{OP} \frac{R_1 + R_{1-2}}{R_3}
 \tag{15}$$

$$U_{H \min} \approx U_{OP} \frac{R_1}{R_2 + R_{1-2}}
 \tag{16}$$

Якщо, наприклад, взяти $U_{OP} = 10$ В, $R_1 = 300$ Ом, $R_2 = 360$ Ом і $R_{1-2} = 240$ Ом, то вихідну напругу стабілізатора можна регулювати в діапазоні від 5 до 15 В.

Напруга U_H стабілізатора пов'язана з напругою вхідного кола транзистора T_1 співвідношенням

$$U_H = U_{\delta 1} - U_{\delta 1} = U_{k2} - U_{\delta 1}
 \tag{17}$$

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		15

або

$$U_H = E_K - (I_{\beta 1} + I_{k2})R_H - U_{\beta 1} \quad (18)$$

Співвідношення (18) дозволяє зробити ряд важливих висновків про роботу стабілізатора і можливостях його застосування. З цією метою розглянемо два режими роботи стабілізатора: $U_{\text{вх}} = \text{var}$, $R_a = \text{const}$ ($I_H = \text{const}$) і $U_{\text{вх}} = \text{const}$, $R_H = \text{var}$ ($I_H = \text{var}$).

При зміні вхідної напруги величина U_H стабілізатора змінюється незначною мірою. Тому можна вважати, що приріст напруги $\Delta U_{\text{вх}}$ буде скомпенсований відповідним збільшенням або зменшенням напруги $U_{\text{к}\beta 1}$ транзистора T_1 . При умові $I_{\beta 1} = I_H = \text{const}$ це спричинить в остаточному результаті зміну струму бази (і колектора) регулюючого транзистора за допомогою зміни струму $I_{\text{к}2}$ підсилювача, протікаючого через резистор R_K . Напруга U_H буде тим стабільніше, ніж меншому значенню ΔU_H буде відповідати необхідна зміна струму $I_{\text{к}2}$, тобто чим вище буде коефіцієнт підсилення підсилювача. Підвищення коефіцієнта підсилення в даній схемі досягається збільшенням опору R_K .

В умовах змінюваного струму навантаження струм бази регулюючого транзистора $I_{\beta 1}$ змінюється пропорційно I_H , так як $I_{\beta 1} = I_H(1+\beta)$. оскільки напруга $U_{\beta 1}$ мала (долі вольта), режиму стабілізації напруги U_H згідно виразу (18) відповідає майже незмінна сума струмів $I_{\beta 1} + I_{\text{к}2}$. Це означає, що зі зменшенням струму I_H струм $I_{\text{к}2}$ збільшується на величину, на яку зменшився струм $I_{\beta 1}$. При зміні навантажувального струму від $I_{H,\text{max}}$ до нуля струм $I_{\text{к}2}$ змінюється від деякого мінімального значення $I_{\text{к}2\text{min}}$ до

$$\frac{I_{H\text{max}}}{1 + \beta_1} + I_{\text{к}2\text{min}} \approx \frac{I_{H\text{max}}}{1 + \beta_1} = I_{\beta 1\text{max}}$$

Таким чином, транзистор T_2 в схемі рисунок 3, а необхідно вибирати на колекторний струм, близький до максимального струму бази регулюючого

транзистора.					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		16

Зі збільшенням струму I_H транзистори T_1, T_2 вибираються на більші колекторні струми. Однак використання даної схеми при $I_H > 200 \div 300$ мА неефективно через труднощі в забезпеченні високих значень коефіцієнта підсилення підсилювача, а, отже, і коефіцієнта стабілізації. Причина полягає у вимушеному зменшенні опору R_k (зважаючи на великі значень I_{b1} та I_{k2}), а також в малих значеннях коефіцієнта β потужних транзисторів.

Задачу зменшення струму бази регулюючого транзистора при переході до великих струмів навантаження вирішують заміною його в стабілізаторі складеним транзистором (рис. 3, в). Складений транзистор являє собою з'єднання двох-трьох транзисторів і більше, при якому база кожного наступного транзистора знизана з емітером попереднього, а колектори всіх транзисторів об'єднані.

Оскільки струм бази кожного транзистора меншою від його струму емітера в $1 + \beta$ разів, струм керування складеним транзистором виходить у багато разів менше струму емітера вихідного транзистора (тобто струму навантаження стабілізатора). Так, для схеми, що складається з трьох транзисторів (рис. 3, в), маємо

$$I_{b1-1} = \frac{I_H}{(1 + \beta_{1-3})(1 + \beta_{1-2})(1 + \beta_{1-1})} \approx \frac{I_H}{\beta_{1-3}\beta_{1-2}\beta_{1-1}} = \frac{I_H}{\beta_c} \quad (19)$$

де β_c — коефіцієнт передачі струму складеного транзистора, числове значення якого дорівнює 10^3 — 10^4 .

Тим самим забезпечується необхідний режим узгодження по струму вихідного кола підсилювача і вхідного кола регулюючого транзистора при великих струмах I_H .

Резистори, що відводять струм R_{01}, R_{02} (показані пунктиром) створюють кола протікання початкових струмів $I_{k0(\alpha)}$ транзисторів T_{1-1} , і T_{1-2} , виключаючи їх протікання по колах баз наступних транзисторів. З їх допомогою забезпечується

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		17

нормальний режим роботи схеми при мінімальному струмі навантаження. Для розрахунку опорів R_{01} і R_{02} можна скористатися співвідношенням

$$R_{0(1,2)} = (1,5 \div 2) \frac{U_H}{I_{K0(\exists 1,2)}} \quad (20)$$

Складові транзистори знайшли широке застосування в стабілізаторах на струми 0,5 — 1А і вище.

Підвищення коефіцієнта стабілізації (і зменшення вихідного опору) компенсаційних стабілізаторів також може досягатися шляхом збільшення коефіцієнта посилення підсилювача за рахунок використання в ньому більшої кількості каскадів. Для виключення дрейфу напруги U_H стабілізатора, викликаного дрейфом підсилювача, останній виконують на основі балансних каскадів із застосуванням температурної компенсації.

Суттєві переваги щодо масогабаритних, вартісних і якісних показників дає широко використовуваний в даний час інтегральний принцип розробки стабілізаторів, при якому вся малопотужна частина схеми стабілізатора уніфікується і представляється у вигляді мікросхеми. Стабілізатори постійної напруги розробляють також з імпульсним (ключовим) режимом роботи регулюючого елемента (застосовується транзистор або тиристор) Такі стабілізатори називають імпульсними, вони реалізуються на основі імпульсних перетворювачів постійної напруги.

Широтно-імпульсний метод регулювання на пониженій частоті ґрунтується на зміні числа періодів змінної напруги, що підводиться до навантаження. Цей метод дозволяє здійснити регулювання потужності в навантаженні в діапазоні від U^2/R_H до нуля. Його недоліком є присутність гармонічних коливань в струмі мережі з частотами нижче 50 Гц, що обумовлюється імпульсним характером споживання енергії від мережі. Зазначений недолік в значній мірі послаблюється при живленні від загальної мережі змінного струму групи з декількох перетворювачів, коли відсутність споживання

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		18

струму одним перетворювачем компенсується споживанням струму іншими перетворювачами.

Перетворювачі постійної напруги призначені для зміни значення постійної напруги. Вони слугують для живлення навантаження постійною напругою U_H яка відрізняється за величиною від напруги джерела E (рисунок 4, а). При цьому іноді необхідно стабілізувати напругу U_H при зміні напруги джерела і струму навантаження або змінювати напругу U_H за певним законом незалежно від E .

Імпульсні перетворювачі базуються на використанні імпульсних методів перетворення і регулювання постійної напруги. Тому їх називають імпульсними перетворювачами постійної напруги (ІППН). Вихідна напруга таких перетворювачів характеризується послідовністю імпульсів прямокутної форми з тривалістю t_H і паузою t_n , амплітуда яких близька до напруги живлення E (рисунок 4, б). Вихідна напруга перетворювача u_H характеризується середнім значенням U_H . Необхідної якості вихідної напруги з точки зору пульсацій тут досягають, так само як і в випрямлячах, включенням між виходом перетворювача і навантаженням згладжуючого фільтра.

В основі принципу дії ІППН лежить ключовий режим роботи регулюючого напівпровідникового приладу, який здійснює періодичне підключення напруги живлення E до вихідного кола перетворювача.

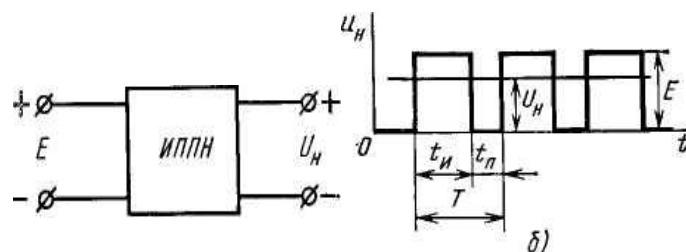


Рисунок 4 - ІППН (а) і його крива вихідної напруги

Малі падіння напруги на керуючих приладах у відкритому стані і протікаючий струм в закритому обумовлюють високий КПД розглянутих перетворювачів. Їх здатність регулювати вихідну напругу використовують при побудові регуляторів і стабілізаторів постійної напруги. ІППН широко застосовують

також в електроприводі для керування частотою обертання двигунів постійного					Лист
ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ					
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	19

струму. У цьому випадку схема перетворювача повинна забезпечувати керування не тільки потужністю, що віддається джерелом живлення в навантаження, але і потужністю від навантаження в джерело живлення, що необхідно, зокрема, при рекуперативному гальмуванні двигуна постійного струму.

Напрягою живлення ІППН можуть служити, наприклад, контактна мережа постійного струму міського або магістрального електрифікованого транспорту, а також різні джерела постійного струму: акумуляторні батареї, паливні елементи, сонячні батареї і т. д. Задачу регулювання постійної напруги за допомогою ІППН можна вирішувати і при первинній мережі живлення змінного струму. У цьому випадку на вході ІППН включають некерований випрямляч. Система некерований випрямляч - ІППН є конкуруючим варіантом керованого випрямляча.

Регулювання вихідної напруги ІППН здійснюється імпульсними методами шляхом зміни параметрів вихідних імпульсів. Найбільше застосування отримали широтно-імпульсний і частотно-імпульсний методи регулювання, а також їх комбінація.

Широтно-імпульсний метод регулювання (ШІР) здійснюється зміною тривалості (ширини) вихідних імпульсів t_n (рисунок 4, б) при незмінному періоді їх проходження ($T = \text{const}$, $f = 1/T = \text{const}$). Середнє значення вихідної напруги перетворювача при широтно-імпульсному регулюванні пов'язано з напрягою живлення співвідношенням

$$U_H = \frac{t_u}{T} E = \gamma E \quad (21)$$

де $\gamma = t_n/T$ — коефіцієнт регулювання (перетворення).

Згідно з (21) діапазон регулювання вихідної напруги ІППН з ШІР становить від нуля ($t_{n0} = 0$, $\gamma = 0$) до E ($t_n = T$, $\gamma = 1$).

При частотно-імпульсному методі регулювання (ЧІР) зміна вихідної напруги проводиться за рахунок зміни частоти проходження вихідних імпульсів ($f = 1/T = \text{var}$) при незмінній їх тривалості ($t_H = \text{const}$). Регулюючі можливості перетворювача характеризуються співвідношенням

$$U_H = \frac{t_u}{T} E = t_u f E \quad (22)$$

Вихідній напрузі, рівній E , тут відповідає гранична частота проходження імпульсів, що дорівнює $1/t_u$, а нульовій вихідній напрузі - нульова частота $f \rightarrow 0$.

Спільне використання ШІР і ЧІР (комбіноване регулювання) полягає в зміні двох параметрів вихідних імпульсів: t_u и f .

Один з найбільш широко поширених принципів побудови ІППН ілюструє схема малюнок 5, а. Регулюючий елемент умовно показаний у вигляді ключа, функцію якого зазвичай виконує тиристор (або силовий транзистор).

