

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

факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії
(повна назва факультету)

кафедра автоматизації технологічних процесів і виробництв
(повна назва кафедри)

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

бакалавр

(назва освітнього ступеня)

на тему: «Розробка автоматизованого акустичного вимірювача
переміщень механічних об'єктів»

Виконав(ла): студент(ка) IV курсу, групи КАс-41
спеціальності 151 «Автоматизація

та комп'ютерно-інтегровані технології»

(шифр і назва спеціальності)

	(підпис)	<u>Шелельо А.А.</u> (прізвище та ініціали)
Керівник	(підпис)	<u>Трембач Р.Б.</u> (прізвище та ініціали)
Нормоконтроль	(підпис)	<u>Козбур В.Р.</u> (прізвище та ініціали)
Завідувач кафедри	(підпис)	<u>Савків В.Б.</u> (прізвище та ініціали)
Рецензент	(підпис)	<u>Стухляк П.Д.</u> (прізвище та ініціали)

Тернопіль
2021

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

Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії
(повна назва факультету)

Кафедра автоматизації технологічних процесів і виробництв
(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Савків В.Б.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

« ____ » _____ 2021р.

**ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ**

на здобуття освітнього ступеня бакалавр
(назва освітнього ступеня)

за спеціальністю 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології»
(шифр і назва спеціальності)

студенту Шелельо Андрія Андрійовича
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Розробка автоматизованого акустичного вимірювача
переміщень механічних об'єктів»

Керівник роботи к.т.н., доцент Трембач Р.Б.
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від «27» січня 2021 року № 4/7-49

2. Термін подання студентом завершеної роботи 22 червня 2021 року

3. Вихідні дані до роботи Технічні характеристики периметру

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

1) аналітична частина; 2) проектна частина;

3) спеціальна частина; 4) Безпека життєдіяльності, основи охорони праці.

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

Презентація кваліфікаційної роботи 12 аркушів формату А4

АНОТАЦІЯ

В кваліфікаційній роботі розроблено акустичний вимірювач переміщення механічних об'єктів.

Основне завдання розробки полягає в тому, щоб зробити цей пристрій зручним у використанні, дешевим і надійним. Використання цього пристрою надає можливість виміряти відстань або рух механічних об'єктів у важкодоступних місцях.

Пристрій значно зменшить трудомісткість в вимірі і отриманні оперативної інформації про рух механічних об'єктів. Введення цього пристрою дозволить значно скоротити час і підвищити точність вимірювань.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ І СКОРОЧЕНЬ	6
ВСТУП	7
1 АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА	9
1.1 Загальні теоретичні відомості	9
1.2 Частотний метод вимірювання відстані	10
1.3 Теоретичні відомості про генератори	13
2 ПРОЕКТНА ЧАСТИНА	16
2.1 Вибір та обґрунтування схеми приладу	16
2.2 Вибір частотоміра	27
2.3 Розрахунок елементів пристрою	30
2.4 Опис роботи принципової схеми	44
3 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА	48
3.1 Опис схеми змодельованої в Micro-Cap 7	48
4 БЕЗПЕКА ЖИТТЄДІЯЛЬНОСТІ, ОСНОВИ ОХОРОНИ ПРАЦІ	51
4.1 Значення охорони праці для забезпечення безпечних умов праці	51
4.2 Аналіз потенційних небезпек та шкідливостей виробничої сфери	52
4.3 Електромагнітне й іонізуюче випромінювання	54
4.4 Забезпечення нормальних умов праці	55
4.5 Розрахунок напруги дотику	60
ВИСНОВКИ	63
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	64

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ І СКОРОЧЕНЬ

АМ	– амплітудна модуляція
ВТ	– вимірювальна техніка
ЕОМ	– електронно обчислювальна машина
ЗЗ	– зворотній зв'язок
ККД	– коефіцієнт корисної дії
ТЗ	– технічне завдання
ОП	– операційний підсилювач
ПФ	– пристрій формування
ФД	– фазовий детектор
ФМ	– фазова модуляція
ЧМ	– частотна модуляція

ВСТУП

Діяльність людей зв'язана з переробкою і використанням матеріалів, енергії і інформації. Відповідно розвивались науково-технічні дисципліни, які відтворювали питання технології, енергетики і інформатики. Інформаційна техніка є порівняно новою галуззю, яка отримала найбільший розвиток на етапі розробки і застосування електронних обчислювальних машин і автоматизованих систем управління.

Не дивлячись на те, що інформаційна наука тепер знаходить застосування в самих різноманітних областях теорії і практики, вона ще не отримала повного розвитку.

Швидкий розвиток сучасної електронної індустрії і, особливо, цифрової схемотехніки супроводжується залученням в цю галузь все більше розробників нових функціональних вузлів, пристроїв і систем, а також користувачів компонентної бази і традиційних схемотехнічних рішень в нових прикладних областях. При цьому спеціаліст в області цифрової схемотехніки повинен володіти широкими знаннями в способах математичного опису функціонування цифрових схем на логічному і електричному рівнях, знати сучасну елементну базу цифрової схемотехніки і найбільш переважаючі області її застосування, вільно орієнтуватися в промислових серіях інтегральних мікросхем і перспективах їх подальшого вдосконалення, володіти методами побудови структур цифрових пристроїв і систем, включаючи засоби мікропроцесорної техніки. Великі зміни в багатьох областях науки і техніки обумовлені розвитком мікроелектроніки. В даний час неможливо знайти яку-небудь галузь промисловості в якій не використовуються пристрої автоматики і обчислювальної техніки.

