

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДВНЗ «УЖГОРОДСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ»

Інженерно-технічний факультет

Кафедра електронних систем

До захисту «ДОПУЩЕНО»

Завідувач кафедри

кан.ф.-м.н. Т.М. Заяць


" 15 "  2021 р.

Кваліфікаційна бакалаврська робота

з галузі знань 17 «Електроніка та телекомунікації»,
напряму підготовки 171 – Електроніка

на тему " **Аналоговий частотомір** "

Виконав: студент 2-ст курсу, групи ЕС

Паук Владимир Володимирович

(прізвище, ім'я, по-батькові)


(підпис)

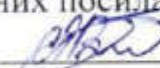
Керівник: к.ф.-м. наук, доцент

Юркін Ігор Михайлович

(вчене звання, ПІБ, посада)

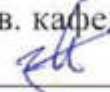

(підпис)

Засвідчую, що у цієї роботі немає
запозичень з праць інших авторів без
відповідних посилань.

Студент 

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Зав. кафедрою, доц.

 (Заяць Т. М.)

«06» жовтня 2020 року

ЗАВДАННЯ

на кваліфікаційну бакалаврську роботу
студенту Паук Володимиру Володимировичу

Тема роботи: Аналоговий частотомір.

Затверджена на засіданні кафедри (протокол № 3 від «06» жовтня 2020 р.)

Термін закінчення роботи: 31 травня 2021 року.

Вихідні дані до роботи.

1. Провести пошук аналогів об'єкту дослідження. 2. Проаналізувати переваги та недоліки різних аналогів об'єкту дослідження. 3. Забезпечити наступні характеристики: напруга живлення, В - 220; діапазон вимірюваних частот, Гц – 10...100000; індикація – аналогова; точність вимірювань, % - 5; кількість піддіапазонів – 4; форми вхідного сигналу – синусоїдна, прямокутна; амплітуда вхідного сигналу – не більше 5 В (вхід 1), не більше 200 В (вхід 2).

4. Зміст роботи (перелік питань, що підлягають розробці).

1. Вступ.

2. Огляд та аналіз аналогів об'єкту досліджень.

3. Проектно-конструкторський розділ.

3.1 Розробка структурної схеми об'єкту проектування

3.2 Розробка принципової схеми об'єкту проектування

3.3 Розрахунок режимів роботи елементів та їх вибір

4. Висновки.

5. Перелік посилань.


6. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень):

6.1. Структурна (функціональна) електрична схема

6.2. Електрична принципова схема.

6.3. Перелік елементів.

5. Консультанти розділів роботи:

Розділ	Консультант	Підпис, дата	
		Завдання видав	Завдання прийняв
	доц. Заяць Т.М.	доц. Юркін І.М.	
Нормоконтроль	доц. Спесивих О.О.		

Дата видачі завдання 23 листопада 2020 року.

Керівник роботи  (доц. Юркін І.М.)

(підпис)

Завдання прийняв на виконання  (Паук В.В.)

(підпис)

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ п/п	Найменування етапів виконання КБР	Термін виконання етапів	Примітки
1.	Пошук та аналіз аналогів об'єкта досліджень.	до 20.12.2020 року	
2.	Огляд та аналіз аналогів.	до 20.02.2021 року	
3.	Вибір технічного рішення та обґрунтування технічної пропозиції.	до 20.03.2021 року	
4.	Синтез структурної та принципової схем, їх розрахунок.	до 20.04.2021 року	
5.	Виготовлення конструкторської документації.	до 20.05.2021 року	
6.	Оформлення бакалаврської кваліфікаційної роботи.	до 10.06.2021 року	
7.	Захист на державній екзаменаційній комісії.	Згідно з графіком захисту	

Студент  (Паук В.В.)

(підпис)

Керівник роботи  (доц. Юркін І.М.)

(підпис)

Реферат

Кваліфікаційна бакалаврська робота: сторінок - 61, рисунків - 23, джерел літератури - 10.

Об'єкт розробки – аналоговий частотомір.

Мета роботи: аналіз прототипу та аналогів, синтез електричної структурної схеми та її реалізація у вигляді електричної принципової схеми.

При виконанні даної роботи було проведено пошук та аналіз аналогів об'єкту проектування. На основі цих даних і вимог технічного завдання розроблено структурну та принципові схеми. Проектно конструкторський розділ містить синтез структурної та принципової схеми, опис дії пристрою і розрахунки.

АНАЛОГОВИЙ ЧАСТОТОМІР
ANALOG FREQUENCY METER

ДВНЗ «УЖГОРОДСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ»

ІНЖЕНЕРНО-ТЕХНІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ

КАФЕДРА ЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

на кваліфікаційну бакалаврську роботу на тему:

АНАЛОГОВИЙ ЧАСТОТОМІР

Студента групи ЕС: Паук Володимира Володимировича

Керівник: доц. Юркін Ігор Михайлович

Ужгород 2021

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ		
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	Літера	Аркуш	Аркушів
Розроб.	Паук В.В.			06.06.21		1	61
Перев.	Юркін І.М.			06.06.21	УжНУ, ІТФ, 2-ст курс		
Н.контр.	Спесивих О.О.			06.06.21	група ЕС		
Затв.	Заяць Т.М.			06.06.21			

ЗМІСТ

1.	Вступ	1
2.	Огляд та аналіз аналогів об'єкту проектування	5
3.	Проектно-конструкторський розділ	
3.1	Розробка структурної схеми об'єкту проектування.....	17
3.2	Розробка принципової схеми об'єкту проектування	19
3.3	Розрахунок режимів роботи елементів та їх вибір.....	25
4.	Висновки	59
5.	Перелік посилань	60
	Додаток 1 Структурна схема (КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. Е1)	
	Додаток 2 Принципова схема (КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. Е3)	
	Додаток 3 Перелік елементів (КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЕЗ)	

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		2

1. Вступ

Частотомір – прилад для вимірювання частот періодичних процесів або частот гармонічних складових спектру сигналів.

Частотоміри класифікують за цілим рядом ознак:

По способу вимірювання – прилади безпосередньої оцінки (наприклад аналогові) і прилади порівняння (наприклад: резонансні, гетеродинні, електронні лічильники);

По фізичному змісту величини – для вимірювання частоти синусоїдальних коливань (аналогові), вимірювання частот гармонічних складових (гетеродинні, резонансні, вібраційні) і вимірювання частоти дискретних подій (електронні лічильники, конденсаторні).

По конструкції – щитові, портативні і стаціонарні.

Електронно-лічильний частотомір - це пристрій, що підраховує кількість імпульсів, які формуються у вхідній ланці з довільного періодичного сигналу за певний час. Час підрахунку задається генератором звукової частоти або ж від зовнішніх джерел. Даний метод визначення частоти найбільш поширений, так як найбільш точний і дозволяє проводити вимірювання у широкому частотному діапазоні. Крім вимірювання частоти цей пристрій дозволяє вимірювати період імпульсів, часовий інтервал імпульсів, частотне співвідношення.

Резонансний частотомір дозволяє порівнювати частоту вихідних сигналів з власними резонансними частотами. Резонатором можуть служити коливальні контури, хвильові відрізки (об'ємні резонатори).

Сигнал, який відслідковується надходить через вхідну ланку на резонатор, потім після детектування поступає на гальванометр (індикаторний пристрій). Іноді з метою підсилення чутливості приладу до нього підключають підсилювач.

Гетеродинний частотомір дає змогу порівнювати частоту вхідних сигналів і частоту перестройки допоміжних генераторів за допомогою методу нульового биття. Працює так само, як і резонансний частотомір.

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		3

Конденсаторний частотомір – цей вид приладу застосовують, щоб вимірювати частоти в широкому діапазоні (10 Герц – 1 мегаГерц). Принцип роботи: почерговий заряд конденсатора від звукової батареї, а потім розряд на магнітоелектричний механізм, кут відхилення стрілки якого пропорційний вимірюваній частоті.

Вібраційний частотомір - цей пристрій ще називають язичковим, має рухому частину у вигляді язичків-пластинок, які наводяться в резонансне коливання під впливом магнітного або електричного полів. Контролює мережі електричного живлення і має обмеження використання (вимірює частоти в діапазоні 30 – 80 Гц).

Частотомір з широкими межами вимірювання є одним з приладів першої необхідності в лабораторії. В даний час розроблена велика кількість різних конструкцій, як аналогових, так і цифрових частотомірів, кожен з яких володіє своїми перевагами і недоліками (до недоліків можна віднести високу ціну, що не завжди «по кишені»). Якщо обмежити точність вимірювання частотоміра в межах 2% (що в переважній більшості випадків цілком прийнятно в радіоаматорській практиці), аналоговому частотоміру слід віддати перевагу, як, з точки зору зручності відліку показань, так і завдяки простоті схемного виконання.

Призначення частотоміра – вимірювання частоти періодичних сигналів в широкому діапазоні амплітуд.

Аналоговий частотомір може бути застосованим для регулювання параметрів підсилювачів, налагодження електричних фільтрів акустичних пристроїв та світломузичних установок або використаним, як складова частина більш потужного генератора звукових частот.

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
						4
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

2. Огляд та аналіз аналогів об'єкту проектування

В результаті пошуку у технічній літературі та мережі Інтернет відомих схем частотомірів, які б відповідали параметрам, вказаним в технічному завданні, було вибрано декілька схем аналогічних приладів різного конструктивного і схемотехнічного виконання та вхідними і вихідними параметрами. Більшість із них виконані на основі цифрових мікросхем, деякі реалізовані на напівпровідниково-інтегральній базі, відрізняються технічними параметрами, але є і кілька максимально наближених до пропонованого варіанту.

Для проведення об'єктивного порівняльного аналізу за основу було взято наступне:

- повна відповідність параметрів приладу тим, що вказані у технічному завданні;
- відповідність елементної бази;
- простота схемотехнічного виконання;
- мінімальна вартість (у разі промислового виготовлення).

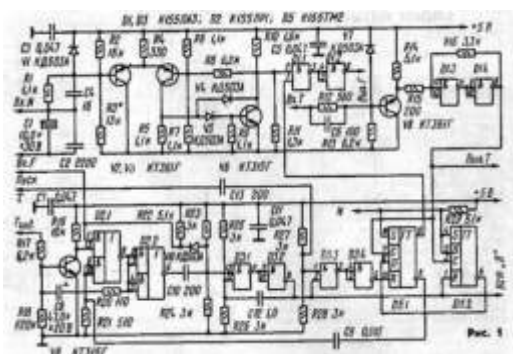
В першу чергу було звернуто увагу на сучасні електронні цифрові частотоміри промислового виготовлення. В даний час їх є велика кількість, схемотехнічне виконання їх складне, параметри і характеристики високі, але звідси – і їх вартість, яка на сьогодні не є нижчою кількох десятків тисяч гривен.

Із оригінальних авторських розробок заслуговує уваги цифровий частотомір Бірюкова С., схема і конструкція якого опублікована в [1]. Фактично автор зробив спробу розробити частотомір, максимально наближений за параметрами до промислових зразків. Прилад може вимірювати частоту періодичних коливань до 180 МГц, вимірювати їх період та тривалість і працювати як лічильник імпульсів. Однак технічна реалізація потребує застосування інтегральних мікросхем різних технологій виготовлення (К155 - ТТЛ, К500 - ЕЗЛ), що тягне за собою різні вимоги до електромонтажу виробу, схема керування складна в налагодженні (що видно з відгуків при повторенні конструкції), до того ж, як вказано у статті,

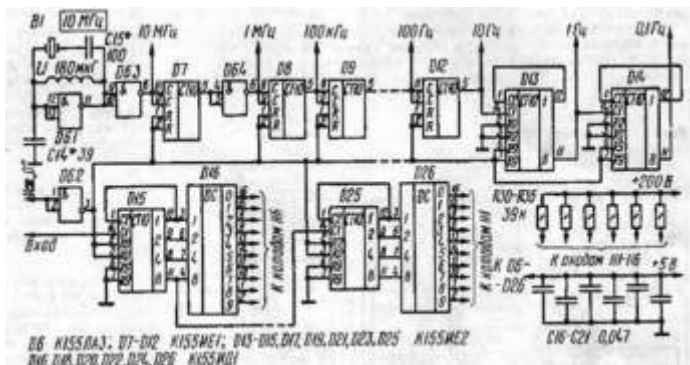
					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		5

автор не приводить повну схему виробу, робить посилення на повну схему подільника частоти (Рис.. 1.2. [1] з іншого інформаційного джерела).

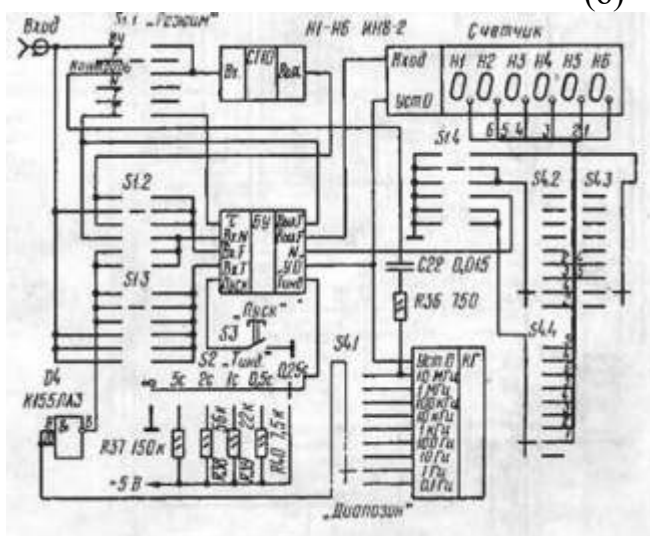
* ЕЗЛ – емітерно-зв'язана логіка



(а)



(б)



(в)

Рис. 1. Принципова схема цифрового частотоміра (а), схема лічильника та кварцового генератора з подільником частоти (б), схема з'єднання блоку керування з лічильником та кварцового генератора з подільником частоти (в) [1]

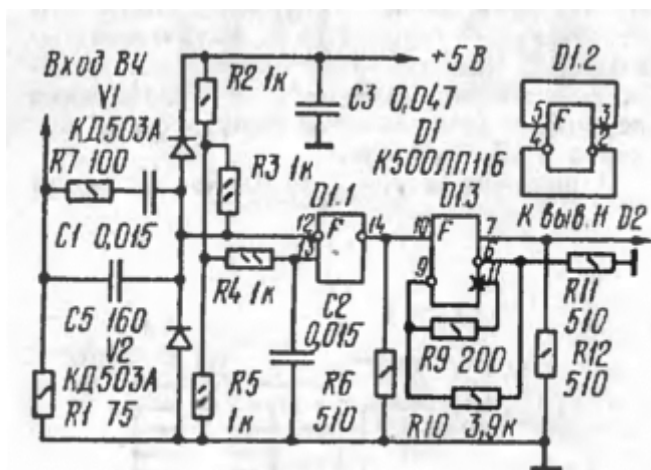


Рис. 4

Рис. 1.2. Принципова схема подільника частоти [1]

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
-----	------	----------	--------	------

Іншою цікавою розробкою з конструктивної точки зору є схема цифрового портативного малогабаритного частотоміра [2], принципова схема якого наведена на Рис.2. Автор розробки спробував створити сучасний малогабаритний вимірювальний прилад, реалізований в основному на інтегральних мікросхемах КМОН, відомих своєю економічністю по живленню в стаціонарному режимі.

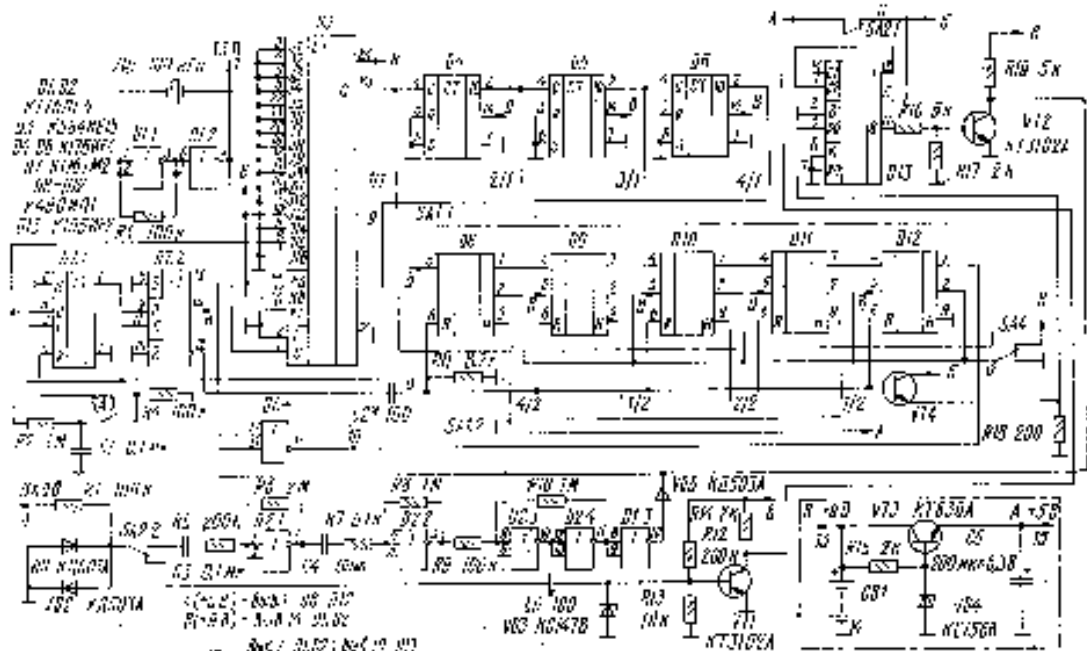


Рис. 2. Принципова схема частотоміра [2].

Рис. 2. Принципова схема портативного частотоміра [2]

Описуваний прилад дозволяє вимірювати частоту електричних коливань до 10 МГц. Чутливість за рівнем вхідного сигналу при вимірюванні частот до 600 кГц – 8 мВ, від 600 кГц до 2,5 МГц - 30 мВ, понад 2,5 МГц - близько 100 мВ. Абсолютна похибка вимірювання частоти в діапазоні 0 ... 20 кГц складає 3 Гц, 20 кГц ... 2 МГц - 10 Гц, понад 2 МГц - 100 Гц. Живлення частотоміра проводиться від батареї "Крона" або "Корунд" напругою 9 В. При вимірах частот до 2,5 МГц струм, споживаний від джерела живлення, не перевищує 5 мА (при вимкненій індикації) або 35 мА (при включеній індикації). При вимірах частот вище 2,5 МГц струм споживання відповідно дорівнює 25 або 60 мА. Тому, якщо частотомір буде використовуватися для вимірювань частот вище 2,5 МГц, доцільно застосовувати більш потужне джерело живлення.

Недоліками даної схеми є використання інтегральних мікросхем різних серій (K176, K490, K564, K155), що ускладнює розробку друкованої плати, бо у цих мікросхем різні вимоги до монтажу (одні – в «отвори», інші – «поверхневі»). Тобто, у виробництві така плата (і друкований вузол) буде низькотехнологічною. Звернемо увагу, що внаслідок відсутності серед мікросхем технології КМОН потрібної для приладу мікросхеми DD13 автору довелося застосовувати мікросхему 155 серії і спеціально для її живлення створювати окрему схему стабілізатора напруги (R15, VD4, VT3). Також зазначимо, що дана схема потребує доробок, які вказані у «ВПР» випуск № 114, недоліком яких є те, що покази – лише в кілогерцах.

У роботі автор [3] запропонував зручний з точки зору експлуатації аналоговий частотомір з автоматичним вибором межі вимірювання.

В даній конструкції вузол нормування імпульсів по тривалості працює в одному діапазоні, а розширення меж вимірювання здійснюється з допомогою попереднього дільника частоти з заданим коефіцієнтом поділу. У цьому випадку повністю відсутні механічні комутації, а наявність однієї часозадаючої ланки дозволяє при мінімальних витратах формувати імпульси з високою часовою та температурною стабільністю. Такий частотомір, будучи відкаліброваним в одній точці будь-якого діапазону, автоматично зберігає калібрування при переході на будь-який інший діапазон. Внаслідок того, що вузол нормування по тривалості працює в одному діапазоні частот, питання автоматизації процесу вимірювання не представляє труднощів при незначному ускладненні схеми частотоміра. Принципова схема наведена на Рис.3.