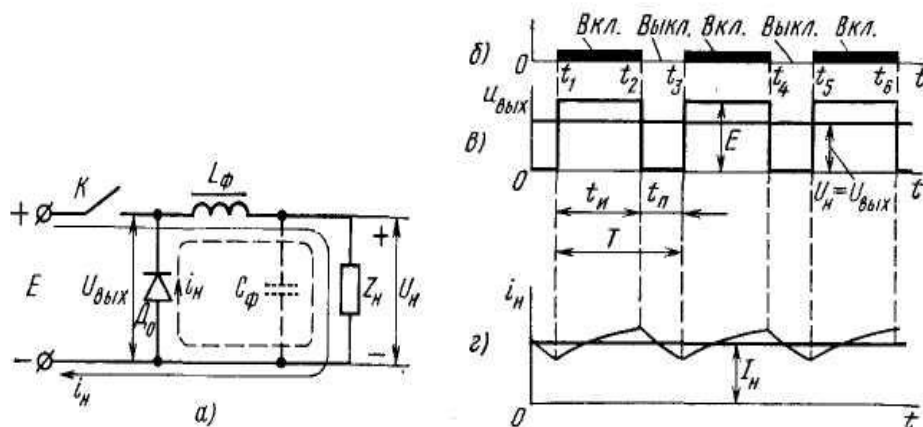


Рисунок 5 – Схема основних ланцюгів ІППН (а) і його часові діаграми (б)

У вихідне коло перетворювача входить навантаження Z_n активно-індуктивного характеру і при необхідності згладжуючий L-фільтр (дросель L_ϕ). Застосування дроселя в ІППН з відповідною індуктивністю зазвичай є достатньою для згладжування вихідної напруги (струму), хоча у загальному випадку не

виключені і більш складні згладжуючі фільтри, наприклад Г-подібний LC-фільтр (конденсатор C_{ϕ} такого фільтру показаний пунктиром). Діод D_o , включений у зворотному напрямку відносно напруги вихідного кола (зворотний діод), є необхідним елементом схеми і призначений для створення в ній контуру протікання струму навантаження при розімкненому ключі К.

Розглянемо процеси, що протікають в такому перетворювачі. Для цього скористаємося часовими діаграмами, наведеними на рисунку 5, б — г.

На інтервалах ввімкненого стану ключа ($t_1 — t_2, t_3 — t_4, t_5 — t_6$) напруга живлення E підключається до входу згладжуючого фільтра (рисунок 5, а — в), $u_{\text{вих}} = E$, діод D_o закритий. Через навантаження протікає струм i_H (показаний суцільною лінією) від джерела живлення. На інтервалах вимкненого стану ключа ($t_2 — t_3, t_4 — t_5$) зв'язок вихідного кола з джерелом живлення відсутній, проте струм через навантаження продовжує протікати (рисунок 5, г). Він підтримується енергією, накопиченою реактивними елементами — дроселем L_{ϕ} і індуктивністю навантаження L_H на інтервалі протікання струму від джерела живлення. Струм навантаження i_H замикається через провідний зворотний діод D_o , внаслідок чого $i_{\text{вих}} = 0$. Без урахування падінь напруги на активних опорах дроселя L_{ϕ} і підвідних провідників напруга на навантаженні $U_H = U_{\text{вих}}$, визначена середнім значенням $u_{\text{вих}}(t)$. знаходять за формулою (21) або (22). Струм i_H складається з ділянок експонент наростання і спадання (відповідно в колах з джерелом живлення E і діодом D_o) зі сталою часу $\tau = (L_{\phi} + L_H) / R_H$. Середнє значення струму $I_H = U / R_H$.

При переході до великих потужностей навантаження (понад 100 кВт) виникають труднощі в побудові перетворювачів за схемою рисунок 5, а. Вони викликані великими струмами навантаження, а значить необхідністю застосування великого числа паралельно включених тиристорів, що використовуються як ключ. Крім того, при великих струмах навантаження складна конструкція дроселя L_{ϕ} з великою індуктивністю, що ускладнює виконання вимог щодо допустимих пульсацій в кривій струму навантаження.

ІППН великої потужності виконують за багатотактним принципом.

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		23

заснованому на паралельному включенні m окремих перетворювачів, що працюють на загальне навантаження від загального джерела постійного струму (рисунок 6). Для зменшення пульсацій вихідного струму i_n і напруги u_n і струму джерела живлення ключі $K_1, K_2 \dots K_m$ працюють з взаємним фазовим зсувом на кут $2\pi/m$. Зазначені труднощі при цьому виключаються внаслідок того, що кожен перетворювач багатотактної системи навантажується струмом, в m разів меншим струму i_n . Спрощений режим роботи перетворювачів створюється також завдяки меншій в m раз частоті їх переключення. Багатотактні ІППН допускають режим почергової роботи, що входять, перетворювачів і режим роботи з перекриттям [5].

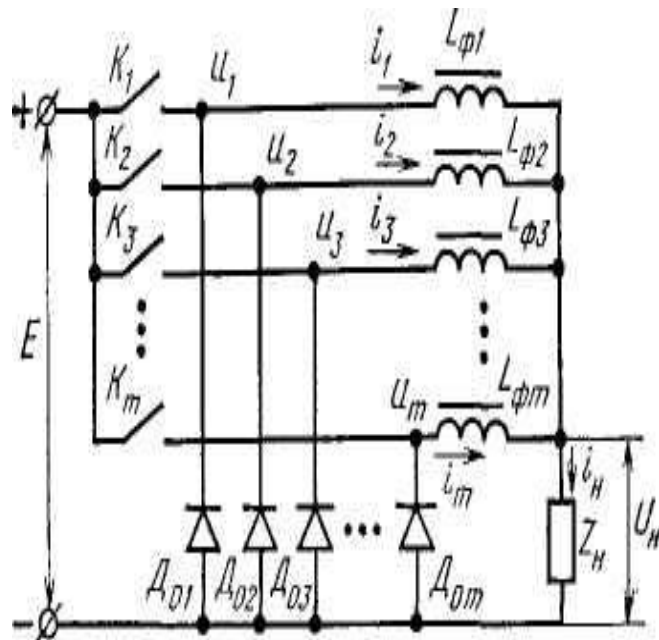


Рисунок 6 – Принцип побудови багатотактних ІППН

Для роботи освітлювальної системи електронного мікроскопа необхідно, щоб елементи підсистем, що входять в цю систему, забезпечували стабільні параметри всіх її вузлів. Для цього застосовують спеціалізовані стабілізуючі блоки. Дані блоки, незважаючи на те, що вони виконують кілька різних функцій, мають, однак і схожі риси – мікропроцесорне керування, поблочне виконання. Ці особливості викликані в першу чергу специфікою застосування пристроїв.

Мікроконтролери в блоках системи керування взагалі і стабілізатора прискорюючої напруги застосовуються через необхідність їх подальшого узгодження і підпорядкування центральній ЕОМ. До того ж необхідний закон керування простіше, гнучкіше і надійніше встановити у вигляді прошивки, яка прошита в РПЗУ контролера.

Стабілізатор прискорюючої напруги електронного мікроскопа належить до відеоконтрольного пристрою мікроскопа і виконує функції жорсткої стабілізації прискорюючої напруги і зв'язок підвищувального блоку системи з центральною ЕОМ і з іншими блоками системи.

Проектований стабілізатор, згідно із завданням, повинен забезпечувати:

- 1) Стабілізацію зазначеної величини в межах, обумовлених в ТЗ;
- 2) Керування включенням блоку підвищеної напруги;
- 3) М'яке включення / вимикання прискорюючої напруги;
- 4) Захист колони мікроскопа від «прострелів» (електричного пробою залишкових газів)

Захист вбудованого мікроконтролера від стрибків керуючої напруги в інших блоках і інших блоків - від стрибків у власних колах керування. Згідно з обсягами поставленого завдання в рамках даної роботи необхідно розробити структурну і функціональну схеми пристрою, алгоритм його роботи і принципову схему блоку аналогового виведення.

1.2 Розробка, обґрунтування алгоритму функціонування і структурної схеми проектованого пристрою

Стабілізатор прискорюючої напруги електронного мікроскопа в першу чергу - слідкуюча система, яка відпрацьовує заданий закон керування. Тому і алгоритм її роботи, в принципі, збігається з основними етапами роботи слідкуючих систем.

Згідно ТЗ, вхідними цифровими сигналами для схеми є сигнали даних послідовного інтерфейсу RxD, TxD а також загальний сигнал скидання RST.

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		25

Вхідним аналоговим сигналом можна вважати зворотній зв'язок від керованого об'єкта.

В силу того, що в схемі будуть застосовуватися і аналогові допоміжні блоки і основні аналогові і цифрові блоки, то доцільно розробити і привести алгоритм роботи основних блоків. Алгоритм роботи допоміжних блоків сам по собі є поняттям досить розпливчастим, тому що в їх завдання входить лише лінійна стабілізація по живленню або отримання опорної напруги для вузлів основних блоків. Алгоритм, для наочності, буде приведений в графічному вигляді (рисунок 7), і пояснений словами.

Робота алгоритму починається з ініціалізації мікроконтролера. Після цього про стан схеми і контролера відображає блок індикації, що дозволяє оцінити працездатність схеми. Далі, в силу специфіки застосування схеми, відбувається перевірка якості вакууму в колоні мікроскопа і, при позитивному значенні, відбувається включення генератора прямокутних імпульсів і високовольтного блоку. В іншому випадку відбувається скидання контролера, і процедура перевірки якості вакууму триває (повторюється). Після включення високовольтного блоку має місце постійний моніторинг струму променя мікроскопа і, в разі перевищення його над певною величиною, - вимикання даного блоку.

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

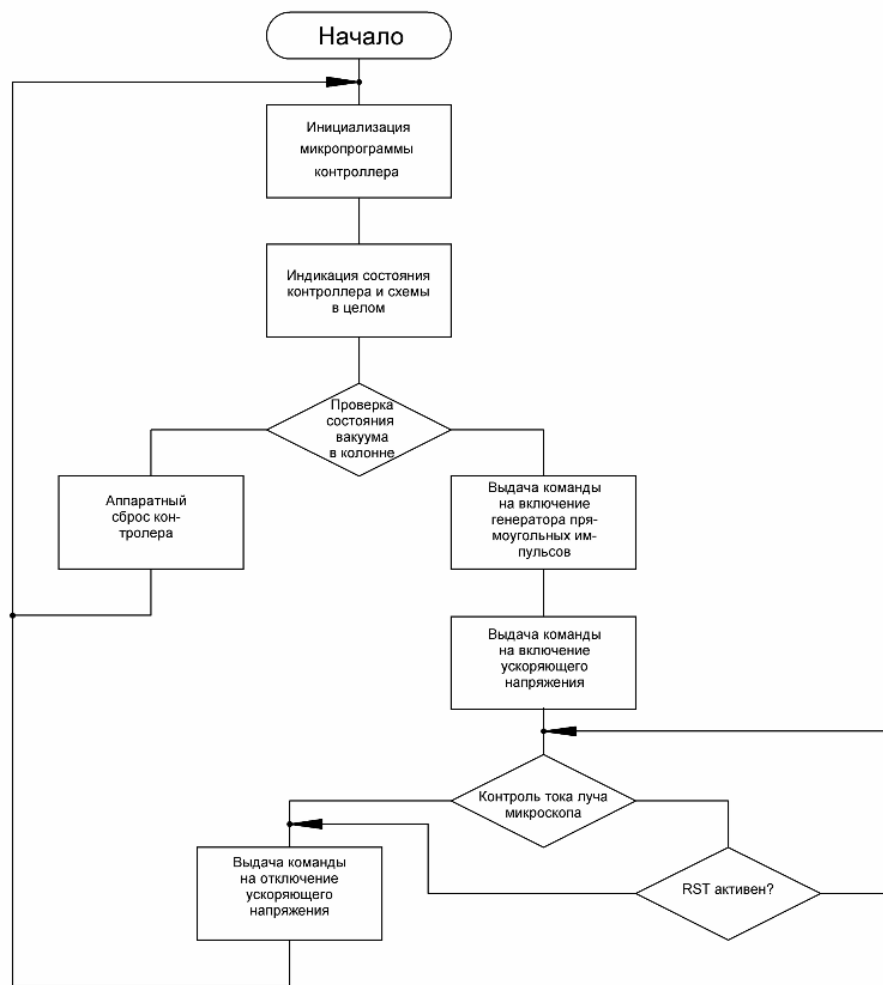


Рисунок 7 – Алгоритм работы пристрою

Дані функції може виконувати пристрій, структурна схема якого наведена на рисунку 8.