Це є результатом швидкого розвитку інтегральної технології, застосування якої дозволило налагодити масовий випуск дешевих,

високоякісних, не потребуючих спеціальної наладки цифрових мікроелектронних функціональних вузлів різного призначення. Вони являють собою напівпровідникові пластини малої товщини, на якій на площі в долі – кілька квадратних міліметрів виконані десятки тисяч електрично зв'язаних між собою у відповідності із необхідними схемами елементів мікроелектроніки (польових і біполярних транзисторів, діодів ті ін.). При чому ці елементи, як правило, стримують одночасно в одному технологічному циклі, який повністю автоматизований. Головним в процесі розширення в автоматизованих системах засобів обчислювальної техніки є швидкий розвиток елементної бази, основу якої складають інтегральні схеми малого, середнього, високого і надвисокого рівня інтеграції. Застосування цифрової обчислювальної техніки і мікропроцесорів у автоматизованій системі висуває на перший план проблему їх зв'язку з об'єктами, параметри яких в більшості випадків характеризуються величинами, які є неперервними функціями часу. Одразу ж використання і обробка таких функцій в цифрових пристроях є неможливими, і необхідно перетворити аналогові сигнали в цифрові.

В даній роботі була поставлена задача створення системи контролю механічних переміщень акустичним методом. Основна задача розробки полягає в тому щоб зробити даний пристрій зручним у використанні, дешевим і надійним. Використання даного пристрою дає можливість вимірювати відстань чи рух механічних об'єктів в труднодоступних місцях. Даний пристрій значно зменшить ручні затрати при вимірюванні та одержання оперативної інформації про рух механічних об'єктів. Впровадження даного приладу дозволить значно скоротити час, та підвищить точність при вимірюванні.

1 АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА

1.1 Загальні теоретичні відомості

В кваліфікаційній роботі поставлене завдання спроектувати акустичний вимірювач переміщень механічних об'єктів. Даний пристрій повинен працювати в частотному діапазоні 15...30 кГц. Створена частота частотним модулятором та генератором високої частоти підсилюється підсилювачем потужності і буде випромінюватись через динамік. Після відбиття частоти від об'єкту пристрій приймає її через мікрофон, після чого вона детектується на детекторі і утворена напруга биття підсилюється, потім подається на частотомір та індикатор. Детальніший опис будови та принципу роботи пристрою розглянутий далі.

Оскільки в основу пристрою закладений частотний метод вимірювання тому нам насамперед потрібно розглянути сам принцип частотної модуляції та основних складових які створюють дану модуляцію.

У техніці цифрового зв'язку методи модуляції відіграють значну роль. Крім своєї основної функції - перетворення символ - сигнал - процес модуляції являється складовою частиною загального процесу узгодження сигналу з характеристиками каналу. Сучасні методи багатопозиційної модуляції в повній відповідності з теоремою Шеннона можуть розглядатися і як спосіб кодування даних повідомлень в символи каналу [4].

Загальний принцип модуляції полягає в зміні одного чи декількох параметрів несучого коливання у відповідності з повідомленням, що передається. Так, наприклад, якщо в якості носія інформації вибрано гармонічне коливання $Y_k = A_k \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \gamma)$, то можна створити три класичних види модуляції: амплітудну (АМ), частотну (ЧМ) і фазову (ФМ) [10].

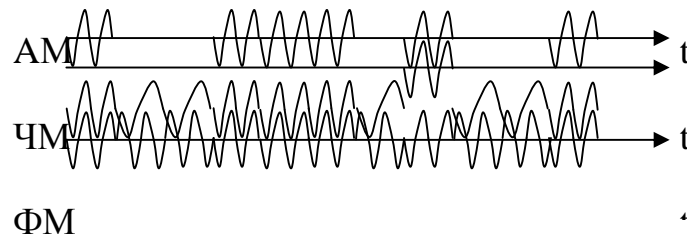


Рисунок 1.1 – Часові діаграми процесів модуляції АМ, ЧМ, ФМ

1.2 Частотний метод вимірювання відстані

Застосування частотної модуляції (ЧМ) випромінюючого сигналу дозволяє реалізувати далекомір з неперервним випромінюванням, володіючи визначенням величини дальності. При цьому зберігається можливість вимірювання швидкості руху об'єктів.

Вимірювання дальності ЧМ далекоміром зводиться до вимірювання частоти випромінюючих коливань за час поширення сигналу до об'єкту і назад.

Якщо частота випромінюючих коливань $f_{\text{и}}$ змінюється неперервно по лінійному закону зі швидкістю $\gamma = df_{\text{и}}/dt$, то збільшення частоти випромінюючих коливань за час розповсюдження сигналу $t_{\text{D}} = 2D/c$ буде рівний $\Delta f_{\text{и}} = \gamma t_{\text{D}}$. Вимірюючи різницю частот випромінюючих і приймаючих коливань $F_{\text{D}} = \Delta f_{\text{и}}$, визначаємо відстань об'єкта:

$$D = (c/2\gamma)\Delta f_{\text{и}} = (c/2\gamma)\Delta F_{\text{D}}. \quad (1.1)$$

Але неперервне змінювання частоти по лінійному законі практично не можливо, тому доводиться застосовувати періодичну модуляцію частоти, що

вносить суттєві особливості в роботу системи. Практично знаходять застосування два види модуляції: пилкоподібна і синусоїдальна.

Розглянемо роботу частотного далекоміра у випадку симетричної пилкоподібної модуляції. Блок-схема далекоміра включає елементи, зображені на рисунку 1.2 роботу далекоміра при нерухомому об'єкті, розміщеному на відстані D , пояснює часова діаграма на рисунку 1.3. Верхній графік діаграми зображає зміну частоти випромінюючих і приймаючих (пунктирна лінія) коливань, які мають середню частоту f_0 , період модуляції T_M і девіацію частоти W .