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		8

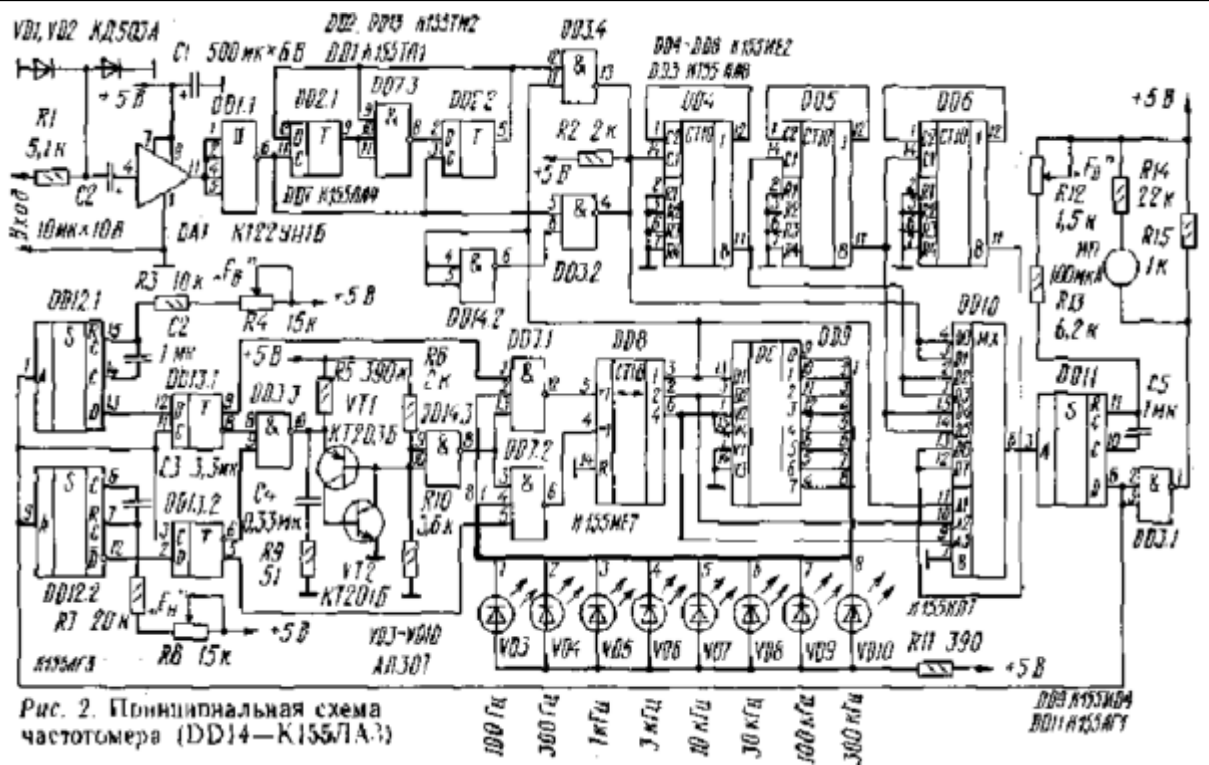


Рис. 3. Принципова схема аналогового частотомера з автоматичним вибором межі вимірювання [3]

Технічні характеристики цього частотомера наступні:

- діапазон вимірюваних частот сигналів: 0 ... 300 кГц;
- кратність шкал діапазонів дорівнює 3 (0...100 Гц і 0...300 Гц);
- амплітуда вхідного сигналу ($U_{вх}$) більше 100 мВ;
- вхідний опір ($R_{вх}$) більше 5 кОм;
- форма вхідної напруги – будь-яка, яка має не більше двох екстремумів за період;
- споживаний струм ($I_{спож.}$) не більше 0,4 А.

Точність вимірювань в основному визначається типом застосованого вимірювального механізму магнітоелектричної системи.

На двокаскадному інтегральній мікросхемі підсилювачі DA1 виконаний широкопasmовий підсилювач. Діоди VD1 і VD2 призначені для захисту підсилювача від перевантаження по входу. Підсилений сигнал вимірюваної частоти подається на формувач прямокутних імпульсів, в якості якого використовується тригер Шмітта DD1.1.

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
-----	------	----------	--------	------

Дільник частоти на три виконаний на DD 2.1, DD2 .2 і DD 7.3. На думку автора, запровадження такого дільника дозволяє отримати кратність діапазонів частотоміра рівну трьом, а не десяти, як звичайно, що підвищує точність відліку при роботі частотоміра поблизу нижньої межі вибраного діапазону. Дільник виконаний на двох D-тригерах з динамічним управлінням.

Відсутність механічних комутаційних пристроїв та індикація вибраного піддіапазону є значними перевагами подібних приладів

До переваг також можна віднести співпадання чутливості вхідної напруги на рівні 0,1 В з запропонованим варіантом роботи.

Однак є і деякі особливості цієї схеми. В першу чергу – це схемотехнічне виконання гібридного типу, тобто, вхідний каскад схеми – аналоговий, основна схема – цифрова, індикація – аналогова. Це тягне за собою складність регулювання окремо – цифрової, окремо – аналогової частин схеми. По друге - діапазон частот завищений порівняно з шуканим, тому схема ускладнена і має більше енергоспоживання. Шкала вимірювального механізму містить 100 поділок (градацій), тому вимірювання на піддіапазонах до 300 Гц, до 3кГц, до 30 кГц і до 300 кГц створює незручності відліку або викликає необхідність нанесення додаткової шкали у вимірювальному механізмі – тобто, перевага, про яку говорить автор статті, скоріше носить метрологічний, а не експлуатаційний характер. Також, як правило, подібні вимірювальні схеми працюють автоматично, а в даній конструкції передбачаються 3 оперативні регулювання (R4, R8, R12) в процесі вимірювань.

Простішим в схемотехнічному виконанні є аналоговий частотомір, [4].

Він розрахований на роботу в діапазоні частот від 100 Гц до 10 МГц. Форма вхідного сигналу може бути будь якою, амплітуда - 0.5 ... 5 вольт. Вхідний опір приладу близько 80 Ом. Максимальна похибка вимірювання - 100 Гц. При живленні від мережі змінного струму споживана потужність не перевищує 2 Вт. Принципова схема наведена на Рис.4.

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		10

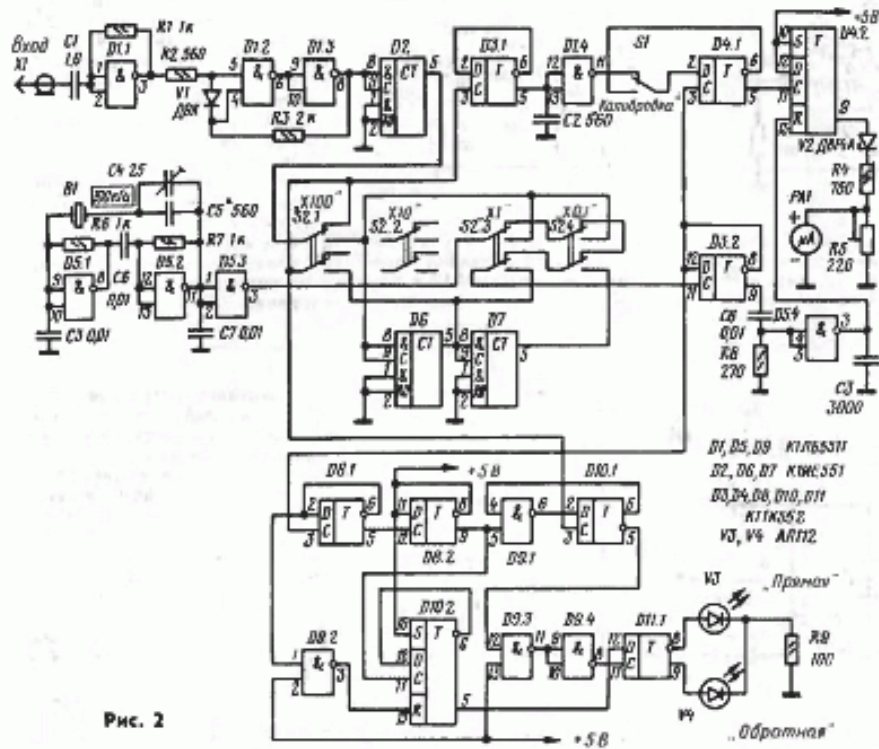


Рис. 4. Принципова схема аналогового частотоміра [4].

Сигнал вимірюваної частоти надходить на вхідний перетворювач, де він перетвориться в прямокутні імпульси (Рис. 4). Він зібраний на елементах D1.1, D1.2 і D1.3. Елемент D1.1 включенням резистора R1 переведений в режим підсилювача, а на елементах D1.2 і D1.3 виконаний пороговий елемент. Для чіткого спрацювання порогового елемента при синусоїдальному вхідному сигналі між входами 4 н 5 елемента D1.2 включений діод V1. На елементах D2, D6, D7 зібраний блок подільників частоти, причому в залежності від обраного піддіапазону вимірювань подільники вмикаються або в ланцюг вимірюваної частоти, або в ланцюг опорної, так що на вхід тригера D4.1, що виконує роль змішувача, надходять сигнали частот одного порядку, що усуває неоднозначність вимірювань. Для стійкої роботи змішувача необхідно, щоб на його вхід надходили імпульси із скважністю 2. Пристроєм для формування таких імпульсів служить тригер D3.1. На тригері D4.2 і елементі D5.4 виконаний формувач прямокутних імпульсів каліброваної амплітуди і тривалості, необхідних для нормальної роботи конденсаторного частотоміра.

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
-----	------	----------	--------	------

На елементах D5.1 і D5.2 зібраний кварцовий генератор, елемент D5.3 - буферний. Конденсаторами C4 і C5 частота генерації встановлюється точно дорівнює і 100 кГц. Конденсатори C3 і C7 пригнічують гармоніки вищих частот. Функції формувача D7 виконують елементи D4.2 і D5.4. Резисторами R4 і R5 встановлюють повне відхилення стрілки вимірювального прибору при максимальній для даного піддіпазону частоті. Схема індикації прямої і зворотної шкали стрілочного індикатора виконано на елементах D9.1 - D9.4, D8.1, D8.2. D10.1, D10.2 і D11.1. Безпосередньо індикація здійснюється за допомогою світлодіодів V3 і V4.

Робота з приладом має деякі особливості. Перед початком вимірювань перевіряється його калібрування, для чого натискають на кнопку S1, переводячи тригер D4.1 в режим розподілу частоти на два, і змінним резистором R5 встановлюють стрілку на останню поділку шкали. Одного разу відкалібрований частотомір практично не вимагає калібрування при наступних вимірах. Напругу вимірюваної частоти подають на вхід приладу, Послідовно натискаючи на кнопки «X100», «X10», «X1» і X0.1», відраховують на стрілочному приладі спочатку одиниці мегагерц, потім сотні кілогерц, десятки кілогерц і, нарешті, одиниці кілогерц і сотні герц.

Наявність кварцового генератора забезпечує високу точність вимірювань, однак вона ще залежить і від класу точності застосованого вимірювального механізму, і від способу вимірювання, покладеного в основу схеми.

Очевидною невідповідністю технічному завданню є завищені нижня та верхня межі вимірювання частоти (100 герц при потребі – від 10 та стократне перевищення верхньої межі).

Значно простішою є схема аналогового частотоміра, опублікована у [5]. Цей частотомір дозволяє вимірювати частоту періодичних сигналів напругою 1,8 ... 5 вольт в діапазоні частот 20 ... 20 000 Гц. Його основою є тригер Шмітта, зібраний на елементах DD1.1 і DD1.2, і очікувальний мультівібратор на елементах DD1.3 і DD1.4. Принципова схема наведена на Рис.5.

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		12

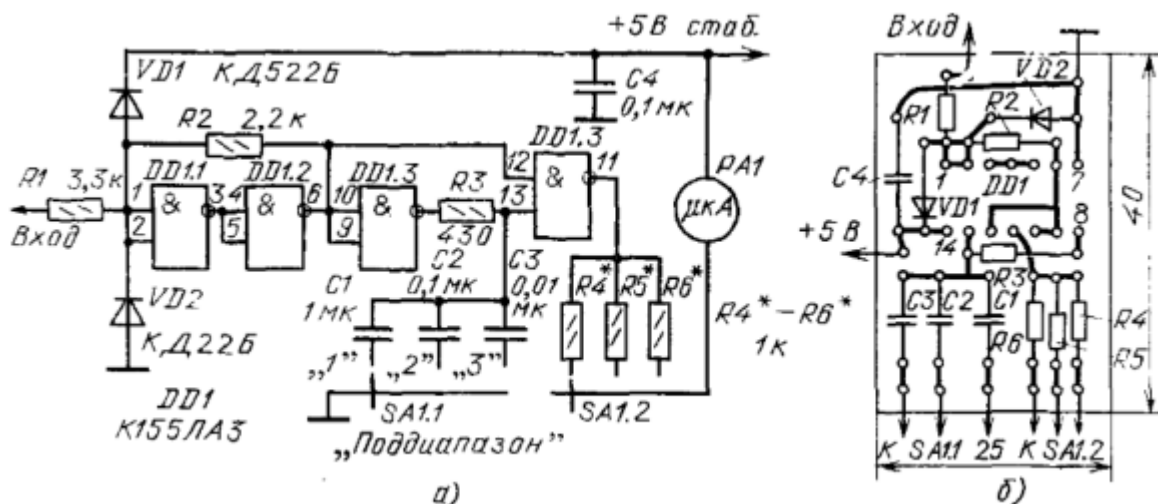


Рис. 5. Принципова схема простого аналогового частотоміра [5].

На вхід частотоміра через резистор R1 поступає сигнал, форма якого в загальному випадку не є прямокутною. Тригер Шмітта перетворює його в імпульси прямокутної форми з крутими фронтами і з тією ж частотою повторення, але стабільною амплітудою. Але тривалість імпульсів буде залежати від амплітуди вхідного сигналу, тому для використання в процесі вимірювання вони не придатні. Через це їх використовують для запуску очікувального мультивібратора, на виході якого формуються стабільні по амплітуді і тривалості імпульси з частотою слідування, рівній частоті вхідного сигналу. Ці імпульси і використовуються для вимірювання частоти, для чого їх подають на інтегруючий вимірювальний прилад, функцію якого виконує мікроамперметр PA1. Необхідний піддіапазон вимірюваних частот встановлюють перемикачем SA1. Діоди VD1, VD2 обмежують вхідний сигнал до напруги 5 вольт. Тривалість імпульсів очікувального мультивібратора визначається номіналами резистора R3 і конденсаторів C1 - C3. Резистори R4 - R6 призначені для градуювання шкали частотоміра. Мікроамперметр PA1 - типу M261M або M24 на струм повного відхилення стрілки вимірювального механізму 200 мкА.

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

Недоліками даної схеми є невідповідність чутливості схеми (1,8 вольт при пропонованій не менше 0,1 вольт) для сигналів різної полярності, схемотехнічне виконання гібридного типу, значна невідповідність частотного діапазону та те, що типова похибка для даного частотоміра складатиме не менше 10 %.

Зовсім простим за конструкцією і схемотехнікою є простий аналоговий частотомір, описаний у [книзі автора 6].

Прилад зібраний на одновібраторі – мікросхемі К155АГ1 (Рис. 6). Цей частотомір має чотири піддіапазони 10 ... 100 Гц, 100 ... 1000 Гц, 1 ... 10 кГц, 10 ... 100 кГц, але в нього можна ввести і п'ятий - до 1 МГц, додавши відповідний часозадаючий конденсатор. Принципова схема наведена на Рис. 6.

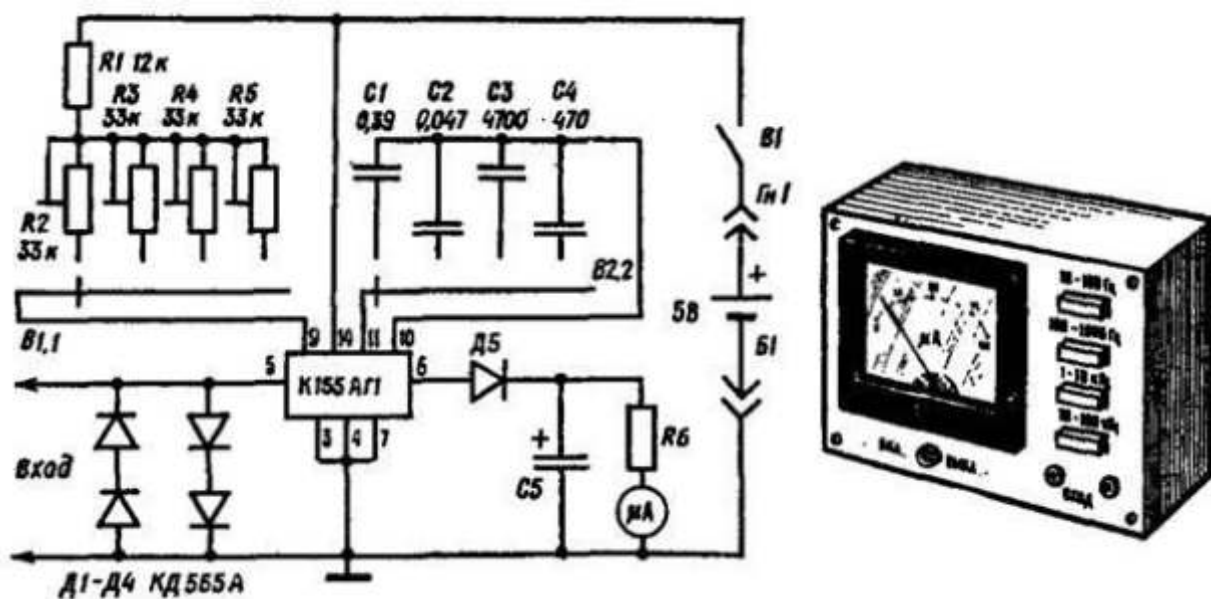


Рис. 6. Принципова схема та зовнішній вигляд простого аналогового частотоміра [6].

Тривалість імпульсів, що генеруються одновібратором, визначається конденсаторами С1 - С4 і резисторами R1 - R5 (в залежності від піддіапазону), а частота їх повторення - частотою вхідного сигналу. Через діод Д5 імпульси надходять на конденсатор С5, напруга на якому буде пропорційна частоті вхідного сигналу.

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

Ця напруга вимірюється приладом магнітоелектричної системи. Діоди Д1-Д4 (будь-які кремнієві високочастотні будь-які, наприклад КД503А) захищають вхід мікросхеми від перевантажень. Номінали конденсатора С5 і резистора R6 залежать від струму повного відхилення мікроамперметра. При струмі 100 мкА вони становлять 2 мкФ і 39 кОм, а при струмі 500 мкА - 15 мкФ і 6,8 кОм. Часозадаючі конденсатори можуть мати розкид до 20% від зображених на схемі значень, він буде компенсований підстроювальними резисторами. Від температурної і тимчасової стабільності цих конденсаторів залежить, точність вимірювань.

Налагодження приладу зводиться до установки, на кожному піддіапазоні одним з підстроювальних резисторів R2-R5, стрілки мікроамперметра на останню поділку шкали при подачі на вхід еталонних частот, що відповідають верхній частоті вимірювань для кожного піддіапазону.

Даний прилад є структурно спрощеним та максимально наближеним до пропонованого варіанту. Також зазначу, що 4 піддіапазони повністю співпадають із піддіапазонами в запропонованому варіанті.

Недоліками даної схеми є те, що вхідна напруга повинна бути не менше ніж рівень ТТЛ (мін. 3,5 вольт, а потрібно 0,1 вольт). Крім того, застосовано живлення батарейного типу і від ступеня його розряду залежатиме точність вимірювання.

Для ознайомлення наводимо порівняльну таблицю основних технічних параметрів аналогів.

	Пропонуваний варіант роботи	Аналог 1	Аналог 2	Аналог 3	Аналог 4	Аналог 5	Аналог 6
Частотний діапазон	10Гц-100кГц	10Гц-180 МГц	10Гц-100 МГц	10Гц-300 кГц	100Гц-10 МГц	20Гц-20кГц	10Гц-100 кГц
Чутливість	0,1 В	0.6-5В	0,8 мВ	0,1 В	0.5-5 В	1,8-5 В	3,5 В

Табл. 1. Порівняльна таблиця основних технічних параметрів аналогів

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ			Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата				15

Отже, як бачимо, кожна із розглянутих схем частотомірів має свої переваги; але їх безпосередньо не можна взяти за основу, зважаючи на розбіжності в параметрах приладів і вимог технічного завдання. Тому в даній роботі пропонується схема аналогового частотоміра, яка повністю задовольняє вимогам поставленого технічного завдання та володіє такими перевагами, як: єдність схемотехнічного рішення стосовно елементної бази, її доступності; підвищена точність вимірювань (5%) порівняно з аналогічними зразками (\approx 10%) за рахунок застосування вимірювання на окремих піддіапазонах, точності підбору частотозадаючих елементів та стабілізації напруги джерела живлення; можливість спостереження динаміки процесу плавного налаштування частоти, що є однією з найбільших переваг аналогового частотоміра над цифровим; простота виготовлення та можливість вбудови частотоміра, як модуля у більш складний радіотехнічний пристрій; низьке енергоспоживання на рівні 10 - 15 мА (в той час як цифрові схеми споживають 0,3 – 0,6 ампер при нарузі живлення 5 вольт). У випадку промислового освоєння собівартість такого частотоміра надзвичайно низька. До того ж, практично жодна схема-аналог не має такої чутливості, як пропонований варіант роботи.