Короткі вимоги до блоків пристрою можна представити так:

- а) схема повинна бути жорстко стабілізована по живленню зважаючи на виняткову точність розроблювального пристрою;
- б) для взаємодії з центральною ЕОМ необхідний програмований восьмирозрядний мікроконтролер;
- в) сигнали мікроконтролера на високовольтний блок повинні подаватися

в аналоговому виді, тому необхідний ЦАП з розрядністю не нижче 12;

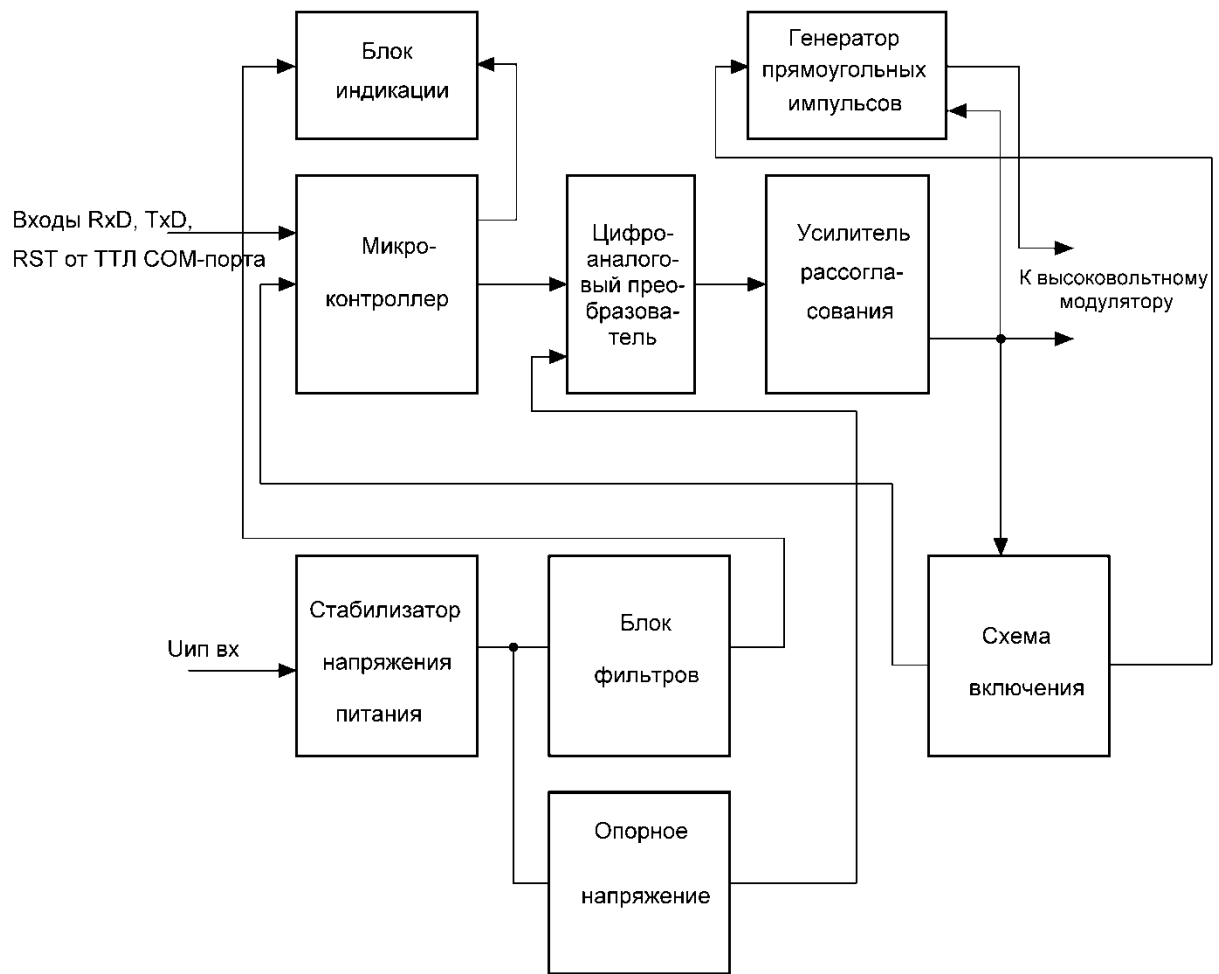


Рисунок 8 – Структурна схема стабілізатора

2. Розробка схеми електричної функціональної проектованого пристрою

Функціональна схема стабілізатора є прямим продовженням (розширенням) структурної схеми з урахуванням параметрів технічного завдання та вимог, що пред'являються до даного пристрою. Визначимо основні вимоги до блоків структурної схеми для подальшої її розширення до функціональної.

Мікроконтролер повинен забезпечувати пряму (без перетворювачів рівня) зв'язок з TTL - сигналами послідовного порту. Дана вимога висувається в зв'язку з тим, що підсилювач є лише частиною окремої великої підсистеми мікроскопа (безпосередньо - відеоконтрольного

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		29

пристрою). Оскільки закон керування доволі нескладний, то не потрібно великого обсягу оперативної пам'яті, а кількість вихідних сигналів (5) і невелика кількість керованих контролером вузлів дозволяє застосовувати стандартний 8-розрядний контролер серії 8051 без розширення пам'яті. При підключенні контролера до входу схеми необхідно звернути увагу на пасивний захист мікросхеми від неправильного включення живлення і від можливих викидів напруги в лініях зв'язку, а, отже, і у вхідних колах контролера. Варіант включення такого контролера наведено на малюнку 9.

Для стабілізації частоти генерації мікроконтролера доцільно застосувати кварц.

Цифроаналоговий перетворювач зважаючи на необхідну точність (<1%) необхідно вибрати 12-розрядний. Він забезпечить задану швидкодію і точність перетворення цифрових сигналів в аналогові.

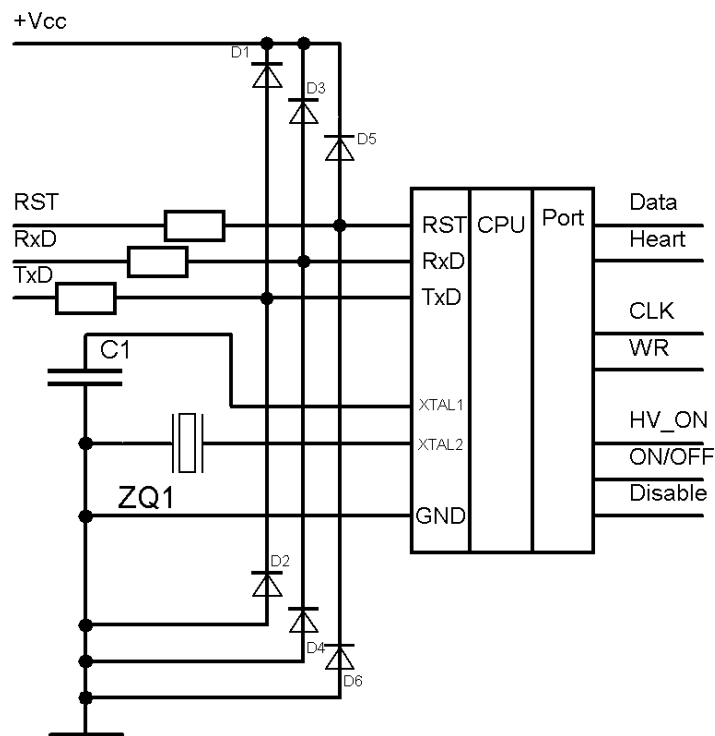


Рисунок 9 – Функціональна схема мікропроцесорного блоку

З огляду на застосування якісного 12-розрядної ЦАП необхідне

високостабільне джерело опорної напруги і стабільне					Лист
ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ					
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	30

живлення схеми. Опорну напругу необхідно підтримувати саме такою, якою вона буде задана в документації на ЦАП. Для реалізації жорсткої навантажувальної характеристики можна застосувати повторювач напруги на операційному підсилювачі. Однак для завдання рівня вхідної для підсилювача напруги необхідно застосувати інтегральний стабілітрон, який повинен мати вбудований теплової регулятор. Схему джерела опорної напруги можна представити у вигляді, наведеному на рисунку 10. Одним з ключових блоків є генератор прямокутних імпульсів. Його доцільно виконати на мікросхемі, призначеної для генерації прямокутних імпульсів в широтно-керуваних джерелах живлення. Це – генератор – ШІМ - контролер.

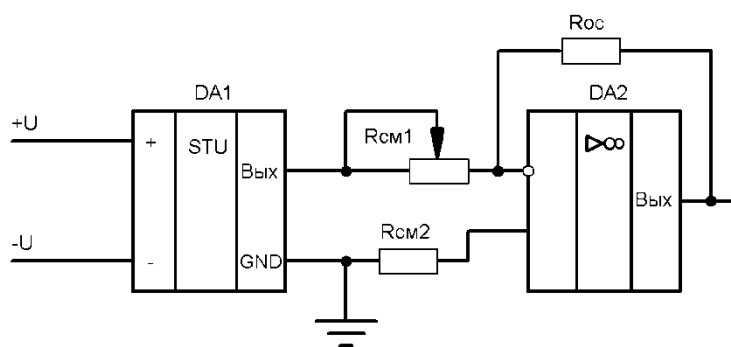


Рисунок 10 – Функціональна схема джерела опорної напруги

В якості даного контролера можна застосувати непогану документовану мікросхему TL494-D. Тимчасові діаграми даної мікросхеми наведені на рисунку 11, а внутрішній функціональний пристрій – 12:

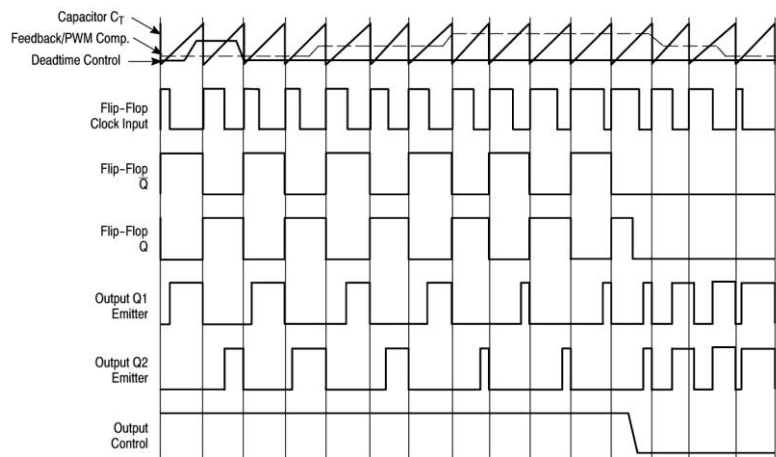


Рисунок 11- Часові діаграми роботи мікросхеми TL 494-D

Застосування даної мікросхеми обумовлено тим, що вона дає потужні імпульси, які і необхідні для високовольного модулятора. Мультивібратори на логіці в даному випадку не задовольняють вимогам енергії імпульсу.

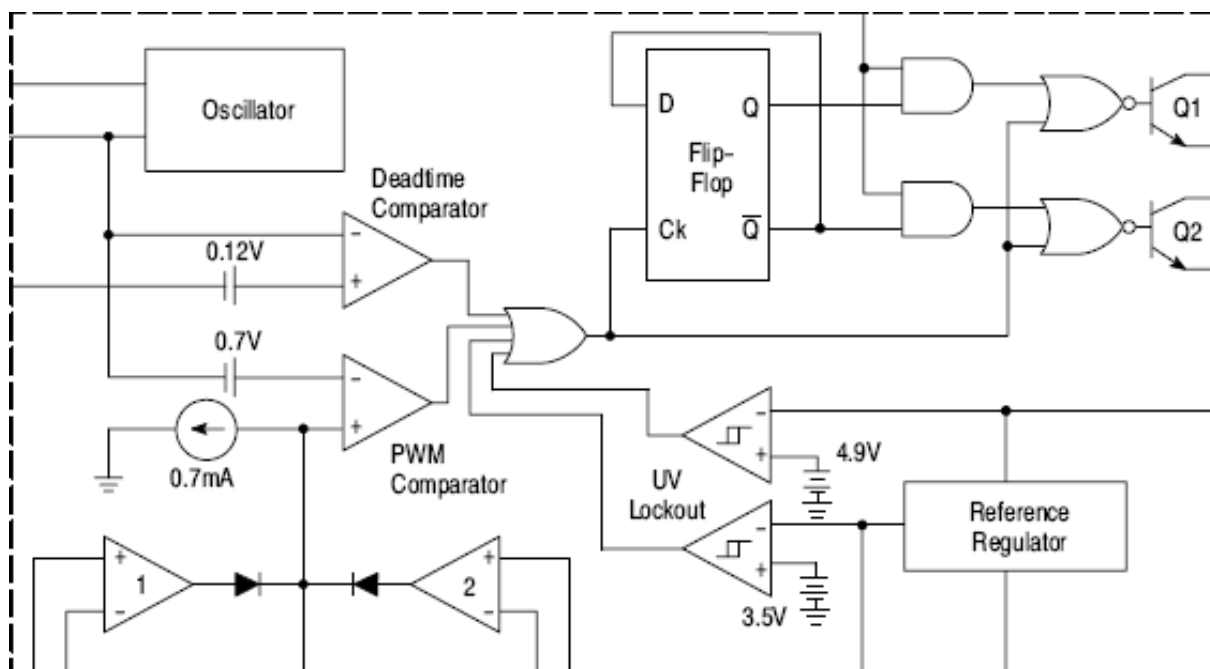


Рисунок 12 –Внутрішній пристрій ШІМ-контролера

Для завдання необхідної частоти генерації використовуються навісні елементи, наведені в документації до мікросхеми. Прикладом функціональної схеми генератора може служити схема, наведена на рисунку 13.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

Розв'язка по живленню і за рівнями низьковольтної та високовольтної частин пристрою проводиться за допомогою підсилювача не узгодженості. Даний підсилювач є багатофункціональним і може бути побудований з використанням операційних підсилювачів і дискретних елементів. Оскільки операційний підсилювач має малу навантажувальну здатність, то в схемі доцільно застосувати складові транзистори для підсилення виходу.