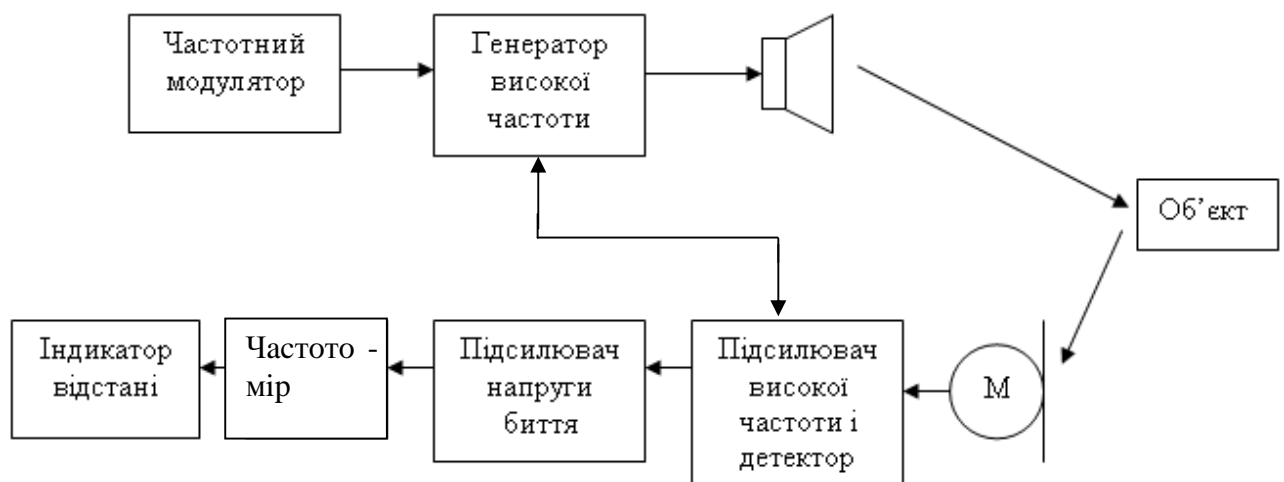


Рисунок 1.2 – Функціональна схема частотного далекоміра.

Нижче зображений закон зміни різницевої частоти биття F_D . При виконанні умови $F_D \gg F_M = 1/T_M$ можна записати:

$$f_n = f_0 + \gamma t = f_0 + (2W/T_M)t, \quad (1.2)$$

$$f_c = f_0 + \gamma(t - t_D) = f_0 + (2W/T_M)(t - 2D/c), \quad (1.3)$$

$$F_D = f_n - f_c = (4W/T_M c)D. \quad (1.4)$$

Вираз для F_D не враховує зменшення частоти биття до 0 (провали кривої F_D) при рівності частот випромінюючих і приймаючих коливань. Фактично частотомір фіксує середню частоту биття період модуляції

$$F_{Dcp} = (4W/T_{mc})D((T_m - t_D)/T_m). \quad (1.5)$$

Зазвичай виконується умова $t_D \ll T_m$. В тому випадку $F_{Dcp} \approx F_D$, і відповідно,

$$D = cF_{Dcp}/4WF_m \approx (c/4W)(F_D/F_m). \quad (1.6)$$

Напруга биття одержана на виході детектора, після підсилення подається на частотомір, який градується безпосередньо в одиницях відстані. В якості частотоміра приймаються лічильники імпульсів, а також аналізатори спектру послідовного і паралельного типу [18].

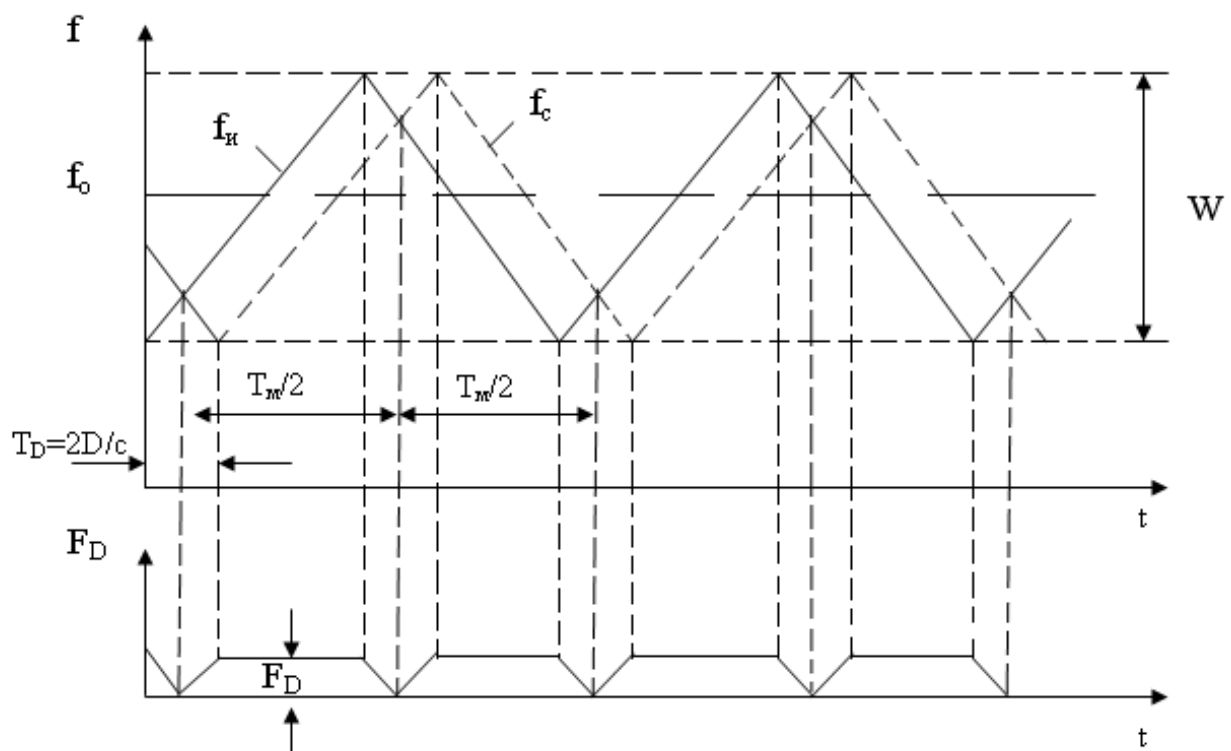


Рисунок 1.3 – Часова діаграма частотного далекоміра.