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		16

3. Проектно-конструкторський розділ

3.1 Розробка структурної схеми об'єкту проектування

Функціональна схема – схема, що роз'яснює певні процеси, що відбуваються у певних функціональних частинах виробу (устаткування) чи у виробі (устаткуванні) в цілому.

Функціональна схема містить інформацію про способи реалізації пристроєм заданих функцій. За такою схемою можна визначити, як здійснюються перетворення і які для цього необхідні функціональні елементи. Кожен функціональний елемент містить лише ті входи і виходи, які необхідні для його коректної роботи. Дана схема розробляється на основі структурної схеми для кожного блоку, в результаті з окремих функціональних елементів складається загальна функціональна схема об'єкту.

Функціональними схемами користуються для вивчення принципу роботи виробів (устаткування), а також при їх налагодженні, контролі чи ремонті. На такій схемі зображують всі функціональні частини виробу та основні зв'язки між ними. Функціональні частини на схемі зображують у вигляді умовних графічних позначень згідно з вимогами державних стандартів. Дозволяється окремі функціональні частини, на яких немає умовних графічних позначень, зображувати у вигляді прямокутників, а також розкривати до рівня принципівих схем.

Дозволяється об'єднувати функціональні частини в функціональні групи, які виділяють на схемі штрих-пунктирними лініями. Кожній виділеній групі присвоюють назву або умовне позначення.

На схемі повинно бути вказано:

- для кожної функціональної частини, зображеної прямокутником, її назва або умовне позначення, вписане у прямокутник;
- для кожної функціональної частини або елемента, зображеного умовним графічним позначенням позиційне позначення.

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		17

Якщо функціональна схема використовується разом з принциповою, то позиційне позначення елементів та функціональних частин на цих документах повинні бути однаковими. Перелік елементів в цьому випадку для функціональної схеми не складають, оскільки користуються даними принципової схеми.

Якщо функціональна схема розробляється самостійно (без принципової), то позиційне позначення елементів і функціональних частин вказують за загальними правилами і розробляють перелік елементів .

На функціональних схемах рекомендується вказувати поряд з графічним позначенням чи на вільному полі схеми технічні характеристики функціональних частин, діаграми, параметри сигналів тощо.

На підставі аналізу технічного завдання, відповідно до аналізу роботи пристрою, можна побудувати наступну функціональну схему Рис. 7 та структурну схему Рис. 7.1.

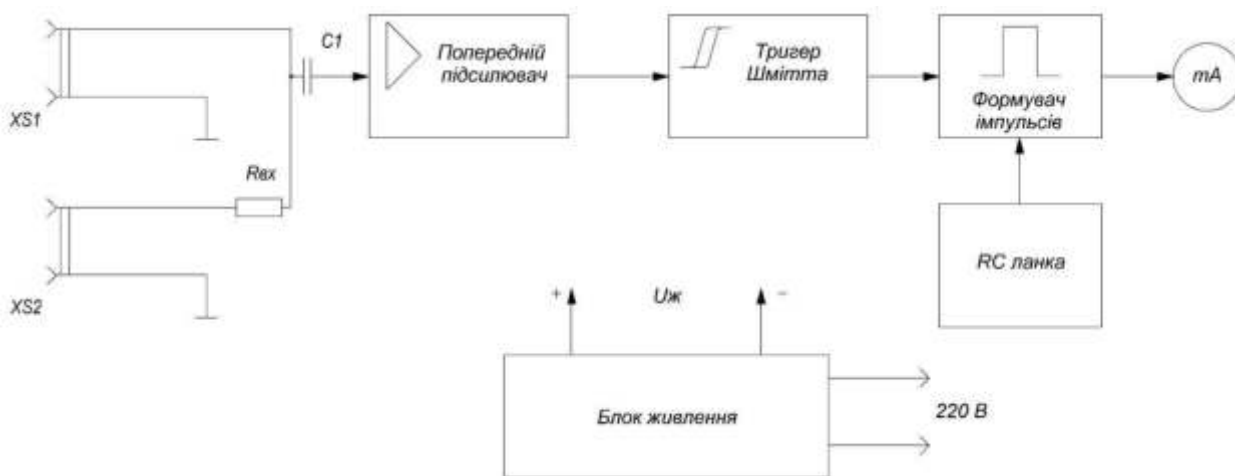


Рис. 7. Функціональна схема пристрою

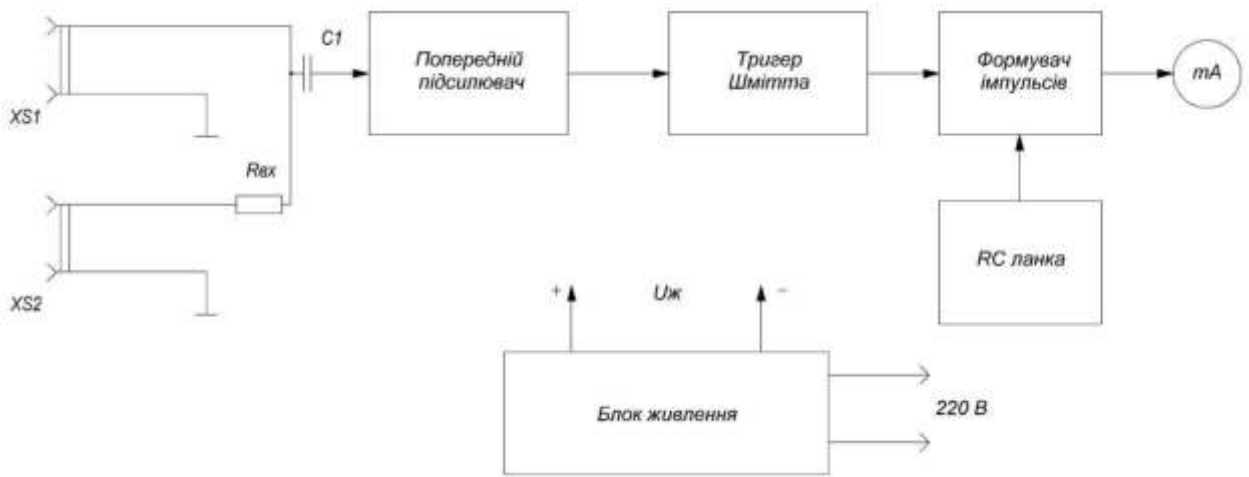


Рис. 7.1. Структурна схема пристрою

На схемах видно, що аналоговий частотомір складається з вхідного опору $R_{вх}$, фільтруючого конденсатора $C1$, попереднього підсилювача, тригера Шмітта, формувача імпульсів, RC ланки та ще одного функціонального блоку, який забезпечує живлення схеми – блок живлення. Суцільні лінії зі стрілками визначають напрями слідування сигналів.

3.2 Розробка принципової схеми об'єкту проектування

У відповідності до функціональної та структурної схем розробляється схема електрична принципова.

Вибір елементної бази здійснюється на основі схеми електричної принципової з урахуванням вимог вказаних в технічному завданні. Експлуатаційна надійність елементної бази в основному визначається правильним вибором типу елементів при проектуванні і при використанні в режимах, які не перевищують максимально допустимі.

Для правильного вибору типу елементів необхідно на основі вимог до приладу зокрема кліматичних, механічних і т. п. впливів проаналізувати умови роботи кожного елемента і визначити:

- експлуатаційні фактори (інтервал робочих температур, відносна вологість навколишнього середовища, атмосферний тиск і т. п.);

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		19

- значення параметрів і їх дозворене відхилення в процесі експлуатації (номінальне значення, допуск, шуми, вигляд функціональної характеристики і т. п.);
- дозворені режими і робочі електричні навантаження (потужність, частота, напруга і т. п.)
- показники надійності довговічності та строку зберігання.

Критеріями вибору електрорадіоелементів (далі ЕРЕ) є відповідність технічних та експлуатаційних характеристик ЕРЕ заданим умовам експлуатації.

Основними параметрами при виборі ЕРЕ є:

технічні параметри:

- номінальні значення параметрів відповідно до схеми електричної принципової приладу;
- допустимі відхилення величини параметрів ЕРЕ від номінального значення;
- допустима робоча напруга ЕРЕ;
- допустима потужність розсіювання;
- діапазон робочих частот;
- коефіцієнт електричного навантаження ЕРЕ;

експлуатаційні параметри:

- діапазон робочих температур;
- відносна вологість повітря;
- атмосферний тиск;
- вібраційні навантаження;
- інші показники;

додатковими критеріями при виборі ЕРЕ є:

- уніфікація ЕРЕ;
- вага та габарити ЕРЕ;
- низька собівартість.

Вибір елементної бази по вищевказаним критеріям дає змогу забезпечити надійну роботу приладу. Використання принципів стандартизації та уніфікації ЕРЕ при конструюванні приладу дозволяє отримати наступні переваги:

- значно зменшити строки і вартість проектування;
- зменшити на підприємстві номенклатуру використовуваних елементів;
- збільшити масштаби виробництва;
- покращити експлуатаційну та виробничу технологічність;
- створити спеціалізоване виробництво стандартних та уніфікованих складальних одиниць для централізованого забезпечення підприємства;
- знизити собівартість випуску виробу.

Схема електрична принципова визначає повний склад елементів і зв'язків між ними та дає детальне представлення про принципи роботи. На ній зображують всі електричні з'єднання та елементи чи пристрої, необхідні для здійснення в приладах заданих електричних процесів всіх електричних зв'язків, які закінчуються вхідними і вихідними ланцюгами.

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		21

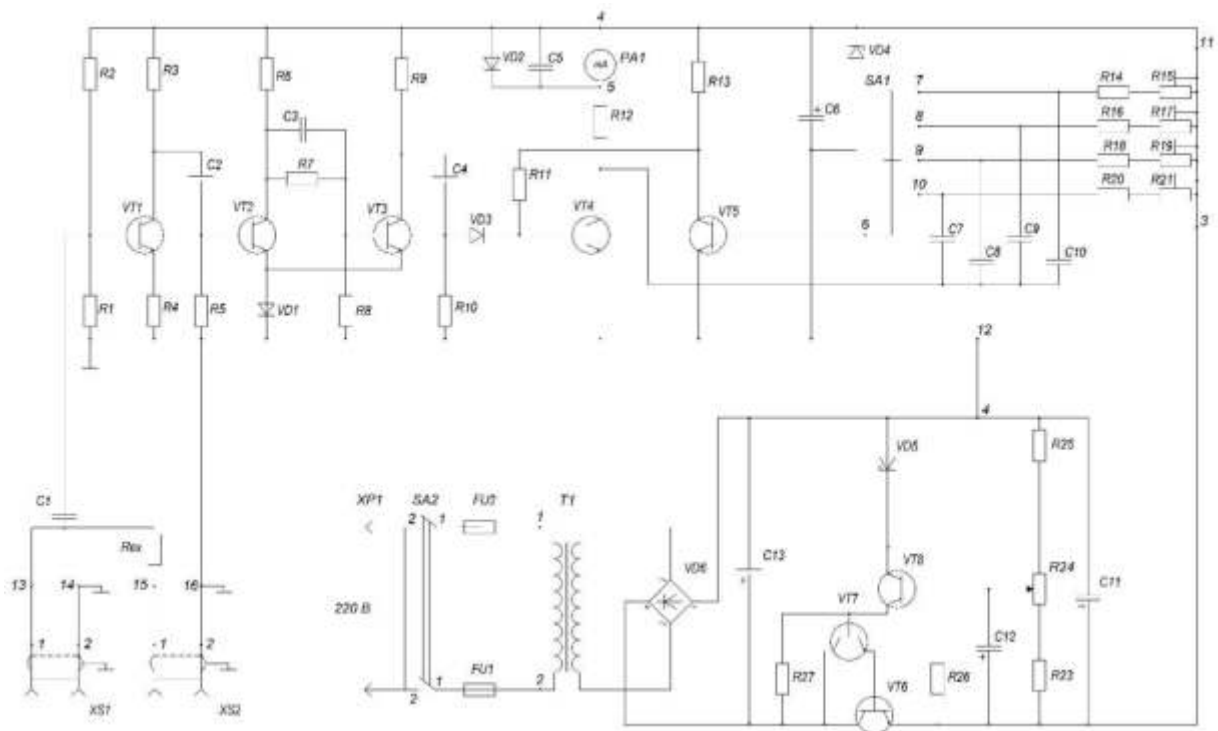


Рис. 8. Схема електрична принципова пристрою

Принцип дії пристрою

На транзисторі VT1 зібраний підсилювач змінного струму. Підсилений сигнал надходить на тригер Шмітта, зібраний на транзисторах VT2 і VT3. При відсутності вхідного сигналу перший транзистор закритий, а другий відкритий за рахунок подачі позитивного зміщення через резистори R6 - R8. Емітерний струм другого транзистора протікає через діод VD1, включений в ланку емітерів обох транзисторів, і спад напруги на цьому діоді, рівне 0,5 - 0,7 В, викликає закривання першого транзистора.

Коли позитивна півхвиля вхідного сигналу на базі транзистора VT2 перевищить спад напруги на діоді VD1, транзистор VT2 відкриється, напруга на його колекторі різко зменшиться і транзистор VT3 закриється. При подачі позитивної півхвилі синусоїдної напруги або імпульсу позитивної полярності на базу транзистора VT2 останній знову закриється, а другий відкриється. Тим самим в колекторній ланці транзистора VT3 формується імпульс позитивної полярності з дуже крутими фронтами.

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

Позитивний імпульс, що знімається з виходу диференціальної ланки С4R10 запускає мультівібратор з одним стійким положенням рівноваги, зібраний на транзисторах VT4 і VT5. Цей мультівібратор формує імпульси стандартної амплітуди і тривалості, які не залежать від параметрів вхідних сигналів. Протягом всього часу формування транзистор VT4 відкритий і через рамку стрілочного приладу і додатковий резистор R12 протікає струм. Одночасно заряджається і конденсатор С5. У проміжку між імпульсами цей конденсатор повністю розряджається через діод VD2. Середнє значення струму, що протікає через стрілочний вимірювальний прилад при фіксованій амплітуді і тривалості імпульсів мультівібратора залежить від частоти вхідного сигналу. Конденсатори С7 – С10 і резистори R14 – R21 визначають тривалість генерованих імпульсів цього мультівібратора на кожній межі вимірювання частоти.

За допомогою підстроювальних резисторів R15, R17, R19 і R21 здійснюється калібрування вимірювача при налагодженні приладу. У розглянутій конструкції застосовані транзистори типу КТ315 з коефіцієнтом β , рівним 20 – 40. Замість цих транзисторів можна застосувати кремнієві транзистори типів КТ312, КТ301 і т. д. Всі постійні резистори - типу МЛТ – 0,25, підстроювальні резистори - типу СПЗ-16, конденсатори - типу МБМ і КСВ. В якості стрілочного приладу можна застосувати мікроамперметр або міліамперметр типу М-24 з струмом повного відхилення 500 мкА - 2 мА; причому опір резистора R12 вибирають таким, щоб сумарний опір рамки приладу і цього резистора складав $1,3 \pm 0,1$ кОм. Як перемикач піддіапазонів SA1 можна застосувати як кнопковий перемикач типу П2-К з чотирма залежними кнопками, так і перемикач галетного типу 4П1Н-ПМ. Вимикачем живлення SA2 може служити будь-який малогабаритний тумблер.

Налагодження приладу при використанні справних радіоелементів і правильно виконаному монтажі зводиться до калібрування шкали вимірювального приладу.

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		23

Для цього на вхід частотоміра від генератора звукової частоти по чергово подають напругу амплітудою 1 вольт частотою 100, 1000 Гц, 10 і 100 кГц і за допомогою відповідних підстроювальних резисторів встановлюють стрілку приладу на останнє значення шкали.

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		24

3.3. Розрахунок режимів роботи елементів та їх вибір

В даній кваліфікаційній бакалаврській роботі наведено розрахунок компенсаційного стабілізатора напруги, трансформатора Т1, мостової схеми випрямлення змінної напруги та розрахунок параметрів елементів підсилювального каскаду.

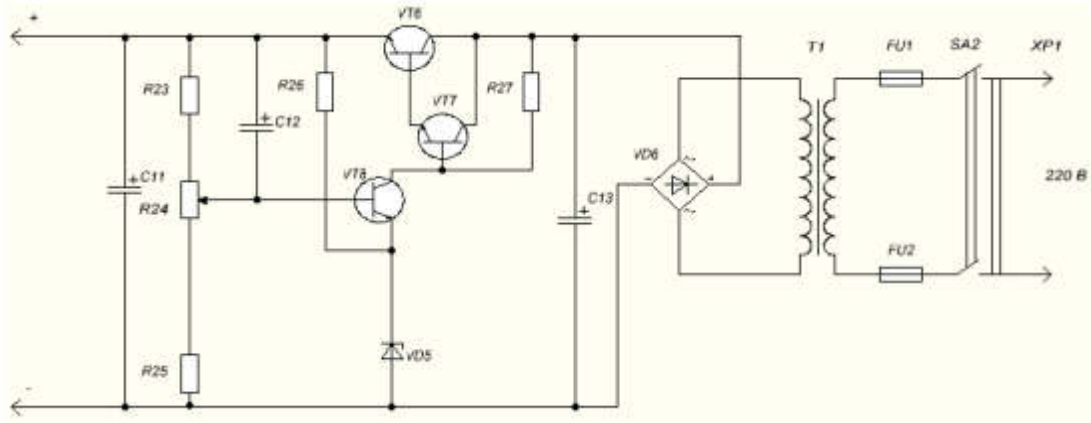


Рис. 9. Ділянка електричної схеми

Розрахунок компенсаційного стабілізатора:

Дані для розрахунку :

$U_{\text{вих}} = 12 \text{ В}$ – номінальне значення вихідної напруги;

$\Delta U_{\text{вих}} = \pm 2 \text{ В}$ – діапазон регулювання вихідної напруги;

$I_{\text{н}} = 0,3 \text{ А}$ – номінальне значення струму навантаження;

Допустиме відхилення встановленого значення вихідної напруги:

$a_{\text{вих}} = 0,05 \%$ - в сторону збільшення;

$b_{\text{вих}} = 0,1 \%$ - в сторону зменшення;

Допустимі відхилення напруги на вході стабілізатора від номінального значення:

$a_{\text{вх}} = 8 \%$ - в сторону збільшення;

$b_{\text{вх}} = 2 \%$ - в сторону зменшення.

Порядок розрахунку

1. Визначаємо необхідне значення коефіцієнта стабілізації:

$$K_{\text{ст(у)необх}} = \frac{a_{\text{вх}} + b_{\text{вх}}}{a_{\text{вих}} + b_{\text{вих}}} = \frac{8 + 2}{0,005 + 0,1} = \frac{10}{0,105} = 95,2 \approx 96 \quad (1.1)$$

2. Визначаємо мінімальну напругу на вході стабілізатора:

$$U_{\text{вх мін}} = U_{\text{вих}} + U_{\text{ке VT6 мін}} + \Delta U_{\text{вих}} = 12 + 3 + 2 = 17 \text{ (В)} \quad (1.2),$$

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

де $U_{ке VT6 \text{ мін}}$ – мінімально допустима напруга між колектором і емітером регулюючого транзистора, при якому його робота ще проходить на лінійній ділянці вихідної характеристики $I_k = f(U_{ке})$ при $I_G = \text{const}$.

Напруга $U_{ке \text{ мін}}$ для більшості транзисторів не перевищує 1...3 вольт. Для розрахунку рекомендується приймати 3 вольти – як для германієвих, так і для кремнієвих транзисторів.

3. Номінальна і максимальна напруги на вході стабілізатора з врахуванням допустимих відхилень вхідної напруги визначаються за формулами:

$$U_{ВХ} = \frac{U_{ВХ \text{ мін}}}{\left(1 - \frac{b_{ВХ}}{100}\right)} = \frac{17}{\left(1 - \frac{2}{100}\right)} = \frac{17}{0,98} = 17,34 \text{ (В)} \quad (1.3)$$

$$U_{ВХ \text{ макс}} = U_{ВХ} \times \left(1 + \frac{a_{ВХ}}{100}\right) = 17,34 \times \left(1 + \frac{8}{100}\right) = 17,34 \times 1,08 = 18,7 \approx 19 \text{ (В)} \quad (1.4)$$

4. Визначаємо максимальний спад напруги на ділянці „колектор - емітер” регулюючого транзистора:

$$U_{ке \text{ макс}} = U_{ВХ \text{ макс}} - U_{ВІХ} = 19 - 12 = 7 \text{ (В)} \quad (1.5)$$

5. Визначаємо максимальну потужність, яка розсіюється на колекторі транзистора VT6:

$$P_{кVT6 \text{ макс}} = U_{ке \text{ макс}} \times I_{ВІХ \text{ макс}} = 7 \times 0,3 = 2,1 \text{ (Вт)} \quad (1.6)$$

Значення $I_{ВІХ \text{ макс}}$ відповідає номінальному струму навантаження, заданого у вхідних умовах.