Вихідні транзистори застосовують високовольтні і потужні для забезпечення на вході підвищувальних трансформаторів достатню амплітуду струму і напруги. Підсилювач може бути побудований за класичною схемою, наведеною на рисунку 14.

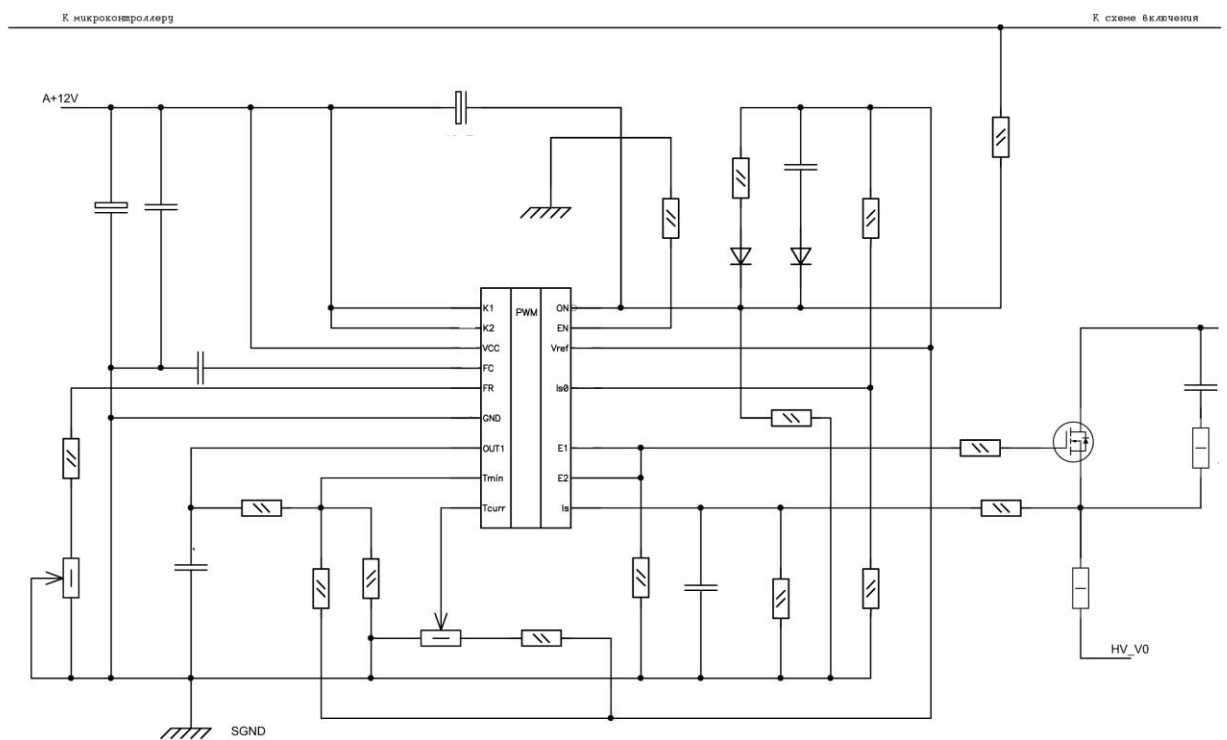


Рисунок 13 – Функціональна схема генератора прямокутної напруги

При цьому одна з найважливіших функцій, виконуваних підсилювачем - підтримання напруги від входу калібровки і з виходу ЦАП на одному рівні. Це забезпечує відпрацювання закону керування в належній мірі. Підсилювач

неузгодженості - це єдиний блок, в якому транзистори працюють не в ключовому, а в активному режимі. Введення від схеми калібрівки краще передбачити з використанням екранованого коаксіального кабелю через відповідний роз'єм. Керування включенням і вимиканням схем високовольтних трансформаторів здійснює с х е м а в к л ю ч е н н я . Вона реалізована на логіці у вигляді тригерної комірки, що дозволить зберегти один корпус надалі. Схема тригера реалізована класично і забезпечує запис / зберігання необхідного біта. Схема наведена на рисунку 15.

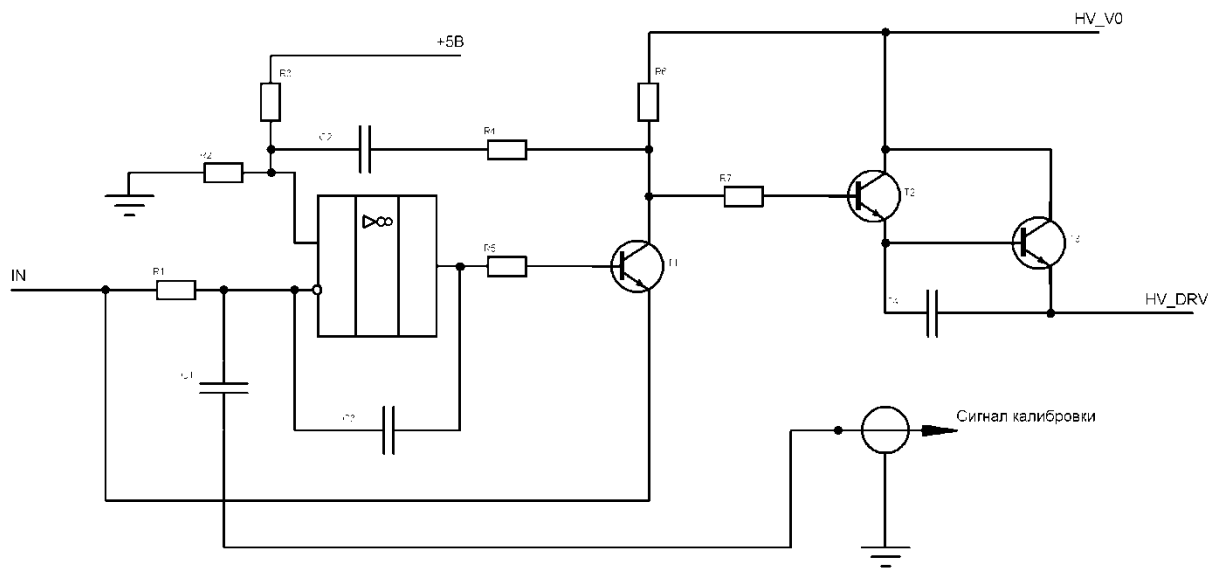


Рисунок 14 – Підсилювач неузгодженості

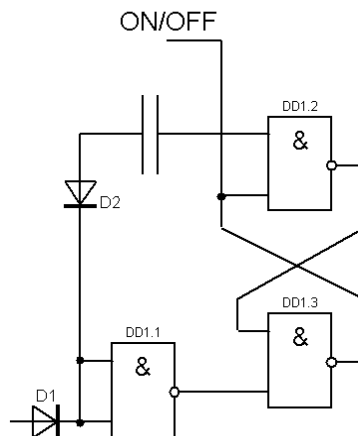


Рисунок 15 – Тригерна комірка

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		34

Блок індикації стану схеми складається з двох світлодіодів і струмообмежуючих резисторів. Схема даного блоку в обґрунтуванні не має потреби. 3. Розробка і розрахунок принципових електричних схем вузлів і блоків пристрою

Розробити стабілізатор напруги негативної полярності з керуванням через СОМ-порт з наступними параметрами:

- вихідна напруга від мінус 0.1 кВ до 30 кВ;
- максимальний струм навантаження, мкА.....300;
- відносна нестабільність вихідної напруги за 10 хв., не більше..... $1 \cdot 10^{-5}$;
- коефіцієнт стабілізації5000
- захист від перевантажень при перевищенні струму навантаження і при прострілах повинна забезпечити вимикання напруги на виході ;

Розробимо функціональну (структурну) схему стабілізатора

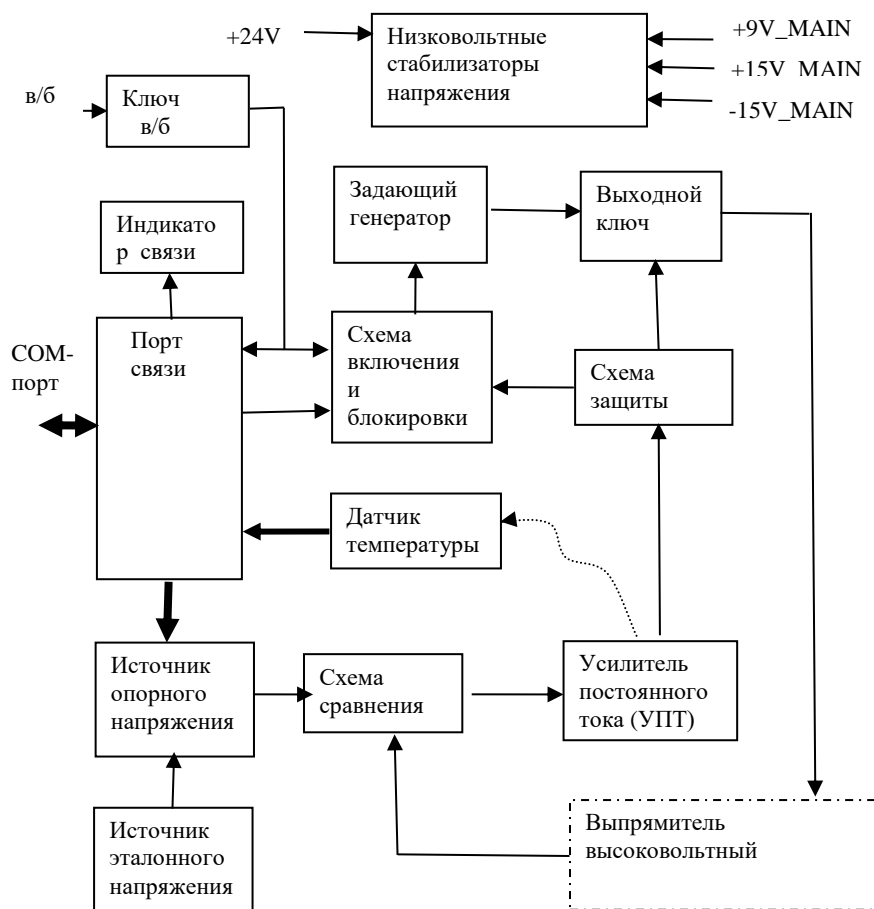


Рисунок 16. Функціональна схема стабілізатора прискорюючої напруги.

Розроблюваний стабілізатор повинен застосовуватися в якості стабілізатора прискорюючої напруги для живлення електронної гармати растрового електронного мікроскопа. Він представляє собою високовольтний компенсаційний стабілізатор з високочастотним перетворенням.

Він складається з джерела еталонної напруги, програмованого джерела опорної напруги, схеми порівняння, схеми захисту, порту зв'язку з індикатором зв'язку, схеми включення і блокування, ключа вакуумного блокування, задаючого генератора, вихідного ключа і низьковольтних стабілізаторів напруги. Розроблюваний стабілізатор повинен керувати роботою випрямляча високовольтного, встановлюючи і підтримуючи напругу на його виході з описаною вище відносною нестабільністю.

Відносна нестабільність вихідної напруги визначається за формулою.

$$\delta = \Delta U / U_0; \quad (23)$$

де, $\Delta U = U_{\max} - U_{\min}$; - максимальна різниця вихідної напруги за заданий час;

$U_0 = (U_{\max} + U_{\min}) / 2$; - середнє значення вихідної напруги за заданий час;

U_{\max} - максимальне значення вихідної напруги за заданий час ;

U_{\min} - мінімальне значення вихідної напруги за заданий час;

Принцип установки і стабілізації вихідної напруги заснований на порівнянні вихідної напруги з опорним з подальшим підсиленням і компенсацією різниці, забезпечуючи таким чином стабільність вихідної напруги пропорційно опорній. Тому для забезпечення необхідного значення відносною нестабільності вихідної напруги необхідно, щоб у джерела опорної напруги вона була набагато краще, а у еталонної ще краще.