1.3 Теоретичні відомості про генератори

Важливою частиною майже будь-якого електронного пристрою є генератор синусоїдальних чи коливань трикутної форми або яких-небудь інших коливань. Крім очевидних випадків автономних генераторів джерело регулярних коливань необхідний в будь-якому періодично діючому вимірювальному приборі, в пристроях, ініціалізуючих виміри чи процеси, і взагалі в будь-якому пристрої, робота якого пов'язана з періодичними станами чи періодичними коливаннями.

Так, наприклад, генератори синусоїдальних чи періодичних коливань використовуються в універсальних вимірювальних пристроях, в осцилографах, радіоприймачах, в будь-якому периферійному пристрої ЕОМ (магнітна стрічка, магнітний диск, пристрої друку, алфавітно-цифровий термінал), майже в будь-якому цифровому пристрої (лічильники, таймери, калькулятори і будь-які пристрої з “багатократною розгорткою”) і в багатьох інших пристроях. Пристрій без генератора або взагалі ні на що не здатний, або створений для підключення до іншого (який скоріш за все містить генератор) [19].

Для того щоб отримати даний вид модуляції потрібно мати два генератора: пилкоподібної напруги та генератор синусоїдальних коливань.

Генератор синусоїдальних коливань створює коливання із частотою яка називається несучою. На ці коливання накладаються створені генератором пилкоподібної напруги коливання трикутної форми. Генератор синусоїдальних коливань складається з електричного кола або компонентів з резонансними властивостями. Завдяки їм умови виникнення автоколивань ($K \geq 1$, $\varphi_{\text{пит}} = 0, 2\pi$) виконуються тільки у вузькій частотній смузі. Компоненти з резонансними властивостями чи відповідні резонансні кола можуть бути встановлені в колах міжкаскадного зв'язку підсилювача чи в колах, утворюючих позитивну або додаткову від'ємний зв'язок. Причому параметри вибирають так, щоб умови

виникнення коливань виконувалися тільки вузькій полосі частот Δf при всіх коливаннях параметрів підсилувача і ланцюгу ЗЗ.

В діапазонах низьких, звукових і радіочастот в якості резонансних ланцюгів і компонентів застосовують RC-конттури, LC-конттури, кварцеві резонатори, електромеханічні коливальні системи (наприклад, камертони та інші).

У генераторах напруги трикутної форми зарядка і розрядка конденсатора виконується струмами значення яких незмінні. Так наприклад, якщо в схемі є конденсатор і його перезаряджати незмінними значеннями струму, а вихідну напругу знімати безпосередньо з конденсатора, то отримаємо генератор напруги трикутної форми.

Настройку частоти автоколивань виконують зміною ємності конденсатора, включеного в коливальний контур. При цьому добротність контуру змінюється, що може викликати зміну режиму роботи генератора. Зміну ємності зазвичай проводиться механічним шляхом. Іноколи замість конденсатора, яким змінюють частоту коливань, включають варикап і мала напруга, прикладена до нього, змінює резонансну частоту контуру. В цьому випадку зміна частоти відбувається електричним шляхом за рахунок зміни бар'єрної ємності варикапа. Відносна нестабільність частоти у автогенераторів $10^{-3} - 10^{-5}$.

Розрахунок даних генераторів здійснюється в усталеному режимі. Наступні вирази засновано на прикладі, коли усталений режим генераторів можливий і практично досягнутий. В цьому режимі для генераторів може бути складено "рівняння усталеного режиму", котрими визначаються амплітуда і частота автоколивань [6].

При складанні рівняння допускається, що амплітуда і частота не змінюється. Допускаються тільки невеликі відхилення від усталеного значення.

Автогенератор так, як і генератор, може працювати в режимі відсічки струму емітера і колектора. Внаслідок значної фільтрації високих гармонік

струму в колекторному контурі форму кривої напруги на замкнутих емітер – колектор і база – емітер транзистора можна рахувати практично синусоїдальними. В цьому відношенні немає суттєвої різниці в умовах роботи транзистора в схемах генераторів по зрівнянню з роботою генераторів з самозбудженням.

Суттєвою особливістю роботи генератора являється розстройка між власною частотою контуру і частотою автоколивань. Ця розстройка викликається відставанням по фазі першої гармоніки струму колектора відносно напруги на базі.

При наявності розстройки зменшується коефіцієнт фільтрації вищих гармонік, внаслідок чого може погіршитись форма кривої колекторного і базового струму. Однак найбільш суттєвим результатом розстройки слід вважати зменшення еквівалентного опору контуру на частоті автоколивань і активною складовою генеруючої потужності. Зменшення колекторної навантаження викликає зменшення напруженості режиму, внаслідок чого знижується генеруюча потужність і ККД генератора.