6. Вибираємо тип регулюючого транзистора, параметри якого повинні задовільняти наступним умовам:

$$I_{к VT6 \text{ макс}} \approx I_{ВІХ \text{ макс}} \leq I_{кVT6 \text{ макс доп}} = 0,3 \leq 0,4 \text{ (А)} \quad (1.7)$$

$$U_{ке VT6 \text{ макс}} \leq U_{ке VT6 \text{ макс доп}} = 7 \leq 20 \text{ (В)} \quad (1.8)$$

$$P_{к VT6 \text{ макс}} \leq P_{к VT6 \text{ макс доп}} = 2,1 \leq 2,5 \text{ (Вт)} \quad (1.9)$$

Аналізуючи довідникові дані обираємо регулюючий транзистор такого типу 2С5109, який задовольняє умовам які наведені вище.

7. Вибираємо тип узгоджуючого транзистора VT7. Він призначений для узгодження великого вхідного опору підсилювача постійного струму VT8 ($\approx 10 \text{ кОм}$) з малим вхідним опором регулюючого транзистора VT6 ($\approx 10 \text{ Ом}$).

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		26

Транзистори VT6 і VT7 утворюють так званий „складений транзистор”, для якого:

$$h_{21 \text{ заг}} = h_{21 \text{ VT6}} \times h_{21 \text{ VT7}} = 40 \times 25 = 1000 \quad (1.10)$$

При розрахунках приймаємо умову:

$$I_{K \text{ VT7}} \approx I_{E \text{ VT7}} = I_{B \text{ VT6}}, \quad (1.11)$$

а струм бази VT6 визначаємо за формулою:

$$I_{B \text{ VT6}} \approx \frac{I_{K \text{ VT6}}}{h_{21 E \text{ VT6}}} \approx \frac{I_{\text{вих}}}{h_{21 E \text{ VT6}}} = \frac{0,3}{40} = 0,0075 \text{ (А)} \quad (1.12)$$

Крім того,

$$U_{KE \text{ VT7 макс}} \approx U_{KE \text{ VT6 макс}} = 20 \text{ (В)} \quad (1.13)$$

Отже, потужність розсіювання на колекторі транзистора VT7 становитиме:

$$P_{K \text{ VT7 макс}} \approx U_{KE \text{ VT7 макс}} \times I_{K \text{ VT7}} = 20 \times 0,0075 = 0,15 \text{ (Вт)} \quad (1.14)$$

Вибираємо по довіднику транзистор VT7, параметри якого повинні задовільняти розрахованим параметрам (при цьому визначальними є параметри

$I_{K \text{ макс}}$, $U_{KE \text{ макс}}$, $P_{K \text{ макс}}$, h_{21E}). Вибираємо транзистор МП37Б, його параметри наступні:

$$I_{K \text{ макс}} = 0,02 \text{ (А)};$$

$$U_{KE \text{ макс}} = 30 \text{ (В)};$$

$$P_{K \text{ макс}} = 0,15 \text{ (Вт)};$$

$$h_{21E} = 25.$$

8. Вибираємо в якості джерела опорної напруги кремнієвий стабілітрон, напруга стабілізації якого повинна знаходитись в межах:

$$U_{\text{ст}} \approx (0,6 \dots 0,7) \times U_{\text{вих}} = 0,7 \times 12 = 8,4 \text{ (В)} \quad (1.15)$$

Вибираємо стабілітрон 2С182Ж, який має такі основні параметри:

$$U_{\text{ст}} = 8,2 \text{ В} \pm 0,5 \text{ (В)};$$

$$I_{\text{ст мин - макс}} = 0,005 - 0,015 \text{ (А)}.$$

9. Визначаємо коефіцієнт поділу напруги вихідного подільника:

$$a = \frac{U_{\text{ст}}}{U_{\text{вих}}} = \frac{8,2}{12} = 0,68 \approx 0,7 \quad (1.16)$$

де $U_{\text{ст}}$ – напруга стабілізації вибраного стабілітрона;

$U_{\text{вих}}$ – номінальне значення вихідної напруги стабілізатора.

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
						27
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

10. Вибираємо тип транзистора для схеми підсилювача постійного струму (ППС) – VT8. Він повинен забезпечувати достатнє підсилення вхідного сигналу по напрузі. Струм колектора VT8 повинен бути невеликим, але завжди перевищувати струм бази узгоджую чого транзистора VT7. Як правило, вибирають $I_{K VT8}$ в межах 0,5...2,0 мА. Необхідний коефіцієнт підсилення по напрузі для керуючого транзистора можна знайти по формулі:

$$K_{VT8 (u)} = \frac{\Delta U_{вих} \times 100}{U_{вих} \times (a_{вих} + b_{вих}) \times a} = \frac{2 \times 100}{12 \times (0,05 + 0,1) \times 0,7} = \frac{200}{1,26} = 158 \quad (1.17)$$

В цій формулі $\Delta U_{вих}$ визначається наступним виразом:

$$\Delta U_{вих} = U_{вх макс} - U_{вх мин} = 19 - 17 = 2 \text{ (В)} \quad (1.18)$$

Вибираємо транзистор для ППС по довіднику, орієнтуючись на його параметри: $I_{K макс}$, $U_{KE макс}$, $P_{K макс}$, h_{21E} . Вибираємо транзистор для ППС КТ3102Г, який має такі основні параметри:

$$I_{K макс} = 0,1 \text{ (А)};$$

$$U_{KE макс} = 20 \text{ (В)};$$

$$P_{K макс} = 0,25 \text{ (Вт)};$$

$$h_{21E} = 400.$$

Після цього визначаємо фактичний коефіцієнт підсилення каскаду на транзисторі VT8:

$$K_{VT8 розр} = \frac{\Delta I_{RVT8}}{\Delta U_{BVT8}} \times R27 = S_{VT8} \times R27 = 30 \times 8,2 = 246 \quad (1.19),$$

де S_{VT8} - параметр, що має назву „крутизна ВАХ транзистора”.

Для малопотужних транзисторів значення цього параметру лежить в межах (20...50) міліампер/вольт. При розрахунках цей параметр треба задати самостійно. Задавши його, ми зможемо розрахувати величину опору резистора R27:

$$R27 = \frac{0,5 \times U_{KE VT6 мин} \times h_{21 VT6} \times h_{21 VT7}}{I_{вих}} = \frac{0,5 \times 5 \times 1000}{0,3} = \frac{2500}{0,3} = 8,333 \approx 8,2 \text{ (кОм)} \quad (1.20)$$

Значення $I_{вих}$ відповідає номінальному струму навантаження, заданого у вхідних умовах. Розраховане значення опору резистора необхідно округлити до найближчого стандартного значення опору (орієнтуючись на стандартний ряд опорів E24).

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
						28
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Тут же необхідно визначити потужність, яку розсіює резистор R27:

$$P_{R27} = (I_{KVT8})^2 \times R27 = (0,0005)^2 \times 8200 = 0,00205 \approx 0,125 \text{ (Вт)} \quad (1.21)$$

Отже, маючи всі необхідні величини, можна визначити фактичний коефіцієнт підсилення каскаду на транзисторі VT8 за формулою $K_{VT8 \text{ розр}}$. Обов'язковою умовою є вимога того, що фактичний коефіцієнт підсилення повинен бути не меншим, ніж необхідний, розрахований по формулі $K_{VT8 (u)}$:

$$K_{VT8 \text{ розр}} \geq K_{VT8 (u)} = 246 \geq 158 \quad (1.22)$$

В процесі роботи транзистор VT8 розсіюватиме певну потужність, величину якої можна оцінити за формулою:

$$P_{KVT8 \text{ макс}} = U_{KVT8 \text{ макс}} \times I_{KVT8} = 6 \times 0,0005 = 0,003 \text{ (Вт)} \quad (1.23)$$

Приймаємо:

$$U_{KVT8 \text{ макс}} = U_{\text{вих}} + \Delta U_{\text{вих}} - U_{\text{ст}} = 12 + 2 - 8,2 = 5,8 \approx 6 \text{ (В)} \quad (1.24),$$

а струм колектора VT8 визначено в пункті 10. Визначивши розсіювану потужність, необхідно перевірити, чи не перевищує вона значення, вказаного в довіднику для обраного транзистора.

11. Визначимо необхідну величину опору вихідного резистивного подільника. Струм подільника вибирають на один – два порядки вище, ніж струм бази керуючого транзистора VT8. Номінальний струм бази VT8 визначаю за формулою:

$$I_{BVT8} = \frac{I_{KVT8}}{h_{21VT8}} = \frac{0,0005}{400} = 0,00000125 \text{ (А)} \quad (1.25)$$

Як правило, він становить долі міліампера. Струм, що протікає через резистивний подільник задається самостійно, на рівні кількох міліампер. Тоді загальний опір всіх елементів резистивного подільника визначимо за формулою:

$$R_{\text{под}} = \sum_{i=1}^n Ri = \frac{U_{\text{вих}}}{I_{\text{под}}} = \frac{12}{0,005} = 2400 \approx 2,4 \text{ (кОм)} \quad (1.26),$$

де $\sum_{i=1}^n Ri$ - сума всіх опорів, що входять до складу подільника.

Вихідна напруга повинна регулюватись в певних межах, заданих у вхідних умовах ($\Delta U_{\text{вих}}$), відносно номінального значення вихідної напруги, причому як в сторону збільшення, так і в сторону зменшення.

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		29

Напряга стабілізації стабілітрона може змінюватись в певних межах, про що вказується в довіднику. Позначемо ці відхилення як $U_{ст\ мін}$ та $U_{ст\ макс}$. Визначимо опір нижнього плеча подільника для крайніх значень $U_{ст\ мін}$ та $U_{ст\ макс}$ і $U_{вих}$:

$$(R24 + R25)_{\min} = R_{\text{под}} \times \frac{U_{\text{ст мін}}}{U_{\text{вих}} + \Delta U_{\text{вих}}} = 2400 \times \frac{7,7}{12+2} = 2400 \times 0,55 = 1320 \text{ (Ом)} \quad (1.27),$$

$$(R24 + R25)_{\max} = R_{\text{под}} \times \frac{U_{\text{ст макс}}}{U_{\text{вих}} - \Delta U_{\text{вих}}} = 2400 \times \frac{8,7}{12-2} = 2400 \times 0,87 = 2088 \text{ (Ом)} \quad (1.28),$$

Звідси:

$$R24 = (R24 + R25)_{\max} - (R24 + R25)_{\min} = 2088 - 1320 = 768 \approx 820 \approx 1,0 \text{ (кОм)} \quad (1.29),$$

$$R23 = R_{\text{под}} - (R24 + R25)_{\max} = 2400 - 2088 = 312 \approx 330 \text{ (Ом)} \quad (1.30),$$

$$R25 = R_{\text{под}} - (R23 + R24) = 2400 - (330 + 1000) = 2400 - 1330 = 1070 \approx 1,3 \text{ (кОм)} \quad (1.31)$$

Розраховане значення опорів резисторів необхідно округлити до найближчого стандартного значення опору. Знаючи струм, що проходить через всі резистори подільника, необхідно розрахувати їх розсіювану потужність і вибрати резистори по стандартним значенням потужностей.

$$P_{R24} = (I_{\text{под}})^2 \times R24 = (0,005)^2 \times 1000 = 0,025 \approx 0,125 \text{ (Вт)} \quad (1.32),$$

$$P_{R23} = (I_{\text{под}})^2 \times R23 = (0,005)^2 \times 330 = 0,00825 \approx 0,125 \text{ (Вт)} \quad (1.33),$$

$$P_{R25} = (I_{\text{под}})^2 \times R25 = (0,005)^2 \times 1300 = 0,0325 \approx 0,125 \text{ (Вт)} \quad (1.34)$$

12. Величина опору резистора R26 повинна бути такою, щоб струм через стабілітрон мав величину, рекомендовану в довіднику як номінальний струм стабілізації:

$$R26 = \frac{U_{\text{вих}} - I_{\text{ст}}}{I_{\text{ст ном}}} = \frac{12 - 8,2}{0,01} = 380 \approx 390 \text{ (Ом)} \quad (1.35),$$

$$I_{\text{ст ном}} = \frac{I_{\text{ст мін}} + I_{\text{ст макс}}}{2} = \frac{0,005 + 0,015}{2} = 0,01 \text{ (А)} \quad (1.36),$$

$$P_{R26} = (I_{\text{под}})^2 \times R26 = (0,005)^2 \times 390 = 0,00975 \approx 0,125 \text{ (Вт)} \quad (1.37)$$

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		30

Як і у попередніх випадках розраховане значення опору резистора необхідно округлити до найближчого стандартного значення і визначити його розсіювану потужність.

13. Для збільшення швидкодії стабілізатора використовують ємнісний зв'язок між виходом стабілізатора і входом підсилювача VT8. Для цього служить конденсатор C12, величина ємності якого вибирається в межах одиниць – десятків мікрофард.

Конденсатор C11 служить для підвищення стійкості стабілізатора і одночасно зменшує вхідний опір схеми. Його ємність для низьковольтних стабілізаторів вибирають в межах 1000...4700 мікрофард, а для високовольтних – від 10...20 до 100...200 мікрофард.

$$C12 = 33,0 \text{ (мкФ)};$$

$$C11 = 1000 \text{ (мкФ)}.$$

14. Знаходимо коефіцієнт стабілізації розрахованого стабілізатора:

$$K_{\text{ст(у) розр}} = a \times K_{\text{VT8 розр}} \times \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = 0,7 \times 246 \times \frac{12}{17,34} = 0,7 \times 246 \times 0,7 = 120,54 \text{ (1.38)}$$

Знайдене значення необхідно порівняти із необхідним значенням, визначеним за формулою в пункті 1 – воно не повинно бути меншим.

15. Знаходимо коефіцієнт корисної дії стабілізатора в номінальному режимі роботи:

$$\eta = \frac{U_{\text{вих}} \times I_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}} \times I_{\text{вх}}} = \frac{12 \times 0,3}{17,34 \times 0,315} = \frac{3,6}{5,5} = 0,65 \approx 0,7 \text{ (1.39)},$$

де $I_{\text{вх}}$ - сума всіх вхідних струмів, тобто струму навантаження, струму стабілізації стабілітрона та струму подільника:

$$I_{\text{вх}} = I_{\text{вих}} + I_{\text{стаб}} + I_{\text{под}} = 0,3 + 0,01 + 0,005 = 0,315 \text{ (А)} \text{ (1.40)}$$

Розрахунок трансформатора Т1:

Дані для розрахунку:

$U_1 = 220 \text{ (В)}$ – напруга первинної обмотки;

$U_2 = 12 \text{ (В)}$ – напруга вторинної обмотки;

$I_2 = 0,3 \text{ (А)}$ – сила струму вторинної обмотки.

1. Визначимо габаритну потужність трансформатора за формулою:

$$U_{\text{габ}} = U_2 \times I_2 = 12 \times 0,3 = 3,6 \text{ (Вт)} \text{ (2.1)}.$$

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		31

2. За формулою $S_{oc} = (k\sqrt{P_{габ}})$ (2.2) знаходимо площу осердя трансформатора, де $k = 1,1 \dots 1,2$. Оскільки, потужність трансформатора менша 100 Вт, то в формулу (2.2) підставимо 1,2:

$$S_{oc} = (k\sqrt{P_{габ}}) = 1,2\sqrt{3,6} \approx 2,4 \text{ (см}^2\text{)}.$$

3. Підбираємо осердя за формулою $S_{oc} = a \times b$ (2.3), де a і b сторони осердя. Підбравши осердя типу ШЛ, отримаємо: $a = 1,6$ см; $b = 2$ см.

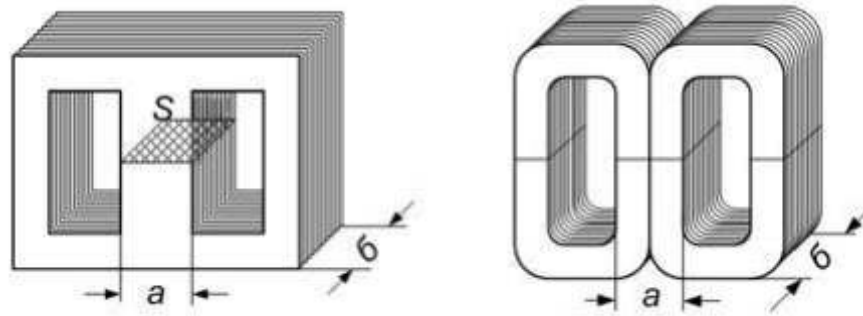


Рис. 10. Осердя трансформатора [7]

4. Знаходимо реальну площу осердя трансформатора:

$$S_{тр} = 0,9 \times a \times b = 0,9 \times 1,6 \times 2 = 2,88 \text{ (см}^2\text{)} \quad (2.4)$$

5. Реальна потужність трансформатора рівна:

$$P_{тр} = \left(\frac{S_{тр}}{k}\right)^2 = \left(\frac{2,88}{1,2}\right)^2 \approx 5,76 \text{ (Вт)} \quad (2.5)$$

6. Знаходимо вхідний струм I_1 :

$$I_1 = \frac{P_{тр}}{U_1} = \frac{5,76}{220} = 0,026 \approx 0,03 \text{ (А)} \quad (2.6)$$

7. Знаходимо діаметри проводів, які намотані на первинну і вторинні обмотки відповідно:

$$d_1 = 0,025 \times \sqrt{I_1(\text{мА})} = 0,025 \times \sqrt{30} = 0,025 \times 5,5 = 0,1375 \text{ (мм)} \quad (2.7);$$

$$d_2 = 0,025 \times \sqrt{I_2(\text{мА})} = 0,025 \times \sqrt{300} = 0,025 \times 17 = 0,4369 \text{ (мм)} \quad (2.8).$$

Визначивши діаметри провідників для первинної та вторинної обмоток (по міді) округлимо до найближчого стандартного значення: для первинної – 0,14 мм; для вторинної – 0,45 мм. Для намотки первинної та вторинної обмоток використовуємо провідники ПЕВ 2 – 0,17мм; ПЕВ 2 – 0,51мм (розміри вказані по ізоляції).

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
-----	------	----------	--------	------

8. Знаходимо за формулою кількість витків, яку потрібно намотати на первинній і вторинній обмотках:

$$N_1 = \left(\frac{50}{S_{\text{тр}}}\right) \times U_1 = \left(\frac{50}{2,88}\right) \times 220 = 3828 \text{ (витків)} \text{ (2.9);}$$

$$N_2 = \left(\frac{50}{S_{\text{тр}}}\right) \times U_2 = \left(\frac{50}{2,88}\right) \times 12 = 208,8 \approx 209 \text{ (витків)} \text{ (2.10).}$$

Розрахунок випрямляча:

Випрямляч розраховано по спрощеній методиці розрахунку, яка є вірною при вихідних потужностях до сотень ват і при умові, що частота мережі живлення $f = 50$ Гц.

Дані для розрахунку:

$$U_1 = 12 \text{ (В);}$$

$$I_0 = 0,3 \text{ (А);}$$

$$k_{\text{по}} = 0,1$$

Коефіцієнт пульсацій становить 0,1 тому що в схемі буде додатково використовуватись компенсаційний стабілізатор напруги.

1. Обчислимо значення зворотної напруги на діодах $U_{\text{зв}}$ (3.1), середнє значення сили струму $I_{\text{ср}}$ (3.2) та амплітудне значення сили струму $I_{\text{м}}$ (3.3). В процесі розрахунку випрямляча ці значення уточнюються.

$$U_{\text{зв}} \approx 1,5 \times U_0 = 1,5 \times 12 = 12 \text{ (В)} \text{ (3.1),}$$

$$I_{\text{ср}} = \frac{I_0}{2} = \frac{0,3}{2} = 0,15 \text{ (А)} \text{ (3.2),}$$

$$I_{\text{м}} \approx 3,5 \times I_0 = 3,5 \times 0,3 = 1,05 \text{ (А)} \text{ (3.3)}$$

Проаналізувавши довідникові дані, обираємо необхідний тип діодів. В нашому випадку це міст діодний КЦ405А, параметри якого наступні:

$$U_{\text{зв}} = 600 \text{ (В);}$$

$$U_{\text{пр}} = 4 \text{ (В);}$$

$$I_{\text{макс}} = 1 \text{ (А).}$$

Для самоперевірки потрібно уточнити попередньо знайдені величини.