В якості еталонного джерела для проектного стабілізатора виберемо прецизійний, температурно-стабілізований монолітний стабілітрон LM299

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		36

фірми National Semiconductor, що має на порядок кращий температурний коефіцієнт в порівнянні з високоякісними стабілітронами.

Він рекомендований для застосування в прецизійних джерелах напруги або струму або в прецизійних джерелах живлення і має наступні параметри.

Гарантований температурний коефіцієнт.....	0.0001 %/°C	(10 ⁻⁶ /°C)
динамічний імпеданс.....	0.5 Ом	
Діапазон		робочих
струмів.....	0.5...10 мА	
Широкий діапазон напруги живлення для стабілізатора температури. Гарантований низький рівень шуму.		
Потужність, необхідна для стабілізації при 25°C.....	300 мВт	
довготривала стабільність.....	20 ppm	

У ньому на одному кристалі виконане коло стабілізації температури і активне джерело опорної напруги. Активна схема зменшує динамічний імпеданс стабілітрона до приблизно 0.5 Ом і дозволяє стабілітрону працювати в діапазоні струмів від 0.5 до 10 мА по суті без зміни напруги і температурного коефіцієнта. Він має низький рівень шуму і довготривалу стабільність в порівнянні зі звичайним монолітним стабілітроном. Корпус забезпечений тепловим екраном для мінімізації потужності нагрівача і поліпшення температурної стабільності. Так як прилад температурно стабілізовано, то час виходу на робочий режим (нагрівання) невеликий.

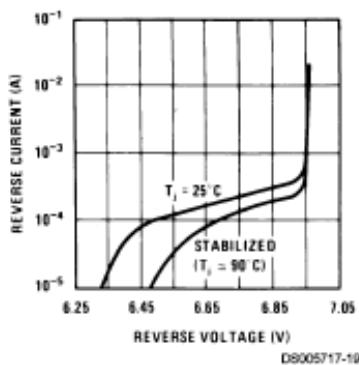
Мікросхема LM299 призначена для використання в діапазоні температур - 25...+85-С

Нижче на рисунку 17 представлені типові характеристики.

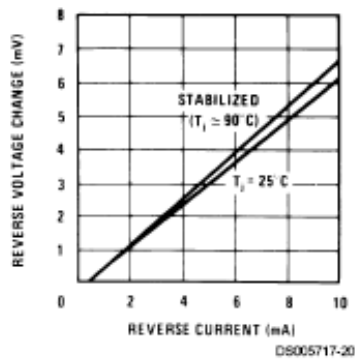
					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		37

Typical Performance Characteristics

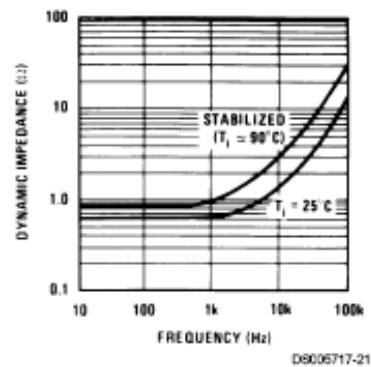
Reverse Characteristics



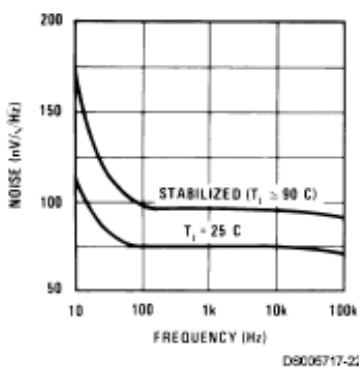
Reverse Voltage Change



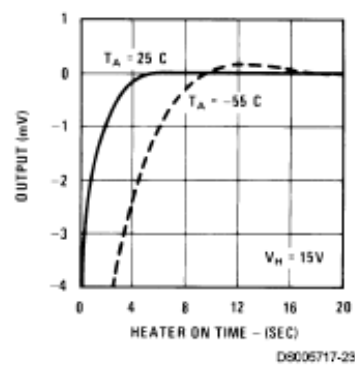
Dynamic Impedance



Zener Noise Voltage



Stabilization Time



Heater Current

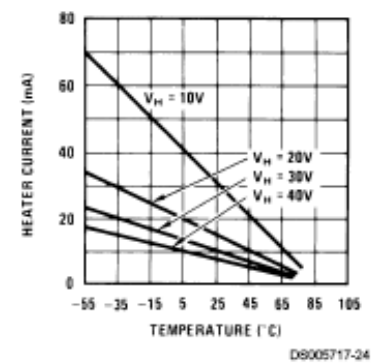


Рисунок 17. Типові характеристики мікросхеми LM299H

Зробимо розрахунок елементів схеми джерела еталонної напруги, зображеної на рисунку 18.

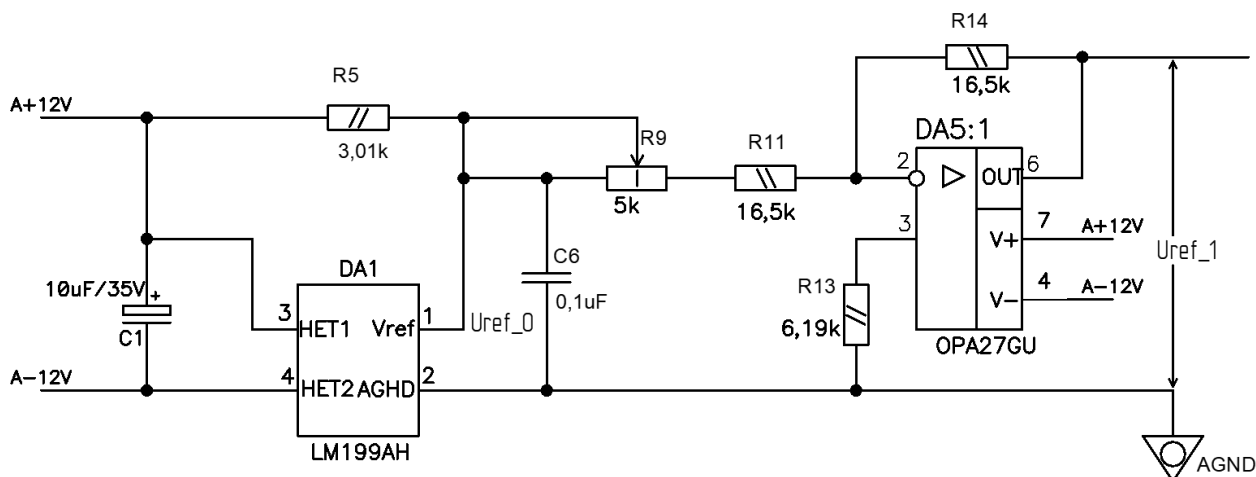


Рисунок 18. Джерело еталонної напруги

Встановимо нагрів від стабілізованих джерел А+12V і А-12V(це відповідає 24V). При температурі 25°C струм нагріву буде приблизно 12 мА (див.рисунок 2), що відповідає споживаній потужності менш 300мВт.

Складемо схему джерела еталонної напруги з регулюванням вихідної напруги від мінус 5.2 В до мінус 6.95 В. Як видно з рисунку джерело складається з мікросхеми активного термостабілізованого стабілітрона DA1 і прецизійного операційного підсилювача DA5, включеного в режимі інвертуючого підсилювача.

Мікросхема ОРА27GU являє собою прецизійний операційний підсилювач з малим рівнем шумів і дрейфу з лазерною підгонкою резисторів і забезпечує відмінні довготривалі характеристики в широкому діапазоні температур від -40°C до 85°C . напруга зміщення 25мкВ, дрейф 0.6мкВ/°С, низьких рівень шумів 3.2нВ / rtHz і високий коефіцієнт підсилення без петлі зворотного зв'язку дозволяє їх використовувати в вимірювальній та високоточній апаратурі.

Зробимо розрахунок елементів схеми.

Задамо струм через стабілітрон 1.2 мА і розрахуємо баластний резистор R5.

$$R5=(E_{A+12V}- U_{ref-0}) / (I_{ref-0}+I_L); \quad (24)$$

де - E_{A+12V} – напруга джерела живлення 12V;

I_{ref-0} - струм через стабілітрон;

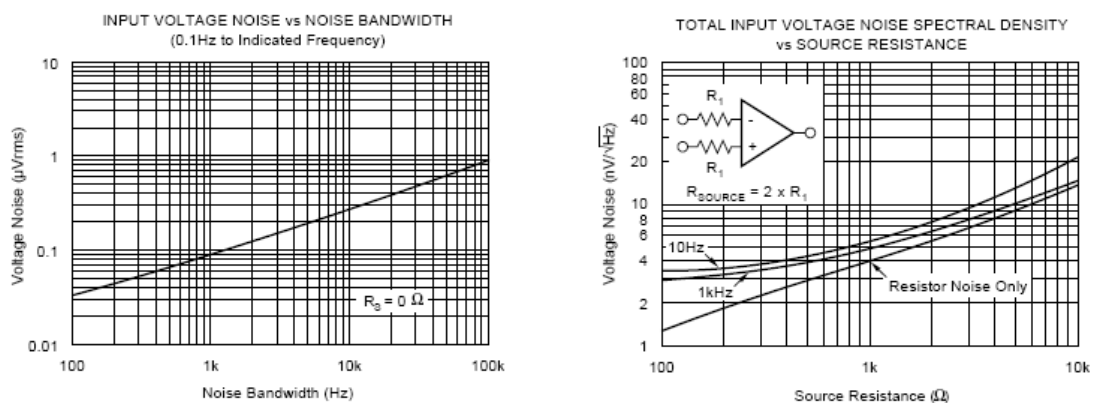


Рисунок 19. Характеристики ОП ОРА27GU

										Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ					

струм навантаження

$$I_L = U_{\text{ref-0}}/R_{11}; \quad (25)$$

де - $U_{\text{ref-0}}$ напруги стабілізації стабілітрона рівна 6.95В (див. графік на рисунку).

ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ

I_L - струм навантаження через резистори R9 і R11, тому що вхід інвертуючого підсилювача (DA5: 2) є віртуальним нулем.

вибравши R11=16.5 кОм, $I_L = 6.95/(16.5 \cdot 10^3) = 0.42 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 0.42 \text{ мА}$;

тоді $R_5 = (12 - 6.95)/(1.2 + 0.42) \cdot 10^{-3} = 3.12 \cdot 10^3 \text{ Ом} = 3.12 \text{ кОм}$;

Зі стандартного ряду E96 вибираємо найближчий номінал 3.01 кОм.

Розрахуємо опір змінного резистора, щоб забезпечити задане перекриття вихідної еталонної напруги.

Коефіцієнти підсилення ОП DA5 визначаються за формулою

$$K_{\text{max}} = -R_{14}/R_{11}; \quad (26)$$

$$K_{\text{min}} = -R_{14}/(R_{11} + R_9); \quad (27)$$

Звідси знаходимо $R_9 = (-R_{14} - K_{\text{min}} \cdot R_{11}) / K_{\text{min}}$;

З іншого боку $K_{\text{min}} = -(5.25/6.95) = -0.76$ тоді

$$R_9 = (-16.5 - (-0.76) \cdot 16.5) / (-0.76) = 5.2 \text{ кОм}$$

Вибираємо найближчий номінал 5.0 кОм

Джерело опорної напруги побудоване на базі мікросхеми DAC8043U (фірми Burr-Brown) - представляє собою 12-розрядний КМОП помножуючий ЦАП з послідовним інтерфейсом і операційного підсилювача ОРА27GU включеного за схемою перетворювача струм-напруга.

ЦАП DAC8043U має функції послідовного введення даних, подвійної буферизації

1	ЧУДОВ	аналогові	характеристики.						Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата					40

ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ

Тому він рекомендований для застосування у високоточних пристроях і там, де первинне значення мають малі габарити друкованих плат.