Оскільки у транзисторів запізнені по фазі струму колектора помітно проявляються на низьких частотах. Внаслідок зменшення фазового зсуву між напругою на базі і струмом колектора в таких схемах власна частота контуру і частота коливань наближаються, потужність і ККД генератора зростають [7].

2 ПРОЕКТНА ЧАСТИНА

2.1 Вибір та обґрунтування схеми приладу

2.1.1 Огляд структури схеми

Першим кроком у роботі був вибір майбутньої схеми приладу. Цей вибір виконувався виходячи з міркувань, що принципова схема повинна:

- задовольняти умовам технічного завдання;
- мати нескладну методику розрахунку, яка не вимагає застосування спеціальних засобів;
- низьку напругу живлення та малу потужність споживання;
- виконуватись на дискретних елементах;
- містити напівпровідникові активні елементи.

В процесі роботи було розглянуто декілька варіантів схем генератора пилоподібної напруги та інших складових принципової схеми.

Схема генератора пилоподібної напруги, не дивлячись на малу ефективність ($q \leq 1$), має великі перспективні використання в різноманітних приладах на транзисторах. Основна її перевага – простота та малий час відновлення, завдяки чому досягається висока стабільність роботи в широкому діапазоні температур. Крім цього, ряд умов та особливостей роботи генератора є загальним для багатьох схем формування пилоподібної напруги.

Схема має нескладну методику розрахунку, що дозволило найбільш оптимально вибрати режим роботи транзистора, значення параметрів усіх компонентів.

2.1.2 Генератор пилкоподібної напруги високої частоти

На рисунку 2.1 показана схема генератора з мостом Віна-Робінсона, резонансна частота $f=1/2\pi RC$. Якщо підсилювач має диференціальний коефіцієнт посилення A_D , то для виконання умови балансу амплітуд $kA_D = 1$ необхідно для величини ϵ вибрати значення:

$$\epsilon=9k=9/ A_D. \quad (2.1)$$

Якщо ϵ виявиться дещо більше, то амплітуда коливань почне наростати до тих пір, поки підсилювач не вийде в область насичення. Якщо величина ϵ виявиться дуже малою або навіть негативною, то генератор не збудиться. Проте неможливо підібрати величини опорів R_1 і $R_1/(2+ \epsilon)$ з такою точністю, щоб забезпечити стабільність амплітуди сигналу, тому ці величини необхідно автоматично регулювати залежно від амплітуди вихідного сигналу.

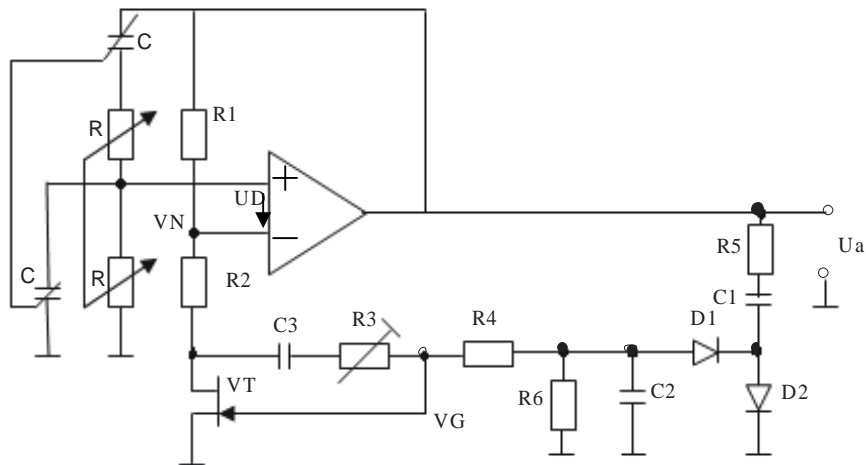


Рисунок. 2.1. - Генератор пилкоподібної напруги високої частоти

Для цього в схемі на рисунку 2.1 використовується польовий транзистор VT. Опір каналу R_{DS} польового транзистора для достатньо малих величин U_{DS} залежить тільки від величини напруги U_{GS} . Частина напруги U_N подається на резистор R_2 . Послідовне з'єднання опорів R_{DS} і R_2 повинне дати величину опору, рівну $R_1/(2+\epsilon)$. Мінімальне значення, яке може прийняти опір каналу R_{DS} рівне $R_{DSоткр}$. Отже, величина R_2 повинна вибиратися меншою ніж $1/2R_1-R_{DSоткр}$.

Якщо включити генератор живлення, то спочатку $V_G = 0$ і $R_{DS} = R_{DSоткр}$. При виконанні умови вибору величини R_2 опір послідовному ланцюгу R_2 і R_{DS} буде менше ніж $\frac{1}{2} R_1$. При цьому на резонансній частоті вихідна напруга U_D моста Віна матиме чималу величину, виникне генерація і амплітуда коливань почне зростати. Вихідна напруга генератора випрямляється схемою подвоєння напруги на діодах D_1 , і D_2 . Потенціал затвора транзистора стає негативним, і величина R_{DS} збільшується. Амплітуда вихідного сигналу наростатиме до тих пір, поки не буде виконано умову

$$R_{DS}+R_2=R_1/(2+\varepsilon)=R_1/(2+(9/A_D)). \quad (2.2)$$

Коефіцієнт нелінійних спотворень вихідної напруги генератора в значній мірі залежить від лінійності вихідних характеристик польового транзистора. Вона може бути значно підвищена, якщо частина напруги стік-витік транзистора підсумовувати з напругою на затворі. Для цього в схемі служать резистори R_3 і R_4 . Конденсатор C_3 призначений для того, щоб через N-вхід підсилювача не протікала постійна складова струму, яка може привести до зсуву нуля вихідної напруги. Зазвичай вибирають $R_3 \approx R_4$. Точним підстроюванням величини опору R_3 коефіцієнт нелінійних спотворень можна понизити до мінімуму. Практично досяжна величина цього коефіцієнта складає близько 0,1%.