2. Визначимо опір навантаження:

$$R_{\text{н}} = \frac{U_0}{I_0} = \frac{12}{0,3} = 40 \text{ (Ом)} \text{ (3.4)}$$

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		33

3. Опір обмоток трансформатора $r_{тр}$ приймаємо в межах $(0,07...0,1) R_H$ для випрямлячів потужністю до 10 Вт і в межах $(0,05...0,08) R_H$ для випрямлячів потужністю 10...100 Вт. Нехай опір вторинної обмотки рівний:

$$r_{тр} = 0,07 \times R_H = 0,07 \times 40 = 2,8 \approx 3 \text{ (Ом)} \quad (3.5)$$

4. Знаходимо прямий опір випрямляючого діода за наближеною формулою:

$$r_{пр} \approx \frac{U_{пр}}{3 \times I_{ср}} = \frac{4}{3 \times 0,15} = 8,88 \approx 9 \text{ (Ом)} \quad (3.6),$$

де $U_{пр}$ - пряма постійна напруга на діоді.

5. Визначаємо активний опір фази випрямляча за формулою:

$$r = r_{тр} + 2 \times r_{пр} = 3 + 2 \times 9 = 21 \text{ (Ом)} \quad (3.7)$$

6. Виразуємо основний розрахунковий коефіцієнт A за формулою:

$$A = 1,6 \times \frac{r}{R_H} = 1,6 \times \frac{21}{40} = 0,84 \quad (3.8)$$

7. По експериментально складеним графікам знаходимо допоміжні коефіцієнти B , D , F , та H , необхідні для розрахунку.

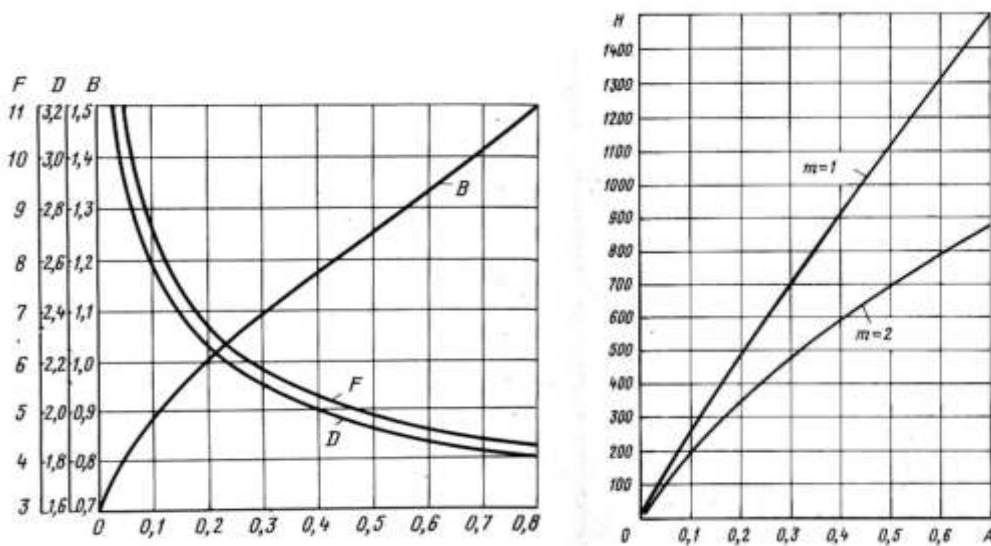


Рис. 11. Графіки для визначення проміжних розрахункових коефіцієнтів [7]

$$B \approx 1,75; D \approx 1,85; F \approx 0,9; H \approx 1050.$$

8. Визначимо остаточні параметри роботи схеми:

$U_{2x} = B \times U_0 = 1,75 \times 12 = 21 \text{ (В)}$ – значення напруги на вторинній обмотці трансформатора (в режимі холостого ходу) (3.9);

$U_{зв} = 1,4 \times U_{2x} = 1,4 \times 21 = 29,4 \approx 29 \text{ (В)}$ – значення зворотної напруги (3.10);

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
-----	------	----------	--------	------

$I_m = 0,5 \times F \times I_0 = 0,5 \times 0,9 \times 0,3 = 0,135$ (А) – максимальне значення струму через випрямляючі діоди (3.11).

Розраховані дані не перевищують довідникових параметрів діодного мосту, а отже діодний міст вибрано вірно.

9. Знаходимо I_2 – діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора:

$$I_2 = \frac{D \times I_0}{\sqrt{2}} = \frac{1,85 \times 0,3}{1,41} = \frac{0,555}{1,41} = 0,39 \text{ (А)} \quad (3.12)$$

10. Обчислимо вихідну ємність випрямляча C_0 (конденсатора-фільтра):

$$C_0 = \frac{H}{r \times k_{\text{по}}} = \frac{1050}{21 \times 0,1} = 500 \text{ (мкФ)} \quad (3.13)$$

З стандартного ряду ємностей обираємо конденсатор типу К50-35 ємністю $C_0 = 680$ мкФ на допустиму напругу 25 В.

Розрахунок параметрів елементів підсилювального каскаду:

Для проведення розрахунку необхідні початкові дані. Вся схема аналогового частотоміра живиться стабілізованою напругою. Рівень напруги визначається застосованим стабілітроном Д814А, у якого напруга стабілізації знаходиться в межах 7...8,5 вольт (типове значення 7,7 вольт).

Вхідні періодичні сигнали можуть мати амплітуди від +50 мілівольт до -100 мілівольт в діапазоні частот 10 Гц...100 кГц. Підсилювальний каскад повинен забезпечити нормальну стабільну роботу наступного за ним тригера Шмітта, для чіткого спрацювання якого вхідний сигнал (а, отже, вихідний сигнал підсилювача) повинен мати амплітуду 3...5 вольт (приймаємо 5 вольт).

З точки зору технологічності виробу слід вибирати однотипну елементну базу для побудови каскадів схеми. В даному випадку потрібні біполярні транзистори однаково придатні для роботи як в підсилювальних, так і в імпульсних каскадах, з відповідними частотними параметрами і невисокої собівартості. З цієї точки зору вибираємо біполярний транзистор КТ 312А.

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		35

Його параметри наступні:

- Зворотний струм колектора 1 мкА (при $U_{кб} = 10$ В);
- Напруга $U_{ке макс} = 20$ вольт;
- Гранична частота коефіцієнта передачі 250 МГц: ($f_{гр}$);
- Коефіцієнт передачі струму $h_{21E} = 20...90$;
- Постійний струм колектора $i_{к макс} = 100$ мА;
- $h_{11Б} = 40$ Ом; $h_{21E} = 20...90$; $h_{12Б} = -$; $h_{22Б} = 0,3$ мкСм.

Тобто, виконуються наступні умови:

$$f_{гр} > \frac{f_{роб макс}}{0,2} = \frac{100\ 000}{0,2} = 500 \text{ (кГц)} \quad (4.1);$$

$$U_{ке макс} \geq (1,5 \dots 2)U_{ж} = 15,4 \text{ (В)} \quad (4.2)$$

Режим по постійному струму каскаду підсилення, в якому транзистор увімкнутий по схемі із загальним емітером, визначається струмом бази $I_{Б рт}$, струмом колектора $I_{К рт}$ та напругами база-емітер $U_{БЕ рт}$ і колектор-емітер $U_{КЕ рт}$. Ці параметри визначають по вхідних і вихідних характеристиках транзистора.

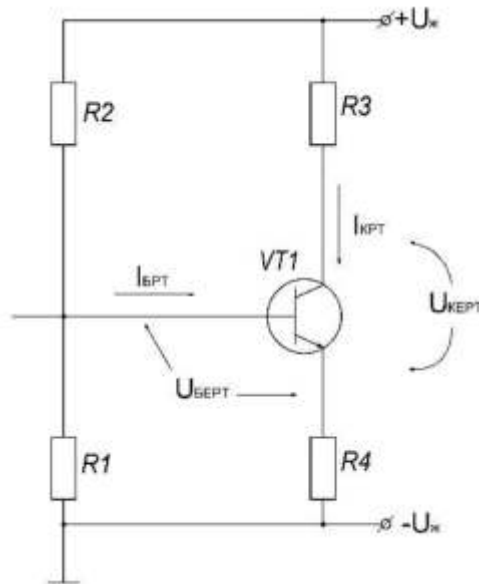


Рис. 12. Ділянка електричної схеми попереднього підсилювача

Для того, щоб каскад міг підсилювати різнополярні сигнали, його підсилювальний елемент повинен працювати в режимі класу А (із зміщенням). Таке зміщення задають резистори R1 і R2, які утворюють подільник напруги живлення і створюють напругу зміщення на базі ($U_{БЕ рт}$). В каскаді

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

застосовано також емітерну стабілізацію робочої точки для стійкої роботи при можливих змінах температури оточуючого середовища.

Вибираючи напругу зміщення слід враховувати діапазон зміни вхідного сигналу і величину бар'єрної напруги базово - емітерного переходу транзистора.

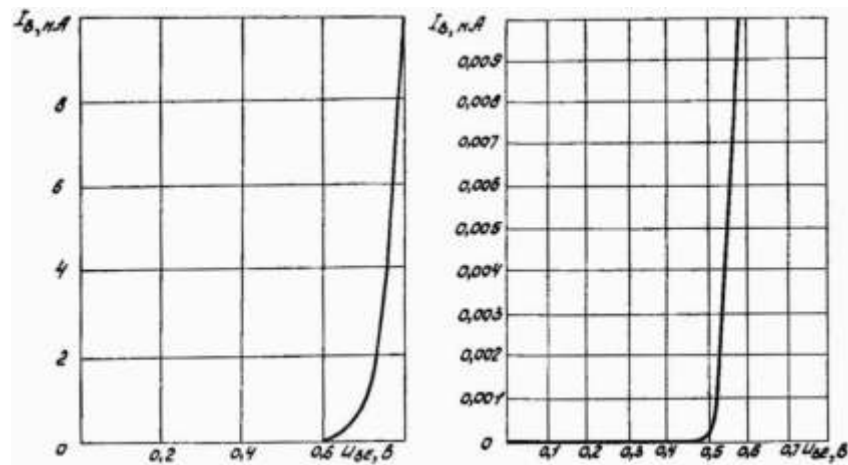


Рис. 13. Типові вхідні характеристики транзисторів КТ312 [8]

На вхідній характеристиці КТ312 знаходимо точку, яка відповідає необхідному рівню зміщення:

$$U_{BE PT} = U_B + |U_{ВХ\ мин}| \approx 0,6 + 0,1 = 0,7 \text{ (В)} \quad (4.3)$$

Цій напрузі відповідає струм бази $\approx 0,3 \text{ мА}$ ($I_{B PT}$).

Взявши до уваги мінімальне значення коефіцієнта передачі струму $h_{21E} = 20$ визначаємо струм колектора $I_{K PT}$:

$$I_{K PT} = h_{21E\ мин} \times I_{B PT} = 20 \times 0,3 \times 10^{-3} = 6 \times 10^{-3} \text{ (А)} = 6 \text{ мА} \quad (4.4)$$

Критерієм правильного вибору робочої точки є напруга U_{KE} транзистора на рівні $0,5 U_{ж}$. Колекторна ланка при заданому режимі зміщення складається з послідовно увімкнених по відношенню до напруги живлення резистора R3, колекторно-емітерного переходу VT і резистора R4.

Опір резистора R4 для малопотужних каскадів вибирають по умові:

$$R4 = \frac{(0,05 \dots 0,15) \times U_{ж}}{I_{K\ мин}} \quad (4.5)$$

Струм $I_{K\ мин}$ (4.6) визначається наступним чином. При мінімальній вхідній напрузі (-0,1 Вольт) робоча точка зміщується вниз, що відповідає зменшенню струму бази до 0,1 мА (див. характеристику). Отже,

$$I_{K\ мин} = h_{21E} \times I_{B\ мин} = 20 \times 0,1 \times 10^{-3} = 2 \times 10^{-3} \text{ (А)} = 2 \text{ мА} \quad (4.6)$$

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

Аналогічно, при максимальній вхідній напрузі (+50 мВ) робоча точка зміщається вверх. Максимальний струм колектора становитиме (при $I_B = 0,4$ мА):

$$I_{K \text{ макс}} = h_{21E} \times I_{B \text{ макс}} = 20 \times 0,4 \times 10^{-3} = 8 \times 10^{-3} (\text{А}) = 8 \text{ мА} \quad (4.7)$$

Визначимо опір резистора R4:

$$R4 = \frac{0,05 \times U_{ж}}{I_{K \text{ мін}}} = \frac{0,05 \times 7,7}{2 \times 10^{-3}} = \frac{0,385}{0,002} = 192,5 (\text{Ом}) \quad (4.8)$$

Найближче стандартне значення опору: 200 Ом

Потужність, яку розсіюватиме цей резистор:

$$P_{R4} = I_{K \text{ мін}}^2 \times R4 = (2 \times 10^{-4})^2 \times 200 = 4 \times 10^{-8} \times 200 = 8 \times 10^{-6} (\text{Вт}) \quad (4.9)$$

Тобто, практично потужність резистора слід вибирати не за реально розсіювальною потужністю, а з технологічних міркувань, тобто, 0,125 Вт.

При проходженні струму через цей резистор на ньому буде спад напруги:

$$U_{R4} = I_{K \text{ мін}} \times R4 = 2 \times 10^{-3} \times 200 = 0,4 (\text{В}) \quad (4.10)$$

Отже, якщо $U_{R4} = 0,4$ вольт; $U_{KEPT} = 0,5 \times U_{ж} = 0,5 \times 7,7 = 3,85 (\text{В})$, то на R3 буде напруга:

$$U_{ж} = U_{R3} + U_{KEPT} + U_{R4}$$

$$U_{R3} = U_{ж} - U_{KEPT} - U_{R4} = 7,7 - 3,85 - 0,4 = 3,45 (\text{В}) \quad (4.11)$$

Звідси опір резистора R3:

$$R3 = \frac{U_{R3}}{I_{KPT}} = \frac{3,45}{6 \times 10^{-3}} = 575 (\text{Ом}) \quad (4.12)$$

Найближче стандартне значення 620 Ом.

Потужність розсіювана цим резистором:

$$P_{R3} = I_{K \text{ мін}}^2 \times R3 = (2 \times 10^{-3})^2 \times 620 = 2,5 \times 10^{-5} (\text{Вт}) \quad (4.13)$$

Тобто, як і у попередньому випадку, вибираємо потужність резистора з чисто технологічних міркувань (0,125 Вт).

Резистори R1 і R2, що задають робочу точку транзистора, повинні вибиратись з умов:

$$R1 = \frac{U_{ж} - U_{BEPT}}{I_{под} + I_{BPT}} \quad (4.14); \quad R2 = \frac{U_{BEPT}}{I_{под}} \quad (4.15),$$

де $I_{\text{под}}$ – струм подільника, який потрібно задати на рівні $I_{\text{под}} = (0,5 \dots 2,0) I_{\text{Б макс}}$, менший струм подільника забезпечує більші значення номінальних опорів резисторів подільника. Особливо це важливо для R_2 – фактично він визначає вхідний опір підсилювача. Тому для розрахунку вибираємо коефіцієнт 0,5.

$$\text{Отже, } I_{\text{под}} = 0,5 \times I_{\text{Б макс}} = 0,5 \times 0,4 \times 10^{-3} = 2 \times 10^{-3} \text{ (А)} \quad (4.16)$$

$$R_1 = \frac{7,7 - 0,7}{2 \times 10^{-3} + 0,3 \times 10^{-3}} = \frac{7}{2,3 \times 10^{-3}} = 3,043 \times 10^3 \text{ (Ом)} \quad (4.17)$$

$$R_2 = \frac{0,7}{2 \times 10^{-3}} = 0,35 \times 10^3 = 350 \text{ (Ом)} \quad (4.18)$$

Вибираємо і в цьому випадку стандартні потужності 0,125 Вт.

Визначимо коефіцієнт підсилення каскаду та рівень вихідної напруги.

Амплітуда вихідного сигналу:

$$U_{\text{вих}} = I_{\text{К мін}} \times R_3 = 8 \times 10^{-3} \times 620 = 4960 \times 10^{-3} = 4,96 \approx 5 \text{ (В)} \quad (4.19)$$

Тобто, вимоги щодо рівня вихідної напруги дотримані.

Коефіцієнт підсилення каскаду складає:

$$K_u = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{БЕ мін}}} = \frac{5}{0,05} = 100 \quad (4.20)$$

В конструкції частотоміра застосовано виключно напівпровідникову елементну базу, включаючи джерело живлення. Такий підхід дозволяє більш точно регулювати режими роботи окремих каскадів і забезпечити необхідні параметри пристрою. Незважаючи на те, що виріб є вимірювальним приладом в ньому відсутні прецизійні елементи. Це полегшить організацію його виробництва і, звичайно, вплине на собівартість.

Розрахунок параметрів елементів тригера Шмітта:

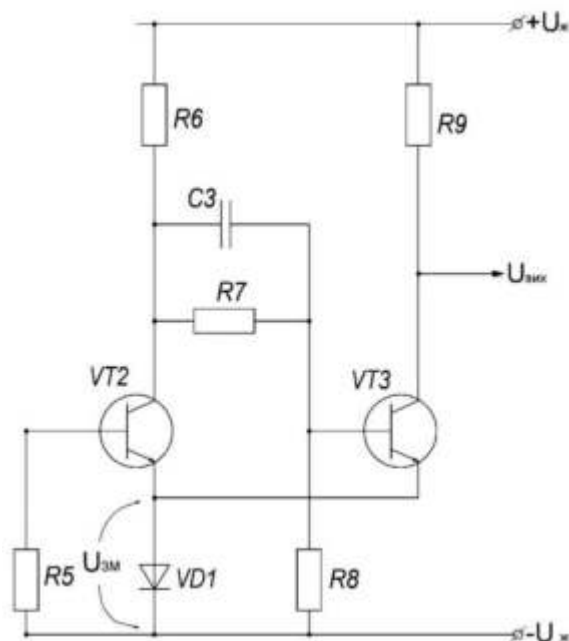


Рис. 14. Ділянка електричної схеми тригера Шмітта

Дана схема тригера Шмітта має наступні особливості. Початковий стан його є таким, що транзистор VT2 закритий, а VT3 – відкритий і насичений. На відміну від класичної схеми, в якій застосовується резистор, спільний для обох емітерів транзисторів, в даній схемі застосований прямо зміщений напівпровідниковий діод. Тому незалежно який із транзисторів буде відкритий і насичений – VT2 чи VT3 – через діод VD1 протікатиме струм і спад напруги на діоді ($\approx 0,7$ вольт) визначатиме потенціал обох емітерів транзисторів. Крім того, діод у емітерному колі виступає як елемент термостабілізації режиму роботи по постійному струму (з підвищенням температури спад напруги на діоді трохи знижується). Струм через діод повинен бути однаковим при будь-якому відкритому транзисторі, а оскільки в цьому випадку струм визнається в основному опором резистора в колі колектора, то в даній схемі опори R6 і R9 мають однакове значення. В типових розрахунках параметрів елементів тригера Шмітта фігурують струм через спільний емітерний резистор і величина його опору. В даному випадку слід брати до уваги діод як джерело постійної напруги (напруги зміщення), яка задає потенціали емітерів. Струм через діод не повинен бути великим, щоб не викликати нагрів кристалу. Як правило, його вибирають на рівні $\approx 0,1 I_{\text{пр макс}}$.

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

За час дії додатної півхвилі вхідного сигналу тригер Шмітта повинен сформувати імпульс прямокутної форми на виході і повернутись в початковий стан.