Напряга на виході DA9: 6 відповідатиме

$$U_{ref_2} = U_{ref_1} * N_x / N_0; \quad (28)$$

де - $U_{ref_1} = 6V$ – еталонна напруга, що подається на аналоговий вхід мікросхеми перемножуючого цифроаналогового перетворювача DA8:1

N_x – число, записане в мікросхему через послідовний інтерфейс з порту зв'язку. Часова діаграма циклу записи показана на рисунку 5.

$$N_0 = 2^n - 1;$$

де n - розрядність цифроаналогового перетворювача. У нашому випадку $n = 12$, тоді $N_0 = 2^{12} - 1 = 4095$

Тепер формулу можна переписати у вигляді:

$$U_{ref_2} = 6 * N_x / 4095;$$

Так як $0 \leq N_x \leq 4095$, то величина $0 \leq U_{ref_2} \leq 6.00$

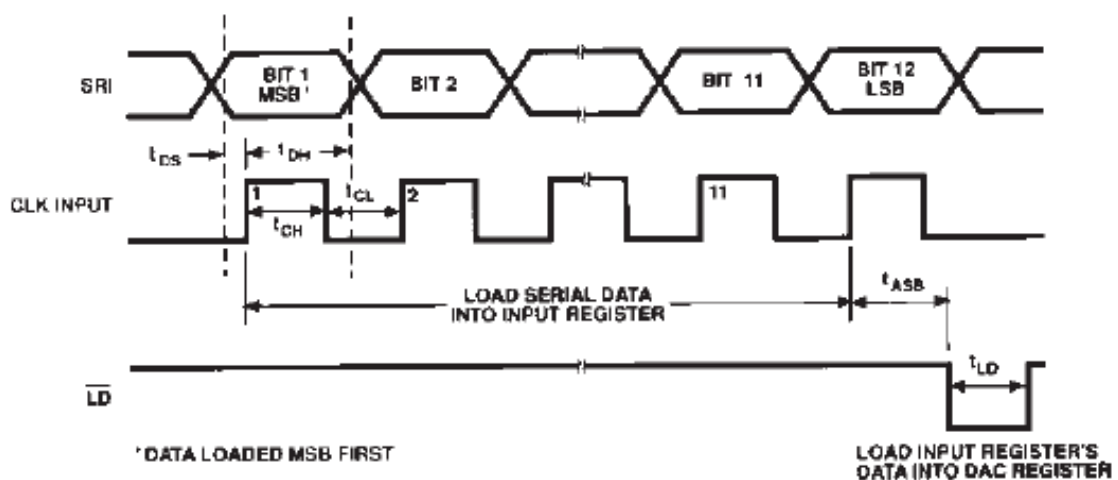


Figure 2. Write Cycle Timing Diagram

Рисунок 20 . Часова діаграма циклу запису в DAC8043U.

Суть компенсаційного методу зводиться до автоматичного регулювання вихідної напруги.

Принцип дії компенсаційного стабілізатора полягає в тому, що вихідна напруга порівнюється з опорною і в залежності від величини і знака неузгодженості між ними автоматично здійснюється коригуючий вплив на елементи стабілізатора спрямований на зменшення цієї неузгодженості.

У схемі порівняння струм від джерела опорної напруги U_{ref_2} через опорний резистор R_{ref_2} порівнюється зі струмом від високовольтного випрямляча U_{HV} через резистор зворотного зв'язку R_{fb_HV} , в результаті у точці А з'явиться потенціал величина і знак, якого щодо корпусу залежить від співвідношень між напругою джерел і опорами резисторів.

Для нормальної роботи компенсаційного стабілізатора достатньо, щоб виконувалася умова:

$$U_{ref_2} / R_{ref_2} = U_{HV} / R_{fb_HV} \quad (29)$$

Звідси отримаємо формулу для визначення опору опорного резистора.

$$R_{ref_2} = R_{fb_HV} * U_{ref_2} / U_{HV} \quad (30)$$

де - $R_{fb_HV} = 500 \text{ МОм}$ - резистор зворотного зв'язку високовольтного джерела;

$U_{HV} = 30 \text{ кВ}$ - вихідна напруга високовольтного джерела;

$U_{ref_2} = 6 \text{ В}$ - вихідна напруга джерела опорної напруги;

Тепер $R_{ref_2} = 500 * 10^6 * 6 / 30000 = 100000 \text{ Ом} = 100 \text{ кОм}$

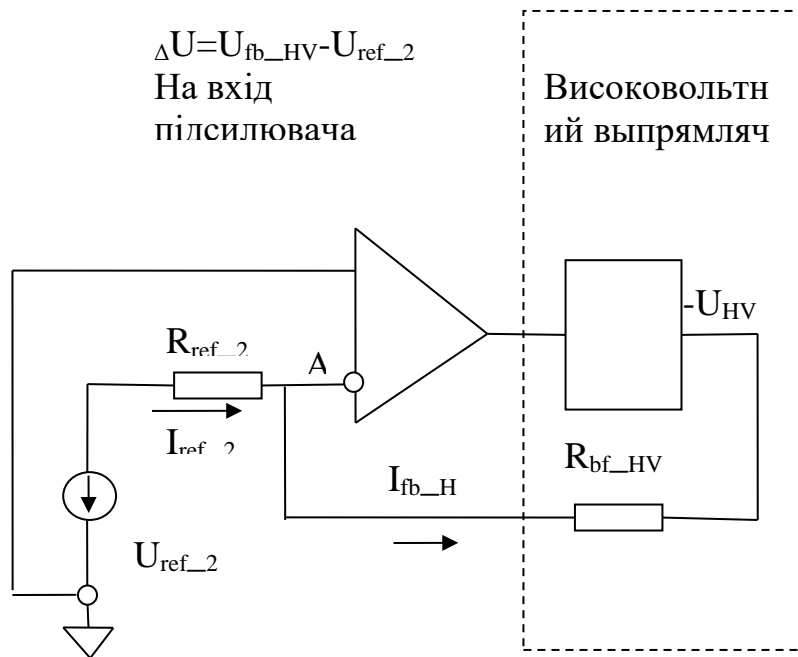


Рисунок 21. Порівняння вихідної і опорної напруг на резисторах.

Так як ЦАП, використовуваний у джерелі опорної напруги має температурний коефіцієнт напруги $5ppm/^{\circ}C$, то для забезпечення заданої нестабільності вихідної напруги необхідно стабілізувати температуру для цього джерела з точністю не гірше $\pm 1^{\circ}C$.

Розрахунок підсилювача постійного струму

Підсилювач постійного струму (ППС) слугує для підсилення повільно змінних сигналів, значення яких після зміни залишається постійним скільки завгодно довго. Нижня робоча частота ППС $f_0 = 0$, а вища – f_B визначається призначенням підсилювача і умовами його роботи.

Схема ППС (див. рисунок) повинна мати великий коефіцієнт по напрузі (більше 10^7) і мати достатньо потужний вихід для забезпечення живлення високочастотного перетворювача.

Визначимо вихідну потужність ППС.

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Підпись	Дата		44

$$P_1 = U_2 * I_2 / \eta \quad (31)$$

де - $U_2 = 30000\text{В}$, $I_2 = 300 \text{ мкА}$ - напруга і струм на виході високовольтного випрямляча;

$\eta = 50 \%$ коефіцієнт корисної дії.

Звідси $P_1 = 30000 * 0.0003 / 0.5 = 18 \text{ Вт}$

Визначимо вихідний струм ППС

$$I_1 = P_1 / U_1 \quad (32)$$

де $U_1 = 18 \text{ В}$ напруга на виході ППС

тоді $I_1 = 18 / 18 = 1 \text{ А}$

В якості вихідного транзистора виберемо потужний транзистор 2SC3182 фірми TOSHIBA з параметрами:

- максимальна напруга колектор-емітер140В
- максимальний струм колектора10А
- максимальна потужність розсіювання100Вт
- максимальна температура переходу150°C
- коефіцієнт підсилення по струму55-160

В якості попередніх каскадів виберемо транзистори загального застосування малої потужності типу ВСР56 з параметрами:

- максимальна напруга колектор-емітер80В
- максимальний струм колектора1А
- максимальна потужність розсіювання1.3Вт
- максимальна температура переходу150°C
- коефіцієнт підсилення по струму40-60

Візьмемо в якості підсилювального каскаду операційний підсилювач (ОП) з додатковими каскадами підсилення на транзисторах, який має великий коефіцієнт підсилення і допускає зміну вихідного сигналу майже в повному діапазоні напруги живлення, а також має високий вхідний і порівняно малий вихідний опори, відрізняється більшою стабільністю і простотою використання.

Світова промисловість випускає сотні типів операційних підсилювачів, вони мають неінвертуючий і інвертуючий входи і неінвертуючий вихід. Принцип роботи ОП полягає в тому, що вихідний сигнал змінюється в позитивному напрямку, коли потенціал на неінвертуючому вході стає більш позитивним, ніж потенціал на інвертуючому вході, і навпаки. Це не означає, що на одному вході потенціал завжди повинен бути більш позитивним, ніж на іншому, а просто вказує відносну фазу вихідного сигналу.

Застосування сильної ООС зменшує посилення і забезпечує його стабільність.

Візьмемо ОП ОРА227GU, який має наступні характеристики [2]:

- номінальна напруга живлення $\pm 15 \text{ В}$,
- струм споживання не більше 5 мА ,
- коефіцієнт підсилення $1000\ 000$,
- вихідна напруга не менше $\pm 10 \text{ В}$,
- робоча частота 1 МГц .
- струм навантаження не більше 5 мА ,
- напруга зсуву дрейфу не більше $0.6 \text{ мкВ}^{\circ}\text{С}$

спектральна густина шуму не більше $8 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$, $4 \text{ пА/ Гц}^{1/2}$

Наш компенсаційний стабілізатор є досить повільним пристроєм. Перезарядка ємностей високовольтного випрямляча і фільтрів відбувається за десяті частки секунди. Тому для усунення самозбудження і викидів напруги при перерегулюванні, зробимо корекцію частотної характеристики в області високих і середніх частот і зменшимо коефіцієнт передачі ППС на цих частотах до 50.

Виберемо частоту зрізу АЧХ на рівні 0.4 Гц . Розрахуємо постійну часу коригуючого кола. Для ОП з внутрішнім колом корекції можна вважати, що

					Лист
					Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	

ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ
ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ

$$K(j\omega) = K / (1 + j\omega T) \quad (33)$$

де T – постійна времени, обусловленная внутренней цепью коррекции. При этом верхняя граничная частота постійна часу, обумовлена внутрішнім колом корекції. При цьому верхня гранична частота $f_{\text{в.ГР}}$ без зворотного зв'язку дорівнює: $f_{\text{в.ГР}} = 1/2\pi T$.

Звідси $T = 1/2\pi f_{\text{в.ГР}} = 1/(2 * 3.14 * 0.3) = 0.4 \text{ с}$

Так як $T = R_{29}C_{41}$ і вибравши $R_{29} = 100 \text{кОм}$, то тоді

$$C = T/R_{29} = 0.4/100000 = 4 * 10^{-6} \text{Ф} = 4 \text{ мкФ}$$

Виберемо найближчий номінал ряду 4.7 мкФ

Визначимо вплив шумів ОП і резисторів (опорного і зворотного зв'язку) на стабільність вихідної напруги. Для цього скористаємося схемою на рисунку 6, на якому зображені ідеальні ОП і резистори без шуму, а шум винесено у вигляді окремих джерел. Тоді спектральна щільність шуму на виході високовольтного випрямляча визначиться за формулою

$$U_{\text{out}_n} = ((U_{\text{out}_E_{ni}})^2 + (U_{\text{out}_I_{ni}})^2 + (U_{\text{out}_R_{ref}})^2 + (U_{\text{out}_R_{hv}})^2)^{1/2} \quad (34)$$

де $U_{\text{out}_E_{ni}}$ - вихідна напруга, обумовлена шумовою напругою ОП E_{ni} ,

$U_{\text{out}_I_{ni}}$ - вихідна напруга, обумовлена шумовим струмом ОП I_{ni} (шумовий струм неінвертуючого входу ОП можна не враховувати, так як цей вхід ОП заземлений),

$U_{\text{out}_R_{ref}}$ і $U_{\text{out}_R_{hv}}$ - вихідні напруги, обумовлені шумами резисторів R_1 і R_2 відповідно.