Якщо в якості R поставити змінні резистори, то резонансну частоту схеми можна плавно змінювати. Чим гірше забезпечується ідентичність кутових характеристик змінних резисторів R , тим ефективніше повинна бути схема автоматичного регулювання амплітуди вихідного сигналу. Максимальна величина опору R повинна вибиратися такою, щоб падіння напруги на ній при вхідному струмі спокою операційного підсилювача було незначним; інакше може відбутися зміщення робочої точки підсилювача. Для забезпечення можливості регулювання частоти в межах 1:10 послідовно із змінним резистором R потрібно включити постійний резистор з опором $R/10$. Якщо

додатково здійснити перемикання величин конденсатора C , то така схема може перекрити діапазон частот від 10 Гц до 1 МГц. Щоб при цьому навіть на найнижчих частотах автоматична підстройка амплітуди не вносила спотворень, необхідних постійних часу заряду і розряду конденсатора R_5C_1 і R_6C_2 встановлювати принаймні в 10 разів більшими, ніж максимальний період коливань генератора.

Стала амплітуда вихідної напруги залежить від параметрів польового транзистора T . Стабільність амплітуди не може бути особливо високою, оскільки, для того, щоб отримати необхідну зміну опору каналу польового транзистора T , необхідна наявність деякої зміни амплітуди вихідної напруги. Цей недолік можна усунути, якщо ввести проміжний каскад підсилення керуючої напруги польового транзистора [18].

2.1.3 Генератор синусоїдальних коливань

В схемі генератора синусоїдальних коливань (рис. 2.2), побудованого на RC елементах порівняно пологі амплітудно- і фазочастотні характеристики петльового підсилення. Тому якщо $K\gamma$ більше одиниці навіть на невелику величину то умови виникнення автоколивань виконуються в порівняно широкій полосі частот Δf_{RC} . При цьому форма вихідного сигналу сильно відрізняється від синусоїдальної. Тому у автогенераторі з резонансним RC-контуром, доводиться вводити допоміжні контури автоматичного регулювання коефіцієнта підсилення. Для гарантованого збудження генератора при будь-яких коливаннях параметрів підсилення і кола зворотного зв'язку петльове підсилення доводиться брати в декілька разів більше ніж одиниця. З ростом амплітуди коефіцієнт підсилення автоматично зменшується. В момент, коли $K\gamma=1$, відбувається стабілізація амплітуди коливань. Для зменшення нелінійних спотворень форми вихідного сигналу контур автоматичної зміни амплітуди повинен бути інерційним. Однак на практиці з метою спрощення широко використовують нелінійні елементи, котрі зменшують значення K після досягнення амплітудою коливань допустимого значення.

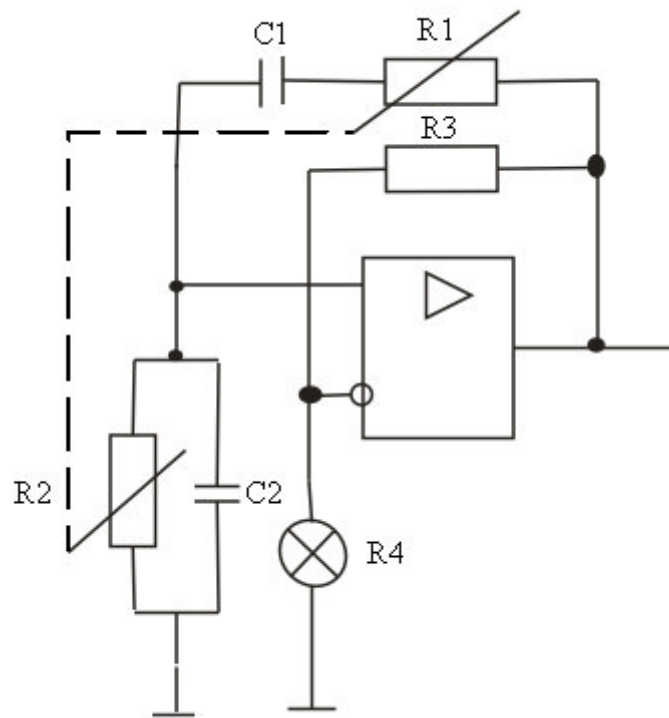


Рисунок 2.2 – Схема генератора синусоїдальних коливань

Для RC-генераторів характерні: простота в реалізації, дешевизна, низькі малогабаритність, діапазон частот від декількох долів Гц до декількох сотень кГц. Невисока стабільність частоти, менша ніж у LC-генераторах.

Схема RC-генератора з мостом Віна в колі додатного зворотного зв'язку показана на рисунку 2.2. Умови балансу фаз $\varphi_{\text{пер}}=0$ виконується на частоті ω_0 . Баланс амплітуд ($K\gamma=1$) забезпечується за рахунок кола зворотного зв'язку, складеного з резисторів R3 та R4.

Даний генератор успішно працює на полосі частот 1 Гц – 200кГц. Коефіцієнт гармонік при відповідній настройці біля 0,5%. Настройку частоти можна виконати в широких межах шляхом одночасної зміни резисторів R1, R2 [11].

В даній схемі використовуються фоторезистори R1, R2 в якості змінних резисторів. Застосування в даній схемі фоторезисторів полегшує зробити частотну модуляцію, підстроюючи вручну зміну частоти тільки одним змінним резистором.

Параметри і характеристики фотоприймачів, в тому числі фоторезисторів, регламентуються ГОСТ 17772-88. Приведемо короткі визначення основних параметрів [14].