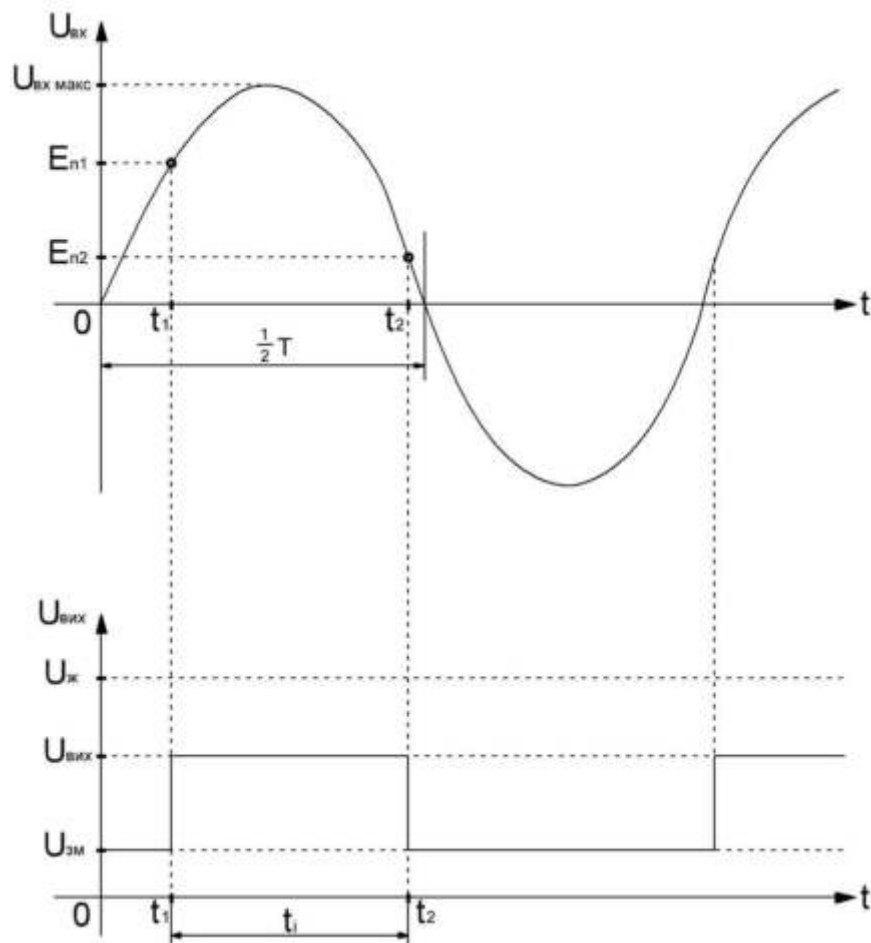


Рис. 15. Графік спрацювання тригера Шмітта

Як видно з графічної побудови, тривалість вихідного імпульсу менша, ніж півперіод вхідного сигналу синусоїдної форми в загальному випадку:

$$\frac{1}{2}T = (1,2 \dots 1,6)t_i; \quad T = \frac{1}{f_{\text{ВХ МАКС}}} \quad (5.1)$$

де менший коефіцієнт вибирають для більш високочастотних сигналів. За умовою завдання максимальна частота вхідних періодичних сигналів 100 кГц. Отже, прийнявши для розрахунку коефіцієнт 1,6 визначимо тривалість вихідного імпульсу:

$$t_i = \frac{0,5 T}{1,2} = \frac{0,5 \times 10^{-5}}{1,6} \approx 0,3 \times 10^{-5}(\text{с}) = 3 \times 10^{-6}(\text{с}) = 3 \text{ мкс} \quad (5.2)$$

Визначимо рівні спрацювання і відпускання тригера, взявши до уваги вхідний сигнал, який формує для тригера попередній підсилювач ($U_{\text{ВХ МАКС}} = 5$ вольт).

Взявши до уваги величину півперіоду вхідного сигналу ($0,5T$) та визначену тривалість вихідного сигналу t_i ($\approx 0,3T$) задамо момент спрацювання t_1 як $0,15 \frac{T}{2}$, а момент t_2 – як $0,05 \frac{T}{2}$ (тобто, співвідношення часових проміжків $[0 \dots t_1]$ і $[t_2 \dots 0,5T]$ як 2:1).

Для синусоїдального вхідного сигналу запишемо:

$$E_{п1} = U_M \times \sin \omega t_1 \approx U_M \times \omega t_1 \quad (5.3),$$

де $E_{п1}$ – перший пороговий рівень.

Для другого порогового рівня:

$$E_{п2} = U_M \times \sin \omega \left[\frac{T}{2} - (t_1 + t_i) \right] \approx U_M \times \omega [0,5T - (t_1 + t_i)] \quad (5.4)$$

$$\begin{aligned} E_{п1} &= U_M \times \omega t_1 = 5 \times 2 \times 3,14 \times \frac{1}{T} \times 0,15 \times 0,5T = 5 \times 2 \times 3,14 \times 0,15 \times 0,5 = \\ &= 2,355 \text{ (В)} \approx 2,4 \text{ вольти} \quad (5.5) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E_{п2} &= U_M \times \omega [0,5T - (t_1 + t_i)] = \\ &= 5 \times 2 \times 3,14 \times \frac{1}{T} \times [0,5T - (0,15 \times 0,5T + 0,3 \times 10^{-5})] = \\ &= 31,4 \times \frac{1}{10^{-5}} \times [0,5 \times 10^{-5} - (0,075 \times 10^{-5} + 0,3 \times 10^{-5})] = \\ &= 31,4 \times \frac{1}{10^{-5}} \times [0,5 \times 10^{-5} - 0,375 \times 10^{-5}] = \\ &= 31,4 \times \frac{1}{10^{-5}} \times 0,125 \times 10^{-5} = 3,9 \text{ (вольт)} \quad (5.6) \end{aligned}$$

Напруга живлення є спільною для всіх вузлів частотоміра і становить 7,7 вольт.

Вихідна напруга (амплітуда вихідного сигналу) залежить від потенціалів колектора VT3 у відкритому і закритому станах. У закритому стані потенціал колектора практично рівний величині напруги живлення (7,7 В). У відкритому стані слід взяти до уваги спад напруги на К-Е переході VT3 і потенціал його емітера, що створює діод VD1. Тому в цьому випадку $U_K = U_{ж} - U_{VD} - U_{KE} = 7,7 - 0,7 - 0,6 = 6,4$ (вольт) (5.7).

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
						42
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Вибір транзисторів для схеми тригера Шмітта взагалі вибирають по умові:

$$U_{КБ} > U_{ж}$$
$$f_{\alpha} > (3 \dots 5) f_{ВХ} \quad (5.8),$$

де $f_{ВХ}$ – максимальне значення частоти вхідного періодичного сигналу;

$f_{ВХ}$ – гранична частота підсилення транзистора;

$U_{КБ}$ – максимально допустима напруга К-Б транзистора.

Параметри транзистора КТ312 забезпечують обидві умови. Для схеми тригера Шмітта можна було б вибрати інший тип транзисторів (більш низькочастотних). Але, як уже наголошувалось, з міркувань технологічності для всіх каскадів частотоміра вибрано транзистори одного типу.

Для правильного вибору колекторного навантаження транзистора VT3 потрібно забезпечити наступні вимоги:

- Колекторний струм насиченого транзистора не повинен перевищувати допустимого струму колектора ($i_{к} < i_{к\text{доп}}$) (5.9);
- Для усунення впливу зворотного струму транзистора при його закриванні необхідно, щоб опір резистора у колі його колектора (R9) мав величину:

$$R9 \geq \frac{U_{ж} - E_{п1}}{I_{к\text{БО}}} \quad (5.10)$$

- Для усунення впливу ємності колекторного переходу при перемиканні транзистора необхідно, щоб опір резистора R9 задовільняв умові:

$$R9 \leq \frac{1,2}{2\pi f C_k} \quad (5.11)$$

Максимально допустимий струм колектора транзистора КТ312 становить 100 мА, ємність колекторного переходу – 7 пФ, зворотний струм колектора – 1 мкА.

Для забезпечення умови по зворотному струму:

$$R9 \geq \frac{U_{ж} - E_{п1}}{I_{к\text{БО}}} = \frac{7,7 - 2,4}{1 \times 10^{-6}} = \frac{5,3}{10^{-6}} = 5,3 \times 10^{-6} \text{ (Ом)} \quad (5.12)$$

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
						43
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Однак відразу зауважимо, що дуже великий опір колекторного навантаження сильно знижує швидкодію каскаду при перехідних процесах.

Для забезпечення умови компенсації впливу ємності колекторного переходу;

$$R_9 \leq \frac{1,2}{2\Pi f C_k} = \frac{1,2}{2 \times 3,14 \times 10^5 \times 7 \times 10^{-12}} = \frac{1,2}{6,28 \times 7 \times 10^{-7}} = 2,7 \times 10^4 \text{ (Ом)} \quad (5.13)$$

Велике значення опору пояснюється застосуванням високочастотного транзистора з малою бар'єрною ємністю, порівняно із низькочастотними.

У відкритому і насиченому стані струм колектора транзистора практично рівний струму емітера, а струм емітера проходить через діод VD1. Максимально допустимий прямий струм діода Д220 становить 50 мА. Взявши до уваги рекомендацію $i_d \approx 0,1 I_{\text{пр макс}}$ (а це приблизно 5 мА) задамо такий же струм колектора VT3. Тоді

$$R_9 \geq \frac{U_{\text{ж}} - E_{\text{п1}}}{I_k} = \frac{7,7 - 2,4}{5 \times 10^{-3}} = \frac{5,3}{5} \times 10^3 = 1,06 \times 10^3 \text{ (Ом)} \quad (5.14)$$

Приймаємо опір резистора R9 1 кОм.

Оскільки і для відкритого транзистора VT2 повинна виконуватись умова допустимого рівня струму через діод, то і опір резистора R6 вибираємо 1 кОм.

Проаналізуємо ділянку схеми, коли VT3 відкритий, а VT2 – закритий. В цьому випадку подільник R6, R7, R8 повинен забезпечити відкритий і насичений стан транзистора VT3. Врахуємо, що потенціал його емітера становитиме 0,7 В, струм колектора – 6 мА. Для підтримання відкритого стану потенціал бази повинен бути вищим потенціалу емітера плюс спад напруги на переході БЕ. Отже,

$$U_{\text{БVT3}} > U_{\text{VD}} + U_{\text{БЕ}} = 0,7 + 0,6 = 1,3 \text{ (вольта)} \quad (5.15)$$

Приймаємо 1,5 вольта – таким повинен бути спад напруги на резисторі R8.

Необхідно задати струм подільника R6, R7, R8. Він не може бути меншим струму бази насиченого VT3:

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		44

$$I_{B\text{мін}} = \frac{I_K}{h_{21E\text{мін}}} = \frac{6 \times 10^{-3}}{20} = 0,3 \times 10^{-3} (\text{A}) = 0,3 \text{ мА.} \quad (5.16)$$

З іншої сторони, струм подільника не може бути більшим за визначений струм колектора (6 мА). Приймаємо струм подільника на рівні 2 мА. Тоді,

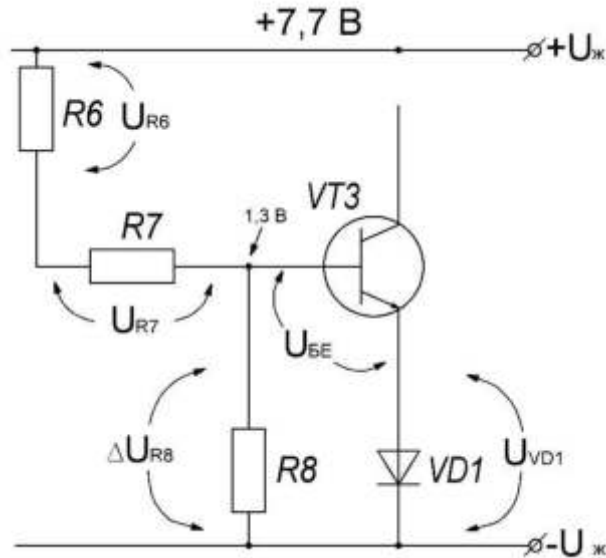


Рис. 16. Еквівалентна схема із зображенням напруг

враховуючи, що $U_{BVT3} = 1,5 \text{ В}$ і знаючи струм подільника, визначаємо опір резистора R8:

$$R8 = \frac{U_{BVT3}}{I_{\text{под}}} = \frac{1,5}{0,002} = 750 (\text{Ом}) \quad (5.17)$$

Опір резистора R6 – 1 кОм. Спад напруги на ньому становитиме:

$$\Delta U_{R6} = I_{\text{под}} \times R6 = 2 \times 10^{-3} \times 1000 = 2 (\text{В}) \quad (5.18)$$

Таким чином, на резисторі R7 встановиться спад напруги:

$$\Delta U_{R6} = U_{\text{жс}} - \Delta U_{R6} - \Delta U_{R8} = 7,7 - 2 - 1,5 = 4,2 (\text{В}) \quad (5.19)$$

Визначимо опір резистора R7:

$$R7 = \frac{\Delta U_{R7}}{I_{\text{под}}} = \frac{4,2}{2 \times 10^{-3}} = 2,1 \times 10^3 = 2,1 (\text{Ом}) \quad (5.20)$$

Приймаємо стандартне значення опору 2,2 кОм.

Коли спрацьовує тригер, транзистор VT2 відкривається, а VT3 повинен надійно закритися (перейти у стан відсічки). Перевіримо правильність розрахунків параметрів подільника. Для цього випадку еквівалентна схема має вид:

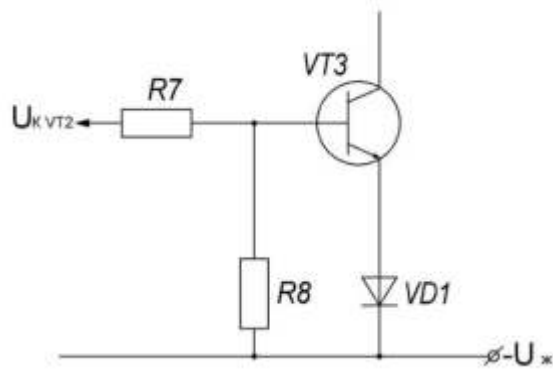


Рис. 16.1. Еквівалентна схема

Потенціал колектора VT2 знизиться до рівня:

$$U_{кVT2} = U_{VD} + U_{KE} = 0,7 + 0,6 = 1,3 \text{ (вольта)} \quad (5.21)$$

Ця напруга буде прикладена до послідовно увімкнених R7 і R8. Струм через такий подільник має величину:

$$I'_{\text{под}} = \frac{U_{кVT2}}{R7 + R8} = \frac{1,3}{2200 + 750} = \frac{1,3}{2950} = 0,00044 \text{ (А)} = 0,44 \text{ мА} \quad (5.22)$$

Спад напруги на резисторі R8 становитиме:

$$\Delta U'_{R8} = I'_{\text{под}} \times R8 = 0,44 \times 10^{-3} \times 750 = 0,33 \text{ (В)} \quad (5.23)$$

Як бачимо, потенціал бази VT3 стає набагато нижчим за потенціал емітера, тому VT3 надійно закривається.

Ємність прискорюючого конденсатора визнається із умови:

$$t_i \geq 5\tau, \quad (5.24)$$

Де $\tau = R^*C$ - постійна часу RC – ланки;

R^* - еквівалентний опір паралельно увімкнених R7 і R8 (при відкритому VT2):

$$R^* = \frac{R7 \times R8}{R7 + R8} = \frac{2200 \times 750}{2200 + 750} = \frac{1650000}{2950} = 559,322 \text{ (Ом)} \quad (5.25)$$

Отже, $t_i \geq 5\tau$; $t_i \geq 5R^*C$; $C \leq \frac{t_i}{5R^*}$ (5.26)

$$C \leq \frac{3 \times 10^{-6}}{5 \times 559,322} = \frac{3 \times 10^{-6}}{2796,61} = 1,07 \times 10^{-9} \text{ (Ф)} \approx 1 \text{ нФ} = 1000 \text{ пФ} \quad (5.27)$$

У класичних схем тригерів Шмітта є недолік – малий вхідний опір, тому для нормальної їх роботи вхідний сигнал повинен мати відносно велику напругу - в кілька вольт. В залежності від вихідного опорів попереднього каскаду вибирають опір резистора R5 – для узгодження вхідних/вихідних опорів. Для схем із спільним емітером вихідний опір становить одиниці

кілоом. В більшості схем опір R5 підбирають або задають на рівні 3...10 кОм. В схемі тригера його номінальне значення вибрано 4,7 кОм.

Розрахунок параметрів формувача імпульсів:

Схема на транзисторах VT4 і VT5 представляє собою очікувальний мультивібратор, який формує імпульси заданої амплітуди і тривалості, що не залежать від параметрів вхідних сигналів. За час дії таких сформованих імпульсів через вимірювальний прилад протікає струм, середнє значення якого залежить від частоти вхідного сигналу.

В стані очікування транзистор VT4 закритий, а VT5 – відкритий і насичений. Під дією вхідного сигналу VT4 примусово відкривається, VT5 – закривається. Після закінчення дії вхідного сигналу схема повертається у початковий стан. Цей цикл визначає амплітуду і тривалість сформованого імпульсу.

Розглянемо спрощену схему, у якій вкажемо лише одну частотозалежну RC – ланку (її елементи позначимо як R* і C*).

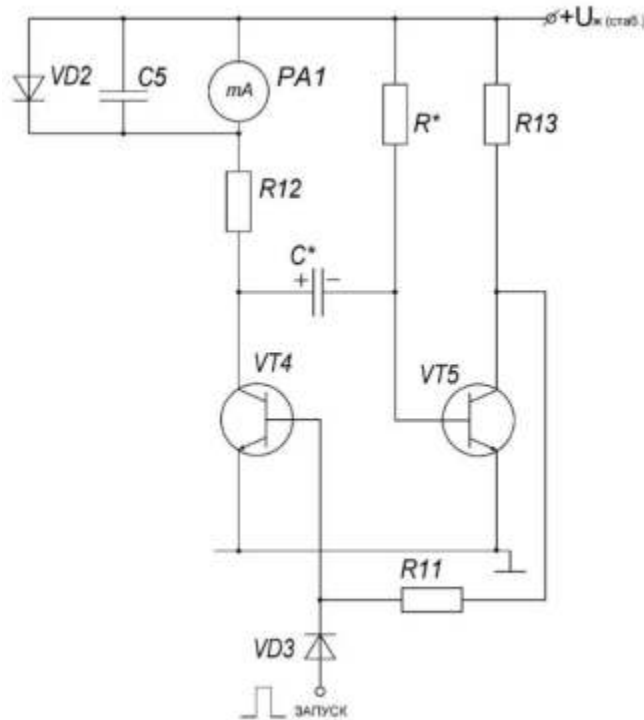


Рис. 17. Спрощена схема формувача імпульсів

В стані очікування струм через PA1 не протікає (VT4 - закритий). Транзистор VT5 відкритий за рахунок додатного потенціалу, що поступає на його базу через R*. Оскільки опір К-Е переходу насиченого транзистора ≈ 0 , конденсатор має праву обкладку фактично сполученою із загальним

провідником схеми, а ліва фактично сполучена з потенціалом напруги живлення ($U_{KVT4} \approx U_{ж}$).

Струм бази транзистора VT5 визначається виразом:

$$i_{BVT5} = \frac{U_{ж} - U_{БН}}{R^*} \approx \frac{U_{ж}}{R^*} \quad (6.1),$$

де $U_{БН}$ – напруга Б-Е насиченого транзистора.

Струм колектора VT5:

$$I_{KVT5} = \frac{U_{ж} - U_{КЕН}}{R13} \quad (6.2),$$

де $U_{КЕН}$ – напруга на К-Е переході в стані насичення.

На вибір величини опору резистора R13 крім суто схемотехнічних впливає ще і той фактор, що колекторні опори в схемі мультівібратора повинні бути однакові. У транзистора VT4 колекторним навантаженням в основному є вимірювальний механізм магнітоелектричної системи, струм через який не можна перевищувати. З іншого боку, у даному частотомірі струм через RA1 формують імпульси із змінною скважністю, яка в межах піддіапазону змінюється в 10 разів (від $q = 1$ до $q = 10$). Приймавши до уваги усереднене значення $q = 5$ можна в стільки ж разів збільшити значення колекторного струму (для попереднього розрахунку). Отже, застосувавши вимірювальний механізм на струм повного відхилення стрілки 1mA і типовим значенням внутрішнього опору 650 Ом опір ділянки колектора повинен становити:

$$R_K = \frac{U_{ж} - U_{КЕН}}{I_{ВМ}} = \frac{7,7 - 0,7}{0,001} = 7000 \text{ (Ом)} - \text{для постійного струму (6.3);}$$

$$R13 = \frac{R_K}{q} = \frac{7000}{5} = 1400 \text{ (Ом)} - \text{для імпульсного струму (6.4).}$$

Для попереднього розрахунку вибираємо стандартне значення опору резистора 1300 Ом (1,3 кОм), яке в процесі регулювання виробу слід підібрати точніше. Оскільки внутрішній опір вимірювального механізму менший, необхідно послідовно з ним увімкнути резистор R12:

$$R12 = R13 - R_{ВМ} = 1300 - 650 = 650 \text{ (Ом)} \quad (6.5)$$

Вибираємо стандартне значення опору в сторону його збільшення – 680 Ом.

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		48

Орієнтовну величину опору резистора R^* , що підтримує транзистор у відкритому і насиченому стані можна визначити, орієнтуючись на величину прийнятного опору резистора R_{13} , встановленого струму колектора VT_4 і параметр $h_{21\text{ мін}} VT_5$.

$$I_{KVT_5} = \frac{U_{\text{ж}} - U_{\text{КЕН}}}{R_{13}} = \frac{7,7 - 0,7}{1300} = 0,0054 \text{ (A)} \quad (6.6)$$

Струм бази, що відповідає встановленому струму колектора:

$$I_{\text{Б}} = \frac{I_{KVT_5}}{h_{21\text{Е мін}}} = \frac{0,0054}{20} = 0,00027 = 2,7 \times 10^{-4} \text{ (A)} \quad (6.7)$$

Орієнтовне значення опору резистора R^* :

$$R^* = \frac{U_{\text{ж}} - U_{\text{БЕН}}}{I_{\text{Б}}} \approx \frac{U_{\text{ж}}}{I_{\text{Б}}} = \frac{7}{2,7 \times 10^{-4}} = 2,59 \times 10^4 \text{ (Ом)} \quad (6.8)$$

Вибираємо стандартне значення 30 кОм. Але оскільки в процесі регулювання цей параметр потрібно буде при калібруванні приладу підібрати, доцільно застосувати резистор постійного меншого опору (наприклад, 24 кОм) і послідовно з ним увімкнути резистор змінного опору величиною 4,7...10 кОм.