Спектральна напруга шуму, що викликається E_{ni} і I_{ni} можна розрахувати за формулами.

$$U_{out_Eni} = Eni * (1 + R_{hv} / R_{ref}); \quad (35)$$

$$U_{out_Ini} = Ini R_{hv} \quad (36)$$

Тоді $U_{out_Eni} = 3.8 * (1 + 500 / 0.1) = 19 \text{ мкВ/Гц}^{1/2}$

$$U_{out_Ini} = 4 * 10^{-12} * 5 * 10^8 = 2000 \text{ мкВ/Гц}^{1/2}$$

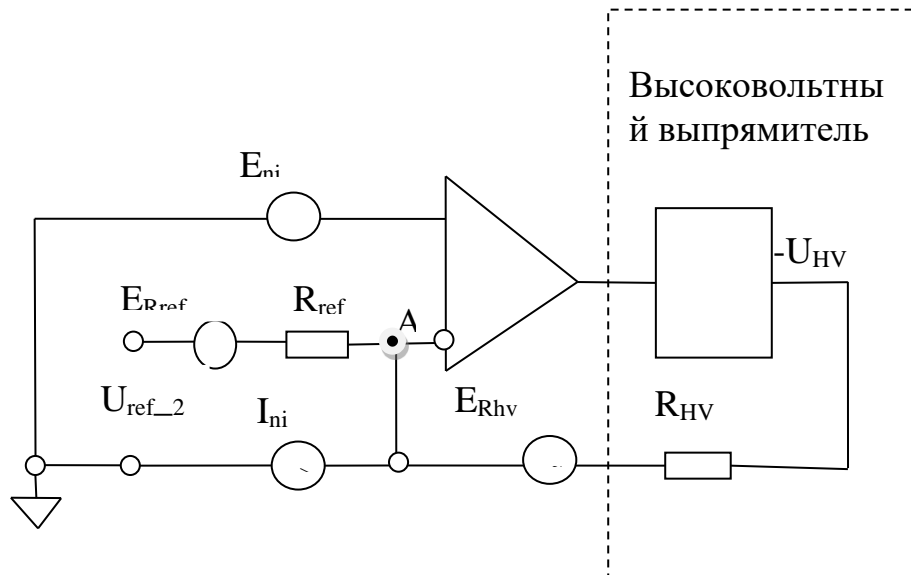


Рисунок 22. Схема ППС з джерелами шумів.

Спектральну напругу шуму одного опору R можна визначити за формулою:
 $E_{Rref} = 0.13 * R_{hv} / \text{Гц}^{1/2}$, де R вимірюється в Омах.

Звідси $U_{Rref} = 0.13 * (100000)^{1/2} = 41 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$

$$U_{R_{hv}} = 0.13 * (500000000)^{1/2} = 2900 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$$

і $U_{I_{ni}} = 13 \text{ ГцнВ}$.

Визначимо U_{out_Rref} і $U_{out_R_{hv}}$. Дія напруги U_{Rref} еквівалентна дії напруги вхідного генератора.

Звідси: $U_{out_Rref} = U_{Rref} * R_{hv} / R_{ref} = 41 * 500000000 / 100000 = 200 \text{ мкВ/Гц}^{1/2}$.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

Дію напруги $U_{R_{hv}}$ можна знайти з принципу "уявної землі". Оскільки повинна виконуватися умова $U_{BX} = 0$, то струм від $U_{R_{hv}}$ по колу зворотного зв'язку протікати не повинен.

Звідси : $U_{out_R_{hv}} = U_{R_{hv}} = 2900 \text{ нВ/Гц}^{1/2} = 2.9 \text{ мкВ/Гц}^{1/2}$.

Тоді спектральна щільність шуму на виході високовольтної випрямляча

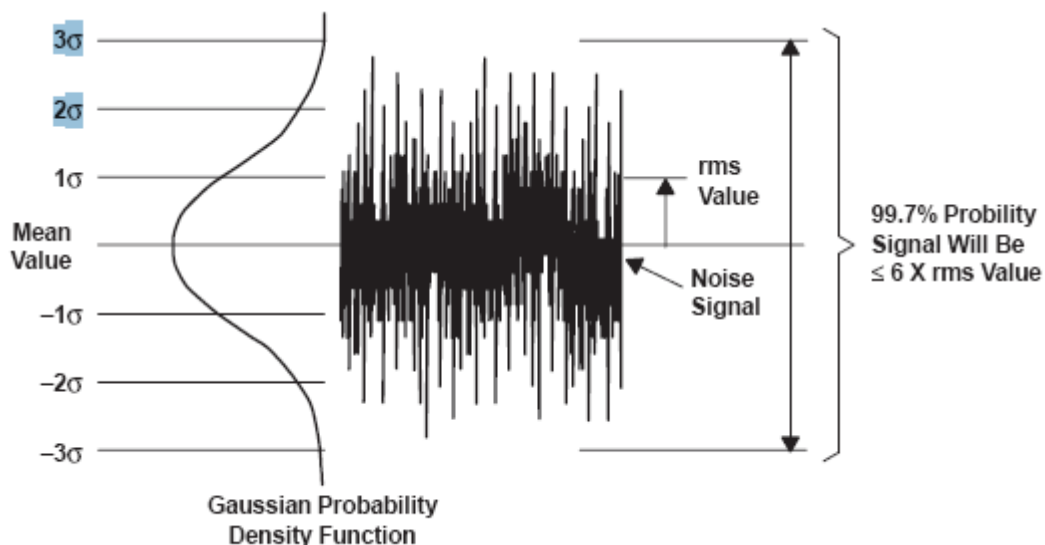
$$U_{out_n} = ((19)^2 + (2000)^2 + (200)^2 + (2.9)^2)^{1/2} = 2010 \text{ мкВ/Гц}^{1/2}$$

А в діапазоні від 0 до 0.4 Гц середньоквадратична напруга шумів буде складати

$$U_{out_n_df} = U_{out_n} * (\Delta f) = 2010 * (0.4)^{1/2} = 1266 \text{ мкВ} = 1.3 \text{ мВ}$$

При гаусівському розподілі розмах шумової складової буде

$$U_{out_n_max} = U_{out_n_df} * 6 = 1.3 * 6 = 7.8 \text{ мВ}$$



Рисуюнок 23. Гаусівський розподіл амплітуди шуму

Абсолютна нестабільність вихідної напруги не повинна бути більше, ніж

$$\Delta U = U_{max} * \delta = 30000 * 10^{-5} = 0.3 \text{ В} = 300 \text{ мВ}$$

Тобто розмах шумової доріжки зумовленої шумами ОП і резисторами опорним і

зворотнього зв'язку буде набагато менше абсолютної нестабільності.

ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ

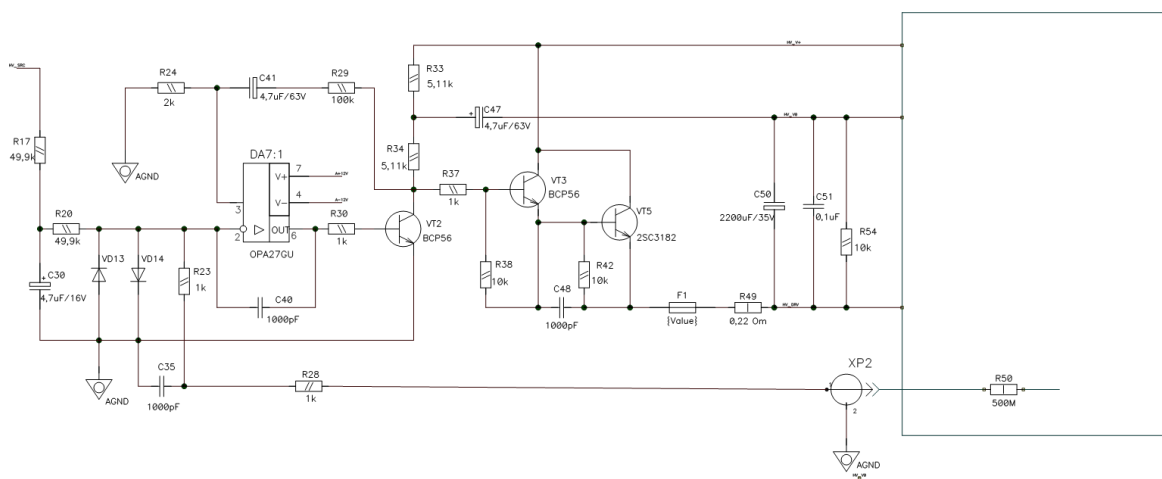


Рисунок 24. ППС стабілізатора прискорюючої напруги.

Оцінимо вплив напруги дрейфу ОП на вихідну напругу.

Дрейф вихідної напруги обумовлених дрейфом входних кіл ОП

визначається виразом.

$$U_{out_drift} = U_{in_drift} \cdot R_{hv} / R_{ref} \quad (37)$$

де $U_{in_drift} = 0.6 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$

тоді $U_{out_drift} = 0.6 * 500000000 / 100000 = 3000 \text{ мкВ}/^\circ\text{C} = 3 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$

тобто дрейф обраного ОП не чинить сильний вплив на стабільність вихідної напруги.

Розрахунок елементів схеми задаючого генератора високочастотного перетворювача.

В якості задаючого генератора виберемо мікросхему TL494 фірми Motorola з наступними параметрами:

Напруга живлення41В

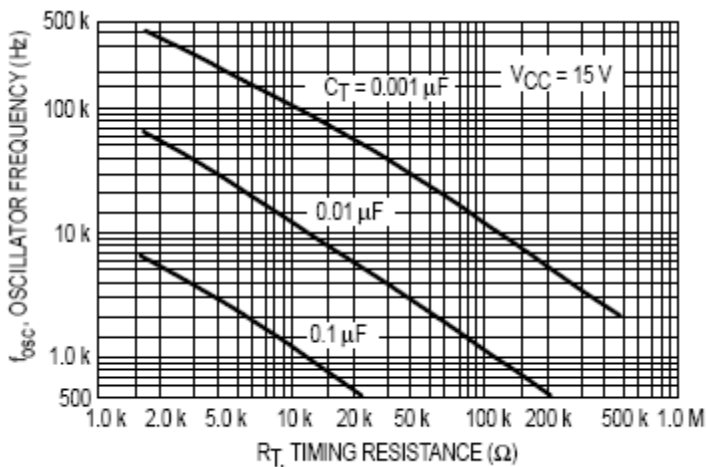
Вхідна напруга підсилювача(Vcc+0.3)В

Вихідна напруга колектора41В

				ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	50

Вихідний струм колектора250мА
 Загальна потужність розсіювання в безперервному режимі1Вт
 Робочий діапазон температур навколишнього середовища:
 - з суфіксом L.....-25..85С
 - з суфіксом С.....0..70С

. Мікросхема TL494 являє собою ШІМ-контролер імпульсного джерела живлення, що працює на фіксованій частоті, і включає в себе всі необхідні для цього блоки. Вбудований генератор пилоподібної напруги вимагає для установки частоти тільки двох зовнішніх компонентів R і C.



Риснок 25. Залежність частоти генератора від часо-задаючого резистора.

Для нашої схеми.

$$f_{osc} = 1.1 / (R_{26} + R_{27}) * C_{43} \quad (38)$$

Так як навантаження вихідного ключа має резонансну частоту приблизно 20-25 кГц, то необхідно, щоб частота задаючого генератора могла бути налаштована на резонансну частоту навантаження.

Номінали резисторів R₂₆, R₂₇ і конденсатора C₄₃ обрані таким чином,

що забезпечує гарантоване покриття діапазону частот від 7.5кГц до 45кГц за допомогою підлаштувального резистора R27.

Так як режим стабілізації ШІМ в нашому випадку не використовується, то за допомогою резисторів R31, R32, R36, R39 встановимо такий режим підсилювача похибки, щоб резистором R36 можна було міняти тривалість імпульсу від 0 до половини періоду.

Вхід компаратора регулювання мертвого часу має зміщення 120мВ, що обмежує мінімальний мертвий час на виході першими 4% тривалості циклу пилоподібної напруги. В результаті максимальна тривалість робочого циклу складає 96% в тому випадку, якщо вивід 13 заземлений.

ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ

Мікросхема TL494 має інтегроване джерело опорного напруги на 5,0В, спроможне забезпечити витікаючий струм до 10мА для зміщення зовнішніх компонентів схеми. Опорна напруга має похибку 5% в діапазоні робочих температур від 0 до 70С.

Розрахунок елементів вихідного ключа високочастотного перетворювача.

В якості силового ключа обираємо потужний польовий транзистор типу IRFP344 з наступними параметрами:

Структура:.....N-канал

Максимальна напруга стік-витік $U_{си,В}$:.....450

Максимальний струм стік-витік при 25 С $I_{си макс.А}$:.....9.5

Опір каналу у відкритому стані $R_{си вкл.мОм}$:.....630

Особливості:-

Корпус:.....TO247AC

Крутизна характеристики $S,мА/В$:.....5000

Запираюча напруга затвор-витік $U_{зи зап.В}$:.....4

Максимальна потужність, що розсіюється $P_{си макс.Вт}$:.....150

Виробник:.....International Rectifier

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		52

Так як керування цим транзистором можливо імпульсами зі скважністю рівній 4, то максимальний струм через транзистор визначиться виразом:

$$I_{1\max} = I_1 * T / t_i \quad (39)$$

тобто $I_{1\max} = I_1 * 4 = 1 * 4 = 4 \text{ А}$

Розрахуємо кола захисту транзистора по струму. Захист повинен спрацьовувати якщо $I_{1\lim} = 1.2 * I_{1\max} = 5 \text{ А}$.