Темновий струм (I_m) – струм, який протікає через фотоприймач при вказаній напрузі на ньому при відсутності потоку випромінювання в діапазоні спектральної чутливості. Вимірюється через 30 с після зняття освітленості 200 лк.

Фотострум (I_ϕ) – струм, який протікає через фотоприймач при вказаній напрузі на ньому, що обумовлений тільки дією потоку випромінювання з вказаним спектральним розподілом. Його вимірюють при освітленості 200 лк, яка створюється джерелом з кольоровою температурою 2850 К.

Загальний струм ($I_{заг}$) – струм фотоприймача, який складається з темного струму і фотоструму. Очевидно, що

$$I_{заг} = I_\phi + I_m. \quad (2.3)$$

Робоча напруга (U_p) – постійна напруга, яка прикладена до фотоприймача, при якій забезпечуються номінальні значення параметрів при тривалій його роботі в заданих експлуатаційних умовах. (2.3)

Температурний коефіцієнт фотоструму (α_m) – це відношення зміни фотоструму фотоприймача до викликавшого його абсолютної зміни температури навколишнього середовища при заданій освітленості

$$\alpha_m = \frac{I_{\phi 1} - I_{\phi 2}}{I_{\phi 1}(t_2 - t_1)} * 100\% \quad [%/^{\circ}\text{C}], \quad (2.4)$$

де $I_{\phi 1}$ і $I_{\phi 2}$ – фотоструми в ланці фотоприймача при температурі t_1 і t_2 відповідно.

Напруга шуму (U_u) – середньоквадратичне значення флуктуації напруги при заданому навантаженні в ланці фотоприймача у вказаному діапазоні частот. Деколи значення U_u відносять до 1 В прикладеної напруги.

Темновий опір (R_m) – опір фотоприймача при відсутності падаючого на нього випромінювання в діапазоні його спектральної чутливості. Темновий опір

вимірюється через 30 с після зняття освітленості в 200 лк при температурі 293 К.

Світловий опір (R_e) – опір фотоприймача, що виміряний через визначений інтервал часу після початку дії випромінювання, створюючого на ньому опромінення або освітленість заданого значення.

Чутливість фотоприймача (S) – відношення зміни вимірюваної електричної величини, яка викликана падаючим на фотоприймач випромінюванням, до кількісної характеристики цього випромінювання в заданих експлуатаційних умовах.

Інтегральна чутливість (S_{int}) – чутливість фотоприймача до немонохроматичного випромінювання заданого спектрального складу. Визначається як відношення приросту фотоструму до викликаного його приросту світлового потоку при постійній робочій напрузі ($U_p=const$) і освітленості фоторезистора від джерела з кольоровою температурою 2850 К. Інтегральну чутливість можна виразити і як відношення приросту фотосигналу до приросту світлового потоку.

Монохроматична чутливість (S_λ) – чутливість фотоприймача до монохроматичного випромінювання.

Граничний потік в заданому діапазоні частот (Φ_n) – середньоквадратичне значення діючого на фотоприймач синусоїдально-модульованого потоку випромінювання джерела сигналу з заданим спектральним розподілом, при якому середньоквадратичне значення напруги (струму) фотосигналу рівне середньоквадратичному значенню напруги (струму) шуму в заданому діапазоні частот.

Питомий граничний потік (поріг), (Φ_n^*) – граничний потік фотоприймача в одиничному діапазоні частот, віднесений до одиничного по площі фоточутливого елемента.

Роздільна здатність (D) – величина зворотня граничному потоку фотоприймача в заданому (одичному) діапазоні частот.

Власна постійна часу (τ) – інтервал часу, після закінчення якого спадаюча по експоненті напруга фотосигналу після закінчення дії випромінювання (τ_c) зменшується в e разів (37% від максимального). Власна постійна часу рівна також інтервалу часу (після початку дії випромінювання (τ_n), по закінченні якого наростаюча по експоненті напруга фотосигналу досягає значення $(1 - \frac{1}{e})$ від свого максимального значення (63%).

Максимально допустима розсіююча потужність (P_{max}) – максимальна електрична потужність, яка розсіюється в фотоприймачі, при якій відхилення її параметрів від номінальних значень не перевищує заданих границь при тривалій роботі в заданих експлуатаційних умовах.

Максимум спектральної характеристики (λ_{max}) – довжина хвилі, яка відповідає максимуму спектральної характеристики фотоприймача.

Короткохвильова границя спектральної чутливості (λ') – найменша довжина хвилі монохроматичного випромінювання, при якій монохроматична чутливість фотоприймача рівна 0,1 її максимального значення.

Аналогічно визначаються і довгохвильова границя спектральної чутливості (λ'').

Ємність фотоприймача (C) – електрична ємність між виходами фотоприймача в заданих експлуатаційних умовах.

Гранична частота (f_{ep}) – частота синусоїдально-модульованого потоку випромінювання, при якій чутливість фотоприймача падає до значення 0,707 від чутливості при немодульованому випромінюванні.

Кратність зміни опору (R_m/R_e) – відношення темного опору до світлового опору фоторезистора при освітленості 200 лк, що створюється джерелом з кольоровою температурою 2850 К [20].

2.1.4 Підсилювач потужності

Підсилювачі електричних сигналів складають основу сучасної електроніки. Вони застосовуються при побудові радіо- і телеметричних систем автоматики і управління, засобів зв'язку, діагностичних комплексів та побутової техніки. Класифікація сучасних підсилювальних засобів широка і різноманітна – від підсилювачів низькочастотних звукових сигналів із смугою пропускання 20Гц..30кГц, до надвисокочастотних підсилювачів каналів супутникового зв'язку, що розраховані на частоти в десятки ГГц. З розвитком технології виготовлення інтегральних схем (ІС) дуже швидко з'являються все нові і нові зразки підсилювальних схем широкого спектру застосування, що значно спрощує процес проектування розроблюваних систем. Проте для того, щоб правильно використовувати такі ІС, слід розуміти принципи їх побудови для того, щоб у разі необхідності "доповнити" ІС додатковими властивостями, або просто для того, щоб правильно узгодити інтегральні вузли між собою.