Під впливом керуючого сигналу додатної полярності, який поступає на базу VT_4 , в схемі очікувального мультівібратора настає так званий квазістаціонарний стан, пов'язаний із зміною станів транзисторів VT_4 і VT_5 .

Конденсатор C^* частотозалежної ланки лівою обкладкою через відкритий транзистор VT_4 виявляється підключеним до загального провідника, а правою (оскільки VT_5 – закритий) – через резистор R^* - до шини джерела живлення. З цього моменту починається перезаряд цього конденсатора – напруга на його обкладках спочатку зменшується до нуля, а потім починає зростати у протилежній полярності («плюс на правій обкладці»). Поки напруга на базі VT_5 підтримує його в закритому стані, проходить формування нормованого по амплітуді і тривалості імпульсу, що потім подається на вимірювальний механізм РА1.

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		49

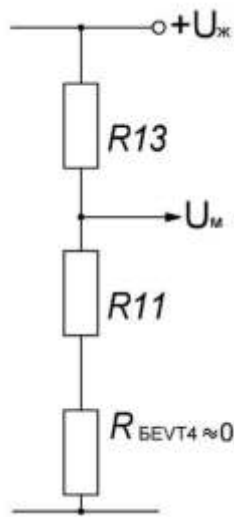


Рис. 18. Схема дільника напруги

Амплітуда вихідного сформованого імпульсу визначається параметрами дільника $R_{13}R_{11}$. Величина опору R_{13} розрахована (6.4). Задавши нормовану амплітуду вихідного імпульсу $U_m = 7$ вольт. Визначимо величину опору резистора R_{11} . Із схеми дільника видно:

$$U_m = U_{ж} \times \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{13}} \text{ звідки } R_{11} = \frac{U_m \times R_{13}}{U_{ж} - U_m} \quad (6.9)$$

$$\text{Тоді } R_{11} = \frac{7 \times 1300}{7,7 - 7} = \frac{9100}{0,7} = 13000 = 13 \text{ кОм} \quad (6.10)$$

Напруга на конденсаторі C^* змінюється по експоненціальному закону. Слід пам'ятати що конденсатор C^* перезаряджається від $+U_{ж}$ до $-U_{ж}$ – тобто, на ньому подвоєна напруга живлення. В зв'язку з цим тривалість вихідного сформованого імпульсу становитиме:

$$t_{i \text{ вих}} = R^* \times C^* \times \ln \frac{2U_{ж} + i_{\text{КОВT5}} \times R^*}{U_{ж} + i_{\text{КОВT5}} \times R^*} \quad (6.11)$$

Для того, щоб тривалість вихідного імпульсу була стабільною, необхідно, щоб зворотній струм транзистора $VT5$ $i_{\text{КОВT5}}$ був незначним, тоді цією складовою можна нехтувати, тобто:

$$t_{i \text{ вих}} = R^* \times C^* \times \ln \frac{2U_{ж}}{U_{ж}} = \tau \times \ln 2 \approx 0,7\tau \quad (6.12),$$

$$\text{де } \tau = R^* \times C^*$$

Елементи C^* і R^* є хронуючими (часозадаючими).

Як задати величину ємності C^* для хронуючої ланки?

На високочастотному піддіапазоні вимірювань (100 кГц) слід враховувати ще паразитну ємність монтажу, а це – десятки пікофарад, тому мінімальна ємність повинна значно перевищувати паразитну.

З іншого боку, хронуючий конденсатор C^* повинен за час дії вхідного сигналу встигати заряджатись і розряджатись. Якщо врахувати, що керуючий сигнал формується на протязі півперіоду сигналу вхідної частоти, то визначимо ці проміжки часу:

- для піддіапазону до 100 Гц: $T = 0,01$ с; $\frac{1}{2}T = 0,005$ с (6.13)

- для піддіапазону до 1000 Гц: $T = 0,001$ с; $\frac{1}{2}T = 0,0005$ с [0,5 мс] (6.14)

- для піддіапазону до 10 кГц: $T = 10^{-4}$ с; $\frac{1}{2}T = 0,5 \times 10^{-4}$ с (6.15)

- для піддіапазону до 100 кГц: $T = 10^{-5}$ с; $\frac{1}{2}T = 0,5 \times 10^{-5}$ с (6.16)

Отже, для кожного піддіапазону конденсатор C^* повинен заряджатись/розряджатись за час, набагато менший за визначений відповідний проміжок.

Візьмемо до уваги найбільш високочастотний піддіапазон і задамо ємність конденсатора 100 пФ. Встановлене значення резистора R^* визначене: 24 кОм. Конденсатор вважається зарядженим за час $t = 3\tau$.

Отже, для $C^* = 100$ пФ:

$$t = 3 \times R^* \times C^* = 3 \times 24 \times 10^3 \times 100 \times 10^{-12} = 3 \times 2,4 \times 10^{-7} = 7,2 \times 10^{-7} \text{ (с)} \quad (6.17)$$

$$7,2 \times 10^{-7} \text{ с} \ll 0,5 \times 10^{-5} \text{ с} \quad (6.18)$$

Зменшення меж частотного піддіапазону веде до збільшення ємності у лінійній зворотній пропорції (при незмінному значенні R^*). Тому ємності хронуючих конденсаторів задаємо наступним чином:

$$C7 - 100 \text{ пФ}; C8 - 1000 \text{ пФ}; C9 - 0,01 \text{ мкФ}; C10 - 0,1 \text{ мкФ}.$$

Масштаб зручний, бо встановлені значення ємності відповідають стандартним, що підвищує технологічність виготовлення виробу.

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		51

Визначимо тривалість вихідного сформованого імпульсу з врахуванням усіх попередніх розрахунків і формулювань. Врахуємо, що при температурі 25° С у транзисторах КТ 312 нормований зворотний струм становить 1 мкА (при зворотній напрузі 10 вольт, що дуже близько до напруги живлення частотоміра). Позначимо тривалість сформованого імпульсу $t_{\text{вих}}$:

$$t_{\text{вих}} = \tau \times \ln \frac{2U_{\text{ж}} + i_{\text{КО}} \times R^*}{U_{\text{ж}} + i_{\text{КО}} \times R^*} \quad (6.19)$$

І проведемо розрахунок для одного із піддіапазонів, наприклад, 10 Гц – 100 Гц (ємність $C^* = 0,1$ мкФ; $R^* = 24$ кОм).

$$\begin{aligned} t_{\text{вих}} &= R15 \times C10 \times \ln \frac{2U_{\text{ж}} + i_{\text{КО}} \times R15}{U_{\text{ж}} + i_{\text{КО}} \times R15} = 24 \times 10^3 \times 0,1 \times 10^{-6} \times \\ &\times \ln \frac{15,4 + 1 \times 10^{-6} \times 24 \times 10^3}{7,7 + 1 \times 10^{-6} \times 24 \times 10^3} = 2,4 \times 10^{-3} \times \ln \frac{15,424}{7,724} = 2,4 \times 10^{-3} \times \\ &\times 0,692 = 1,6608 \times 10^{-3} \text{ (с)} \quad (6.20) \end{aligned}$$

Визначимо, наскільки зросте зворотний струм транзистора при підвищенні температури оточуючого середовища до 50° С:

$$I_{\text{КО}}^* = I_{\text{КО}} \times e^{k(T^\circ - 25^\circ)} \quad (6.21),$$

де $I_{\text{КО}}$ – зворотній струм при $T^\circ = 25^\circ$

T° - температура середовища

$k = 0,08 \dots 0,1$ для Si транзисторів. Задаємо $0,08 = k$

$$I_{\text{КО}}^* = 1 \times 10^{-6} \times e^{0,08(50^\circ - 25^\circ)} = 10^{-6} \times e^2 \approx 7,4 \times 10^{-6} \text{ (А)} \quad (6.22)$$

При збільшенні зворотного струму тривалість сформованого імпульсу зменшується і становитиме:

$$\begin{aligned} t_{\text{вих}}^* &= \tau \times \ln \frac{2U_{\text{ж}} + i_{\text{КОmax}} \times R15}{U_{\text{ж}} + i_{\text{КОmax}} \times R15} = 24 \times 10^3 \times 0,1 \times 10^{-6} \times \\ &\times \ln \frac{15,4 + 7,4 \times 10^{-6} \times 24 \times 10^3}{7,7 + 7,4 \times 10^{-6} \times 24 \times 10^3} = 2,4 \times 10^{-3} \times \ln \frac{15,5776}{7,8776} = \\ &= 2,4 \times 10^{-3} \times \ln 1,977455 = 2,4 \times 10^{-3} \times 0,6818 = \\ &= 1,63632 \times 10^{-3} \text{ (с)}. \quad (6.23) \end{aligned}$$

Визначимо абсолютну похибку зміни тривалості вихідного імпульсу (візьмемо до уваги 4 знаки після коми):

$$\Delta t_{\text{вих}} = |t_{\text{вих}}^* - t_{\text{вих}}| = |1,6363 - 1,6608| = 0,0245 \times 10^{-3} \quad (6.24)$$

Визначимо відносну похибку зміни тривалості сформованого імпульсу від впливу температури:

$$\delta = \frac{\Delta t_{\text{вих}}}{t_{\text{вих}}} \times 100\% = \frac{0,0245 \times 10^{-3}}{1,6608 \times 10^{-3}} \times 100\% = 0,01475 \times 100\% \approx \approx 1,5\% \quad (6.25)$$

Таким чином, вплив температури внесе похибку у вимірювання частоти вхідного сигналу на рівні 1,5%. Додамо сюди клас точності вимірювального механізму (1 або 1,5) і встановимо, що сумарна похибка не перевищить 3%.

Таким чином, проведений метрологічний розрахунок підтверджує, що похибка вимірювання вхідних сигналів не перевищує 5%.

Електролітичні алюмінієві конденсатори постійної ємності типу К50-12. В якості діелектрика використовується оксидний шар на металі, який являється однією з обкладок конденсатора (анодом). Інша обкладка (катод) – це є електроліт. Аноди виготовляються з алюмінієвої танталової або ніобієвої фольги. Електролітичні конденсатори характеризуються малими розмірами, великими струмами утечки і великими втратами. Провідність широко розповсюджених електролітичних конденсаторів сильно залежить від полярності прикладеної напруги, тому вони використовуються лише в колах постійного і пульсуючого струмів.

Основні параметри конденсаторів К50-12:

- номінальна напруга: 6,3... 160 В;
- діапазон номінальних ємностей: 1... 5000 мкФ;
- допуски відхилення ємності: - 80... +20 %;
- інтервал робочих температур: - 25...+70 °С.

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		53

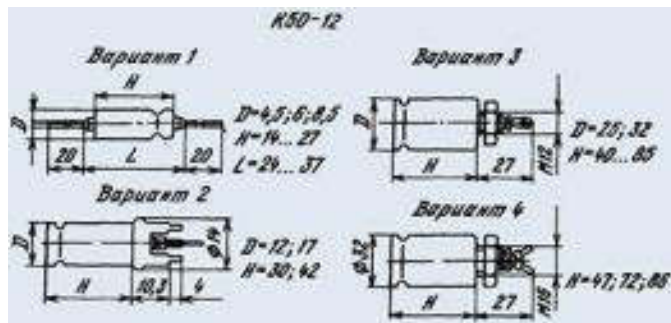


Рис. 19. Конденсатор типу К50-12 [9]

Біполярні транзистори 2Т312А, 2Т312Б, 2Т312В кремнієві епітаксійно-планарні, n-p-n структури, універсальні, високочастотні, малопотужні.

Призначені для застосування в переключаючих, підсилюючих і генераторних схемах радіоелектронної апаратури. Випускаються в металлостіклянному корпусі з гнучкими выводами. В даній конструкції використовується транзистор 2Т312В. Маса транзисторів не більше 1 гр.

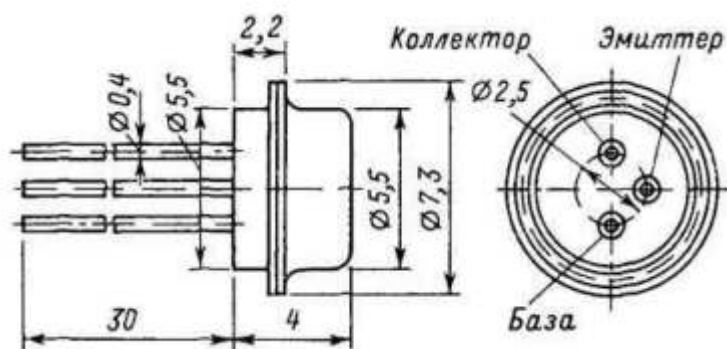


Рис. 20. Біполярний транзистор типу 2Т312В [10].

Примітка. Вигин выводів дозволяється на відстані не менше 3 мм від корпусу транзистора з радіусом заокруглення 1,5-2 мм. Дозволяється проводити пайку выводів на відстані не менше 5 мм від корпусу шляхом занурення не більше ніж на 5 с в розплавленій припой з температурою не більше 249,85 °С.

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

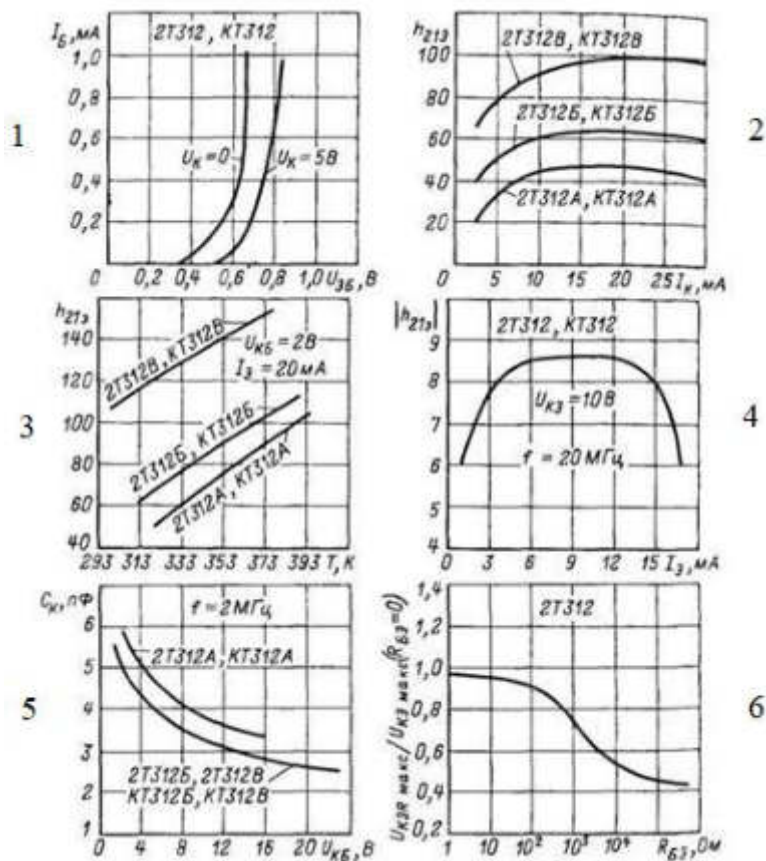


Рис. 20.1. Діаграми транзистора типу 2Т312В: 1. Вхідні характеристики, 2. Залежність статичного коефіцієнта передачі струму від струму колектора, 3. Залежність статичного коефіцієнта передачі струму від температури, 4. Залежність модуля коефіцієнта передачі струму від струму емітера, 5. Залежність ємності колекторного переходу від напруги колектор-база, 6. Залежність відносної максимально допустимої напруги колектор-емітер від опору база-емітер [10].

Діоди кремнієві Д106, мікросплавні, універсальні. Призначені для застосування в системах АРП (Автоматичного регулювання підсилення), дискримінаторах, відеопідсилювачах. Тип діода і схема з'єднання електродів з виводами наводяться на корпусі. Маса діода не більше 0,53 г. Технічні умови: СМЗ.362.007 ТУ.

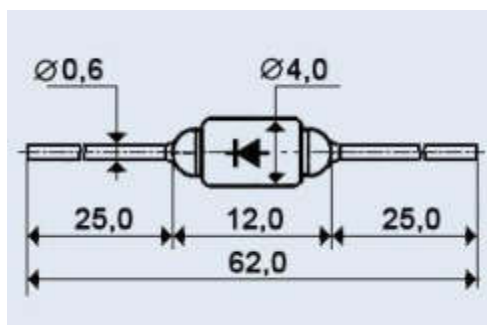


Рис. 21. Діод типу Д106 [11]

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

Основні технічні характеристики діода Д106:

- $U_{звор. \max}$ - максимальна постійна зворотна напруга: 100 В;
- $I_{пр \max}$ - максимальний прямий струм: 30 мА;
- f_d - робоча частота діода: 150 кГц;
- $U_{пр}$ - постійна пряма напруга: не більше 2 В при $I_{пр}$ 2 мА;
- $I_{звор.}$ - постійний зворотний струм: не більше 5 мкА при $U_{звор.}$ 30 В;
- $t_{звор. \text{ відн.}}$ - час зворотного відновлення: 0,5 мкс;
- C_d - загальна ємність: 0,7 пФ при $U_{звор.}$ 1 В

Постійні резистори типу МЛТ – це металоплівкові лаковані теплостійкі резистори. Проводячим елементом резисторів цього типу є плівка сплаву, або окису металу. Вони мають малий рівень шумів (не більше 5 мкВ/В), добру частотну характеристику, стійку до температурних змін. Температурний коефіцієнт опору цих резисторів може бути, як додатній так і від’ємний. Резистори типу МЛТ бувають потужністю 0,125 Вт; 0,25 Вт; 0,5 Вт; 1 Вт; 2 Вт. Робоча напруга резисторів МЛТ до 500 В. Номінальний опір резисторів МЛТ від 1 Ом до 10 МОм з допустимим відхиленням від номінального 10%.

Резистори типів МЛТ складаються з фарфорової циліндричної основи 5 (Рис. 20) зі струмопровідним шаром 2 із спеціального сплаву. Кожний з торців армовано спеціальним наконечником 3 з дротяним виводом 4. Зовнішня частина резисторів покривається шаром емалі 1, який надійно захищає струмопровідний шар від механічних впливів і вологи.

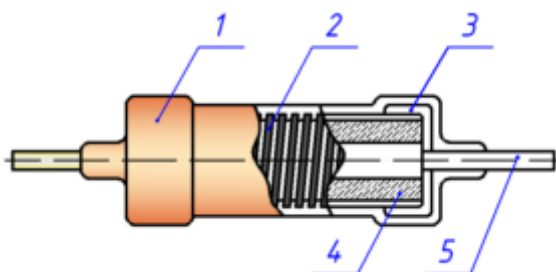


Рис. 22. Будова резистора типу МЛТ [12]

Розміри корпусів резисторів напряму залежать від номінальної потужності.

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

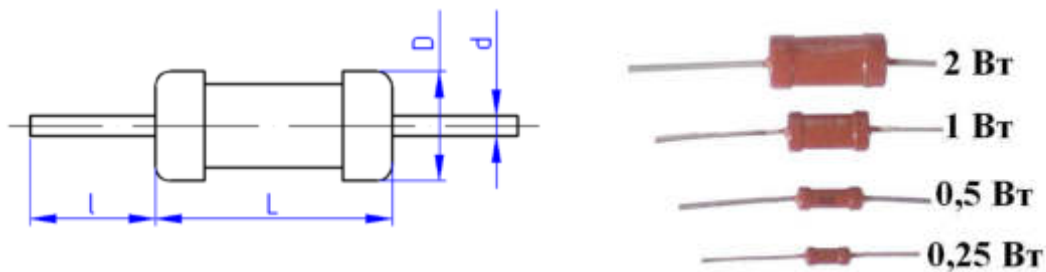


Рис. 22.1. Габаритні розміри та зовнішній вигляд резисторів типу МЛТ [12].

У таблиці нижче при водяться габарити резисторів МЛТ [12].

Таблиця 2.