Визначимо падіння напруги на резисторі R_{57} при граничному струмі

$$U_{1\lim} = I_{1\lim} * R_{57} = 5 * 0.22 = 1.1 \text{ В} \quad (40)$$

Визначимо номінали резисторів дільника для входу захисту мікросхеми задаючого генератора.

З очевидної формули $U_{1\lim} = U_{\text{ref_PWM}} * R_{51} / (R_{50} + R_{51})$

визначимо $R_{50} = R_{51} * (U_{\text{ref_PWM}} - U_{1\lim}) / U_{1\lim}$

де $U_{\text{ref_PWM}} = 5 \text{ В}$ - опорна напруга мікросхеми TL494

взявши $R_{51} = 3 \text{ кОм}$ знайдемо $R_{50} = 3 * (5 - 1.1) / 1.1 = 10.63 \text{ кОм}$

Округлимо до найближчого номіналу 10 кОм

Виберемо кола демпфування для захисту транзистора від пробую при викидах напруги від трансформатора.

Для гасіння викиду застосуємо діодно-резистивно ємнісні кола з постійними часу для швидкого заряду (долі мікросекунд) і порівняно повільного розряду (за період повторення).

3.1 Вибір елементної бази

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		53

Вибір елементної бази. Розроблюваний пристрій буде реалізовано на цифрових і аналогових інтегральних мікросхемах. Перш за все, необхідно визначитися з вибором виробників елементної бази. Тобто або Російських і Білоруських виробників або західні фірми. В результаті консультації на виробництві було прийнято рішення вибрати мікросхеми західного виробництва, що більш продиктовано не ціною ІМС, а показниками якості та відсотком браку в поставках.

В якості керуючого контролера ми беремо 8-ми розрядний мікроконтролер з Flash пам'яттю AT89C4051-24PC. Цей контролер елементарно виконує поставлене завдання з управління схемою.

Тому в якості основного варіанту прийнята імпортна елементна база. Як виняток в схемі можуть застосовуватися радянські діоди і транзистори зі складських запасів в некритичних вузлах за умови відповідності їх параметрів встановленим параметрам.

Мікроконтролер 8-розрядний використовуємо з двома портами серії AT89C4051. Його характеристики наведені нижче:

- а) сумісний з MCS®51 продуктами;
 - б) 4К Байт репрограмованої Flash пам'яті (1000 циклів запису);
 - в) діапазон робочих напруг 2.7V - 6V;
 - г) максимальна частота - 24 MHz;
 - д) дворівневий програмний захист;
 - е) 128 x 8-bit RAM
- 15 програмуємих ліній в/в;
два 16-бітних таймера;
6 переривань;
програмований послідовний інтерфейс;
прямий вихід для індикації на світлодіоди;
вбудований аналоговий компаратор;

автоматичне скидання при подачі живлення;

Зовнішній вигляд контролера наведено нижче:

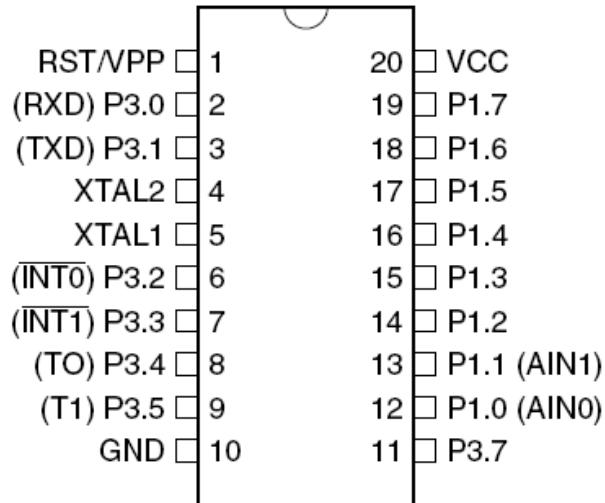


Рисунок 26 – Зовнішній вигляд контролера

Цифроаналоговий перетворювач повинен бути 12-розрядним і доволі високошвидкісним. За точністю і швидкістю перетворення проводиться вибір ЦАП типу: DAC8043PC, який має такі параметри: час перетворення $t_{пр} = 90$ мкс, максимальне значення вихідного сигналу $U_{вих\max}^{ЦАП} = 10V$, розрядність – 12, рівні входних сигналів – $U^1/U^0 = 2,3/0,3$ В, споживаний струм $I_{пот} = 5$ мА, напруга живлення $U_{пит} = 5V \pm 5\%$, опорна напруга $U_{оп} = 6V$, похибка вимірювання $\delta_{л.диф} = 0,0498\%$ МЗР.

Даний ЦАП показаний на рисунку 17:

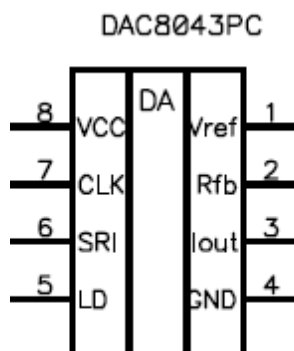


Рисунок 27 – цифро-аналоговий перетворювач DAC8043PC

Особливістю даного ЦАП є те, що вхідний сигнал надходить в послідовному вигляді (вхід SRI). Вхід LD дозволяє перетворення.

Як операційні підсилювачів застосуємо мікросхеми ОРА27GP, за параметрами схожі з К140УД708 з такими параметрами:

- а) $K_{yU}=50000$,
- б) $U_{cm}=4\text{мВ}$,
- в) $\Delta U_{cm}=6\text{мкВ}/^\circ\text{C}$,
- г) $I_{вх}=200\text{нА}$,
- д) $\Delta I_{вх}=50\text{нА}$,
- е) $\nu U_{ввх}=10\text{В}/\text{мкс}$,
- ж) $K_{осс}=70\text{дБ}$,
- з) $U_{вх}=12\text{В}$,
- и) $U_{вх.сф}=11\text{В}$,
- к) $U_{ввх}=11,5\text{В}$,
- л) $I_{ввх}=20\text{мА}$,
- м) $U_{ип}=\pm 15\text{В}$,
- н) $I_{пот}=2,8\text{мА}$.

Окремо слід зазначити про мікросхему - інтегрального стабілітрону. Застосовується він для отримання стабільної опорної напруги для ЦАП. В даному випадку може бути застосована мікросхема LM199, що має такі особливості:

- а) вбудований теплової стабільний елемент, калібруючий роботу мікросхеми;
- б) похибка напруги на виході не більше $2 \cdot 10^{-6} \%$;

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		56

в) коректна робота на негативній напрузі (мінус даної опції в необхідності застосування ОП на виході стабілізатора напруги).

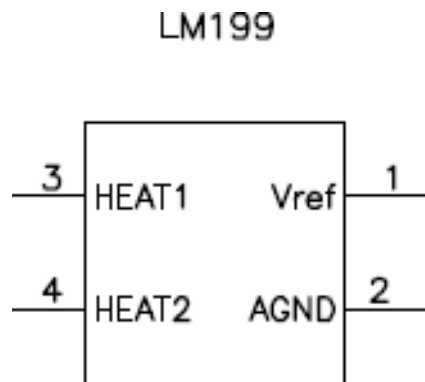


Рисунок 28 – Інтегральний стабілітрон LM199

Для стабілізації напруги живлення використовують мікросхеми з менш стабільними параметрами, але, тим не менш – 10^{-4} стабільності вони повинні забезпечувати. Можна використовувати трьохвивідні інтегральні стабілізатори напруги (ІСН) типу LM7812С (12В) і LM7805С (5В).

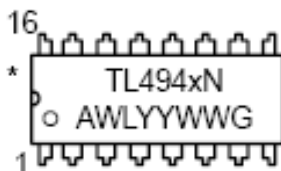
Про генератор прямокутної напруги було сказано в попередньому розділі. Його зображення приведено на рисунку 19:



SOIC-16
D SUFFIX
CASE 751B



PDIP-16
N SUFFIX
CASE 648



PIN CONNECTIONS

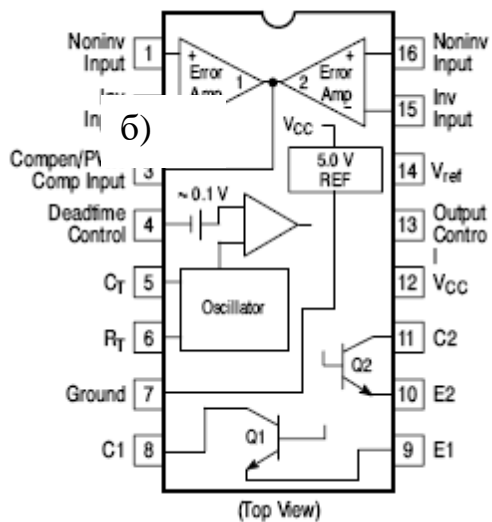


Рисунок 29 – зображення мікросхеми TL494 в DIP і SOIC корпусах (а) і призначення виводів (б).

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

ВИСНОВКИ

Під час розробки дипломного проекту були пройдені наступні етапи:

опрацьована відповідна література, наведена в списку літератури, проаналізовано основні методи контролю та стабілізації напруги, особливості стабілізації високих напруг;

розглянуті переваги і недоліки застосування мікроконтролерного керування стабілізацією;

сформовані вимоги до пристрою, розроблені алгоритм роботи і структурна схема пристрою;

з урахуванням специфіки пристрою і вимог технічного завдання розроблена функціональна схема пристрою;

розраховані і побудовані принципові схеми основних аналогових блоків стабілізатора.

По завершенню роботи можна відзначити, що проектування для реальних систем має свої особливості: це і орієнтація на певну елементну базу з багатьох причин, використання перевірених схем з невеликою модернізацією з урахуванням оновлених вимог, максимальна оптимізація схеми і реалізація функцій, чітко окреслених технічним завданням, специфічне застосування радіоелементів в рідкісних поєднаннях з метою мінімізації витрат апаратури без шкоди для функціональності схеми.

Що стосується розробленого пристрою, то він, як і будь який інший, має свої переваги і недоліки.

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		59

До переваг можна віднести компактність, зв'язок з керуючою центральною ЕОМ через RS485 інтерфейс, реалізація необхідної точності регулювання напруги з необхідним кроком (1 кВ).

Серед недоліків можна відзначити велику кількість параметрів, налагоджуваних вручну компонентів, переважання аналогової частини над цифровою і, отже, складність виконання ідентичних серійних моделей.

Під час роботи над завданням основні труднощі склав вибір і обґрунтування імпортової елементної бази в силу малої поширеності інформації, що стосуються окремих компонентів (зокрема - ЦАП).

У перспективі - робота над програмним забезпеченням, підвищення кроку квантування стабілізації, підвищення регульованої напруги, оптимізація пристрою в комплексі з іншими підсистемами, введення пристрою самоконтролю.

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		60

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1 . Є. Л. Онанченко, Г. П. Міровіцкий, А. І. Новгородцев Методичні вказівки до виконання випускної кваліфікаційної роботи бакалавра електроніки для студентів спеціальності 6.090803 «Електронні системи» денної та заочної форм навчання, - Суми; СумДУ, 2000.

2 Електроніка та мікросхемотехніка [Електронний ресурс]: навчальний посібник для студентів напряму підготовки 6.050702 «Електромеханіка» / А. А. Щерба, К. К. Победаш, В. А. Святненко: –Київ: НТУУ «КПІ», 2013. – 360 с.

3 Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы: Справочник/С. В. Якубовский, Л. И. Ниссельсон, В. И. Кулешова и др.; Под. ред. С. В. Якубовского.— М.: Радио и связь, 1990.— 496 с., ил.

4 Основи схемотехніки електронних систем. Підручник В. І. Бойко, А. М. Гуржій, В. І. Жуйков та ін. – Вища школа, 2004.

5 Електротехніка та електроніка. Теоретичні відомості, розрахунки та дослідження за підтримкою комп'ютерних технологій: Навч. посіб. /Щерба А.А., Рябенський В.М., Кучеренко М.Є., Победаш .К.К. та ін. –К.: "Корнійчук", 2007, - 488 с. з іл.

6 А.К. Шидловський, К.О. Липківський Розвиток досліджень по перетворенню та стабілізації параметрів електромагнітної енергії. Інститут електродинаміки НАН України. 2007р.

7 Юдин Е.Я. Охрана труда в машиностроении М: Машиностроение 1983 г.

8 ГОСТ 12.007.0-75 Изделия электротехнические. Общие требования

9 ГОСТ 2.105-95

10 Разработка и оформление конструкторской документации радиоэлектронной аппаратуры: Справочник Э. Т. Романычевой, - М.; Радио и связь, 1989.

					ЦЗВДН 6.05080202.884 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		61

- 11 Яворский Б.М. «Справочник по физике», Москва, «Наука». 1981г.
- 12 Internet.