Номінальна потужність, Вт	Діапазон номінальних опорів, Ом	Розміри, мм				Маса, г
		D	L	l	d	
0,125	$8,2...3 \times 10^6$	2,2	6,0	20	0,6	0,15
0,25	$8,2...5,1 \times 10^6$	3,0	7,0	20	0,6	0,25
0,5	$1,0...5,1 \times 10^6$	4,2	10,8	25	0,8	1,0
1	$1,0...10 \times 10^6$	6,6	13,0	25	0,8	2,0
2	$1,0...10 \times 10^6$	8,6	18,5	25	1,0	3,5

Основні технічні характеристики резисторів МЛТ:

- Діапазон номінальних опорів 1 Ом ...10 МОм;
- Номінальна потужність 0,25; 0,25; 0,5; 1;2 Вт;
- Гранична напруга 250 В;
- Допустимі відхилення опорів $\pm 1; \pm 2; \pm 5; \pm 10 \%$;
- Діапазон температур $-60 \dots +70 \text{ }^\circ\text{C}$;
- Мінімальне напруцювання 30000 год.

Для даного виробу використовується **міліамперметр М24**. Амперметр М24, вольтметр М24, міліамперметр М24, мікроамперметр М24, мілівольтметр М24, мікроампервольтметр М24 (М 24, М24, m24, m 24, m24) призначені для вимірювання постійного струму на різних піддіапазонах в радіотехнічних та радіоелектронних схемах, вони є пилозахищеними і бризказахищеними. Його типові габаритні розміри 120x105x54 при товщині 94мм. В схемі застосовано вимірювальний механізм класу точності 1,0.

Технічні характеристики приладів вимірювального механізму М24:

- на замовлення можуть виготовлятися із спеціальними шкалами;
- робоче положення - вертикальне або горизонтальне;
- для класу точності 1,0:
- інтервал робочих температур від -30°C до $+40^{\circ}\text{C}$, при відносній вологості 20%;
- для класу точності 1,5 і 2,5:
- інтервал робочих температур від -50°C до $+60^{\circ}\text{C}$, при відносній вологості 80%;
- маса вимірювального механізму - 0,45кг.

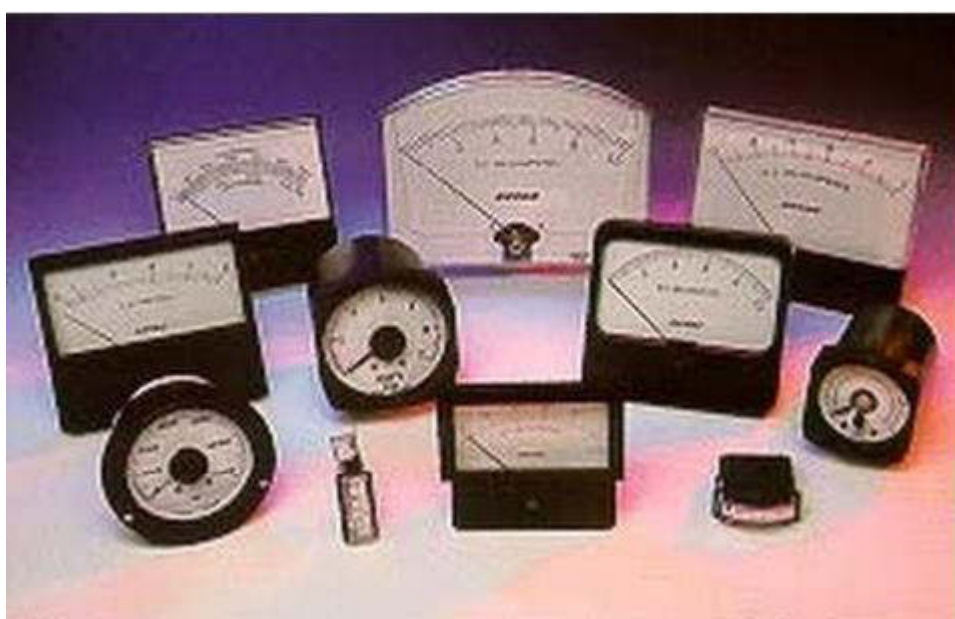


Рис. 23. Міліамперметр М24 [13].

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ

Арк.

58

4. Висновки

Представлена схема згідно проведених розрахунків в повній мірі відповідає заданому технічному завданню з відповідними параметрами. Перевагами розробленої схеми є: єдність схемотехнічного рішення стосовно елементної бази, її доступності; підвищена точність вимірювань (5%) порівняно з аналогічними зразками ($\approx 10\%$) за рахунок застосування вимірювання на окремих піддіапазонах, точності підбору частото задаючих елементів та стабілізації напруги джерела живлення; можливість спостереження динаміки процесу плавного налаштування частоти, що є однією з найбільших переваг аналогового частотоміра над цифровим; простота виготовлення та можливість вбудови частотоміра, як модуля у більш складний радіотехнічний пристрій; низьке енергоспоживання на рівні 10 - 15 мА (в той час як цифрові схеми споживають 0,3 – 0,6 ампер при напрузі живлення 5 вольт). У випадку промислового освоєння собівартість такого частотоміра надзвичайно низька. До того ж, практично жодна схема-аналог не має такої чутливості, як пропонується варіант роботи.

В рамках кваліфікаційної бакалаврської роботи було оформлено, та розроблено пакет конструкторської документації, стосовно виготовлення зпроектованого виробу.

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		59

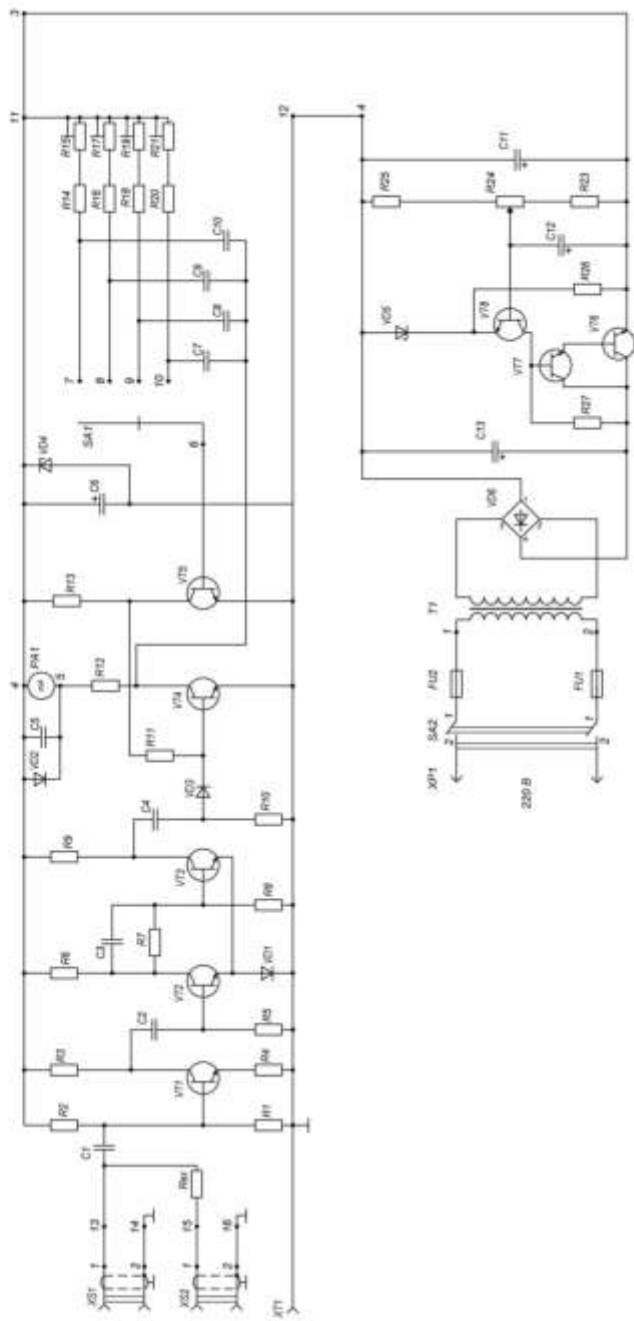
5. Перелік посилань

1. Збірки журналів „Радио” 1994 – 2019 роки.
- 2 Збірки журналів „Радиоаматор” 1991 – 2019 роки.
3. Періодичні видання „В помощь радиолюбителю”
4. Д.А. Демиденко, Д.А. Кругликов. Радиолобительские измерительные приборы на транзисторах. Москва, 1977 р.
5. Р.М. Терещук, К.М. Терещук, Седов С.А. , Справочник радиолюбителя, „Наукова думка”, Київ, 1981.
6. Годик Є.І. та ін. Технічне креслення. – К.: Вища школа, 1971. – 248 с.
7. ДСТУ 3321:2003. Система конструкторської документації. – К.: Держспоживстандарт України, 2005.
8. Куликов В.П. «Стандарты инженерной графики: Учебное пособие.» – М.: «ФОРУМ: ИНФРА-М», 2007. – 240 с.
9. Я.С. Цухоки, Н.И. Овгинников. Импульсные и цифровые устройства. М. «Советское радио» 1973 р.
10. З мережі Інтернет:
 - <http://ua.nauchebe.net>.
 - журнал «Радио», 1981р. № 10, с. 44-47 [1];
 - «В помощь радиолюбителю» выпуск № 108 [2];
 - Ю. Грієв <http://ua.nauchebe.net/2010/06/analogovix-chastotomir-z-avtomatichnim-viborom-granici-vimiryuvannya-html/> [3];
 - Радио, 1979, №8, http://zpostbox.ru/analogical_fm.htm [4];
 - джерело - «Массовая радиобиблиотека». Выпуск 1172. (Москва: Издательство «Радио и связь», 1992. — Серия «Массовая радиобиблиотека», <https://rcl-radio.ru/?p=57227> [5];
 - В.Г. Бастанов. 300 практических советов 1986, http://radiobooka.ru/radionach/1032-prostoj_analogovyj_chastotomer.html [6]
 - «Радиоаматор» № 11, 12, 2012р. с. 28, Розрахунки лінійних компенсаційних джерел живлення для вимірювальних систем, Владислав Єфіменко [7];

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		60

- <http://esociety.ru/poznavatelnoe/tranzistor-kt315-harakteristiki-markirovka-tsokolevka-i-analogi/> [8];
- <https://eandc.ru/catalog/detail.php?ID=7185> [9];
- <http://elektrouzel.ru/reference/transistors/288-tranzistory-tipa-2t312a-2t312b-2t312v.html> [10];
- <https://eandc.ru/catalog/detail.php?ID=5366> [11];
- МЛТ, ОМЛТ РЕЗИСТОРЫ ПОСТОЯННЫЕ МЕТАЛЛОПЛЕНОЧНЫЕ, ТЕПЛОСТОЙКИЕ, <https://eandc.ru/pdf/rezistor/mlt.pdf> [12];
- <https://elektroprom.com.ua/p219985010-ampermetr-m24-voltmetr.html> [13].

					КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		61



КЭР. ЕС. 19051002.001.000.Е3		Итого	Итого	Итого
№ п/п	Материал	Склад	Вид	Материал
1	Аналоговый частотозадающий элемент	Склад	1	1
2	Схема электровакуумной лампы	Склад	1	1
3	Умкн. ГИ. 2-сетевое устройство	Склад	1	1
4	Итого	Склад	3	3

Поз. позн.	Найменування	Кільк.	Примітка
	<u>Конденсатори</u>		
C1; C2	K73 – 17 В – 250 В – 1,0 мкФ ±20% АДПК.673633.020 ТУ	2	
C3; C4	KCO – 1 – 500 В – 100 пФ ± 20 % ОЖ0.461.123 ТУ	2	
C5	МБМ – 160 В – 0,1 мкФ ± 20 % ОЖ0.462.147 ТУ	1	
C6	K50 – 12 – 12 В – 50 мкФ ± 20 % ОЖ0.464.079 ТУ	1	
C7	KCO – 1 – 500 В – 100 пФ ± 20 % ОЖ0.461.123 ТУ	1	
C8	KCO – 2 – 500 В – 1000 пФ ± 20 % ОЖ0.461.123 ТУ	1	
C9	БМ – 2 – 200 В – 0,01 мкФ ± 20 % ГОСТ 9687-81	1	
C10	МБМ – 160 В – 0,1 мкФ ± 20 % ОЖ0.462.147 ТУ	1	
C11	K50 – 35 – 25 В – 1000 мкФ ± 20 %	1	
C12	K50 – 35 – 25 В – 33 мкФ ± 20 %	1	
C13	K50 – 35 – 25 В – 2200 мкФ ± 20 %	1	
FU1; FU2	Запобіжник ВП – 1 – 1 – 0,25 А – 250 В	2	
РА1	Міліамперметр М24 – 0...100 мА	1	
	<u>Резистори</u>		
Rвх	МЛТ – 0,25 – 100 кОм ± 10 % ОЖ0.467.180 ТУ	1	
R1	МЛТ – 0,25 – 51 кОм ± 10 % ОЖ0.467.180 ТУ	1	
R2	МЛТ – 0,25 – 220 кОм ± 10 % ОЖ0.467.180 ТУ	1	
R3	МЛТ – 0,25 – 2,7 кОм ± 10 % ОЖ0.467.180 ТУ	1	

КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЕЗ

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	Літера	Аркуш	Аркушів
Розроб.	Паук В.В.		<i>[Підпис]</i>	10.06.21			
Перев.	Юркін І.М.		<i>[Підпис]</i>	10.06.21	УжНУ, ІТФ, 2-ст курс група ЕС		
Н.контр.	Спесивих О.О.		<i>[Підпис]</i>	10.06.21			
Затв.	Заяць Т.М.		<i>[Підпис]</i>	10.06.21			

Аналоговий частотомір.
Перелік елементів.

Поз. позн.	Найменування		Кільк.	Примітка	
R4	МЛТ – 0,25 – 120 Ом ± 10 %	ОЖ0.467.180ТУ	1		
R5	МЛТ – 0,25 – 4,7 кОм ± 10 %	ОЖ0.467.180ТУ	1		
R6	МЛТ – 0,25 – 1,0 кОм ± 10 %	ОЖ0.467.180ТУ	1		
R7	МЛТ – 0,25 – 12 кОм ± 10 %	ОЖ0.467.180ТУ	1		
R8	МЛТ – 0,25 – 680 Ом ± 10 %	ОЖ0.467.180ТУ	1		
R9	МЛТ – 0,25 – 1,0 кОм ± 10 %	ОЖ0.467.180ТУ	1		
R10	МЛТ – 0,25 – 2,2 кОм ± 10 %	ОЖ0.467.180ТУ	1		
R11	МЛТ – 0,25 – 47 кОм ± 10 %	ОЖ0.467.180ТУ	1		
R12	МЛТ – 0,25 – 620 Ом ± 10 %	ОЖ0.467.180ТУ	1		
R13	МЛТ – 0,25 – 1,3 кОм ± 10 %	ОЖ0.467.180ТУ	1		
R14	МЛТ – 0,25 – 22 кОм ± 10 %	ОЖ0.467.180ТУ	1		
R15	СП5 – 2ВА – 1 Вт – 4,7 кОм ± 5 %	ОЖ0.468.561 ТУ	1		
R16	МЛТ – 0,25 – 22 кОм ± 10 %	ОЖ0.467.180ТУ	1		
R17	СП5 – 2ВА – 1 Вт – 4,7 кОм ± 5 %	ОЖ0.468.561 ТУ	1		
R18	МЛТ – 0,25 – 22 кОм ± 10 %	ОЖ0.467.180ТУ	1		
R19	СП5 – 2ВА – 1 Вт – 4,7 кОм ± 5 %	ОЖ0.468.561 ТУ	1		
R20	МЛТ – 0,25 – 22 кОм ± 10 %	ОЖ0.467.180ТУ	1		
R21	СП5 – 2ВА – 1 Вт – 4,7 кОм ± 5 %	ОЖ0.468.561 ТУ	1		
R23	МЛТ – 0,125 – 330 Ом ± 10 %	ОЖ0.467.180ТУ	1		
R24	СП5 – 16А – 0,125 Вт – 1,0 кОм ± 10 %	ОЖ0.468.519ТУ	1		
R25	МЛТ – 0,125 – 1,3 кОм ± 10 %	ОЖ0.467.180ТУ	1		
R26	МЛТ – 0,125 – 390 Ом ± 10 %	ОЖ0.467.180ТУ	1		
R27	МЛТ – 0,125 – 8,2 кОм ± 10 %	ОЖ0.467.180ТУ	1		
SA1	Перемикач ПГМ – 12П1Н		1		
SA2	Перемикач КСД7		1		
T1	Трансформатор ТС – 10 – 220/12		1		
					Арк. 2
КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЕЗ					
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	

Додаток 1

Завідувачу кафедри ЕС ІТФ ДНВЗ УжНУ

_____ кан. ф.-м.н., Заяць Т. М.

Студента (-ки) 2-ст курсу

спеціальності _____ 171 Електроніка

_____ Паук В.В.

(прізвище, ініціали)

ЗАЯВА


**щодо самостійного виконання
навчальної/кваліфікаційної роботи здобувачем освіти**

Я, _____ Паук Владимир Володимирович
(прізвище, ім'я, по батькові),
Студент(-ка) _____ очна (денна), інженерно-технічний, 2-ст
(форма навчання, факультет, курс)
заявляю: моя письмова робота на тему: Аналоговий частотомір

_____ виконана самостійно і в ній не міститься елементів плагіату.

Всі запозичення з друкованих та електронних джерел, а також із захищених раніше робіт мають відповідні посилання. Я ознайомлений(а) з діючим Положенням, згідно з яким виявлення плагіату є підставою для відмовив допуску навчальної/кваліфікаційної роботи до захисту та притягнення до академічної відповідальності.

18.06.2024р
Дата


Підпис

Додаток 2.

ДОВІДКА
про результати перевірки на унікальність
кваліфікаційної, навчальної (курсової) роботи

Автор роботи	Паук Владимир Володимирович
Назва роботи	Аналоговий частотомір
Спеціальність	171 Електроніка
Курс	2-ст
Факультет	Інженерно-технічний
Кафедра	Електронних систем
Керівник роботи	доц. Юркін Ігор Михайлович
Роботу перевірено в програмі	Unicheck
Додано до бази даних	-
Ідентифікаційний номер роботи	КБР. ЕС. 19051002. 001. 000. ПЗ
Результати перевірки	
Показник унікальності тексту через перевірку роботи у внутрішній базі кафедри ЕС ІТФ ДНВЗ УжНУ	-
Показник унікальності тексту в мережі Інтернет	98,84 %

Відповідальна особа/
Науковий керівник роботи

18.06.21
Дата

Юркін І.М.
(прізвище, ініціали)


Підпис

<input type="checkbox"/>	Ім'я	Зайти	Схожість	Власник	ID файлу	Дата додавання
<input type="checkbox"/>	Розділ 3.3 Розрахунки 13-15ст	1	3.5%	Мій акунт kaf@univ.kyiv.ua	1008358030	06/18/2021 11:02 AM (UTC+00)
<input type="checkbox"/>	Розділ 3.3 Розрахунки 34-36ст	1	4.4%	Мій акунт kaf@univ.kyiv.ua	1008358029	06/18/2021 11:02 AM (UTC+00)
<input type="checkbox"/>	Розділ 3.3 Розрахунки 19-21ст	1	0.0%	Мій акунт kaf@univ.kyiv.ua	1008358026	06/18/2021 11:02 AM (UTC+00)
<input type="checkbox"/>	Розділ 3.3 Розрахунки 10-12ст	1	0.0%	Мій акунт kaf@univ.kyiv.ua	1008358025	06/18/2021 11:02 AM (UTC+00)
<input type="checkbox"/>	Розділ 3.3 Розрахунки 4-6ст	1	0.0%	Мій акунт kaf@univ.kyiv.ua	1008358024	06/18/2021 11:02 AM (UTC+00)
<input type="checkbox"/>	Розділ 3.3 Розрахунки 31-33ст	1	0.0%	Мій акунт kaf@univ.kyiv.ua	1008358023	06/18/2021 11:02 AM (UTC+00)
<input type="checkbox"/>	Розділ 3.3 Розрахунки 16-18ст	1	0.0%	Мій акунт kaf@univ.kyiv.ua	1008358022	06/18/2021 11:02 AM (UTC+00)
<input type="checkbox"/>	Розділ 3.3 Розрахунки 22-24ст	1	0.0%	Мій акунт kaf@univ.kyiv.ua	1008358021	06/18/2021 11:02 AM (UTC+00)
<input type="checkbox"/>	Розділ 3.3 Розрахунки 28-30ст	1	1.3%	Мій акунт kaf@univ.kyiv.ua	1008358020	06/18/2021 11:07 AM (UTC+00)
<input type="checkbox"/>	Розділ 3.3 Розрахунки 25-27ст	1	0.0%	Мій акунт kaf@univ.kyiv.ua	1008358019	06/18/2021 11:07 AM (UTC+00)
<input type="checkbox"/>	Розділ 3.3 Розрахунки 7-9ст	1	3.1%	Мій акунт kaf@univ.kyiv.ua	1008358018	06/18/2021 11:07 AM (UTC+00)
<input type="checkbox"/>	Розділ 3.3 Розрахунки 1-3ст	1	1.6%	Мій акунт kaf@univ.kyiv.ua	1008357956	06/18/2021 11:02 AM (UTC+00)