В деяких випадках (наприклад, при побудові високоякісної звуковідтворюючої апаратури) застосування дискретних компонентів має беззаперечні переваги перед інтегральними схемами, оскільки транзистори, виконані в інтегральному виконанні, поступаються перед дискретними транзисторами цілим рядом важливих параметрів, як то: коефіцієнтом передачі за струмом, частотними властивостями, розсіюваною потужністю, максимальними робочими струмами та напругами. Враховуючи вищенаведене, виконання дипломного проекту є важливим кроком в процесі набуття необхідних знань, придатних для практичного використання при розробці засобів автоматизації технічних об'єктів народногосподарського комплексу.

В даному випадку підсилювач виконаний на операційному підсилювачі та на двох транзисторах (рис.2.3). Езм – напруга зміщення, необхідна для забезпечення режиму роботи АВ вихідних ПТ VT1,VT2. Для потужних ПТ МДН-типу $E_{зм} \approx 8$ В. Оскільки в ТЗ немає вимог щодо забезпечення шумових характеристик, з метою спрощення, виберемо тип виконання Езм –

стабілітронна. Джерело струму I_0 забезпечує робочий струм джерела напруги ЕЗМ та являє собою динамічне навантаження для транзистора VT1. При цьому така схема забезпечує високий коефіцієнт підсилення другого каскаду [1].

В якості вихідних транзисторів виберемо комплементарну пару IRF640/IRF9640 (аналоги КП640/КП9640).

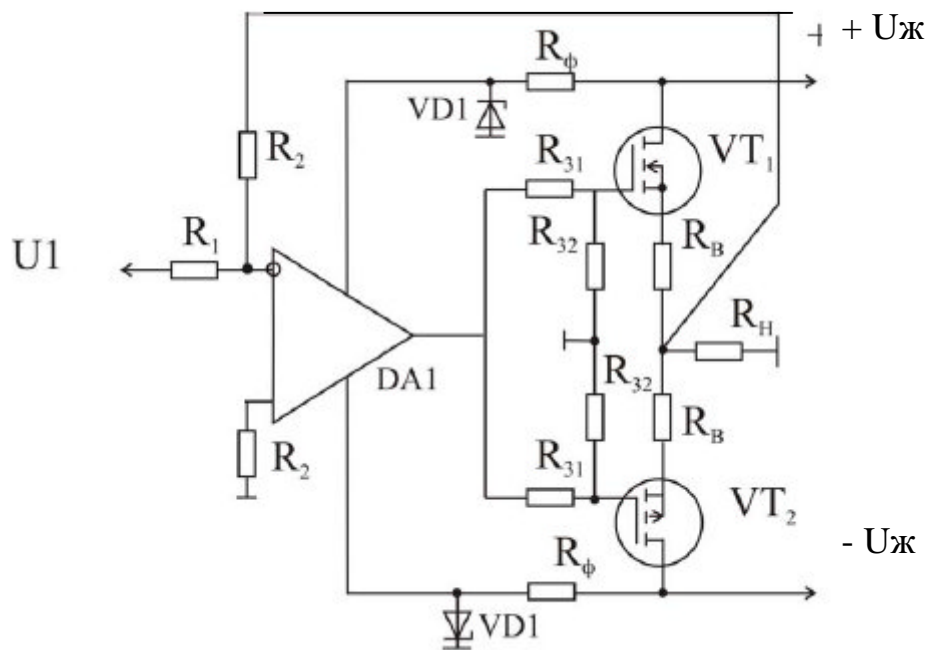


Рисунок 2.3 - Підсилювач потужності

Вихідний каскад VT1 та VT2 працює в режимі В, чим зменшує струм споживання пристрою в режимі спокою, збільшуючи тим самим ККД. Зменшення коефіцієнта гармонік здійснюється за рахунок великого коефіцієнта підсилення за напругою операційного підсилювача в схемі без зворотного зв'язку. Зона "нечутливості" вихідних транзисторів оминається за рахунок високої швидкості зростання вихідної напруги ОП. Тому в якості ОП слід вибрати мікросхему з великою швидкістю наростання вихідної напруги. Виберемо мікросхему КР544УД2А [3].

2.1.5 Фазовий детектор на логічних дискретних елементах

Структурна схема даного детектора показана на рисунку 2.4. Пристрій формування ПФ перетворює аналоговий сигнал в імпульсну напругу. Можлива схема реалізації показана на рисунку 2.4. Детектор має два входи: на перший подається коливання створене модулятором та генератором, а на другий вхід подається сигнал прийнятий мікрофоном. В якості ПФ1 та ПФ2 використані компаратори з гістерезисом (DA1 і DA2). Діаграми напруги u_1 та u_2 на виходах ПФ1 та ПФ2 показані на рисунку 2.5 б, г. Напруга u_1 та u_2 подається на схему зібрану на логічному елементі „і-не” (DD1₃). Напруга u на виході схеми створюється тільки при одночасній подачі напруг u_1 та u_2 . Діаграма напруги на виході схеми показана на рисунку 2.5 д. Фільтр низьких частот виділяє постійну складову напруги E_d . Напруга E_d лінійно залежить від фази ϕ [2]. Характеристика детектування ФД показана на рисунку 2.6.

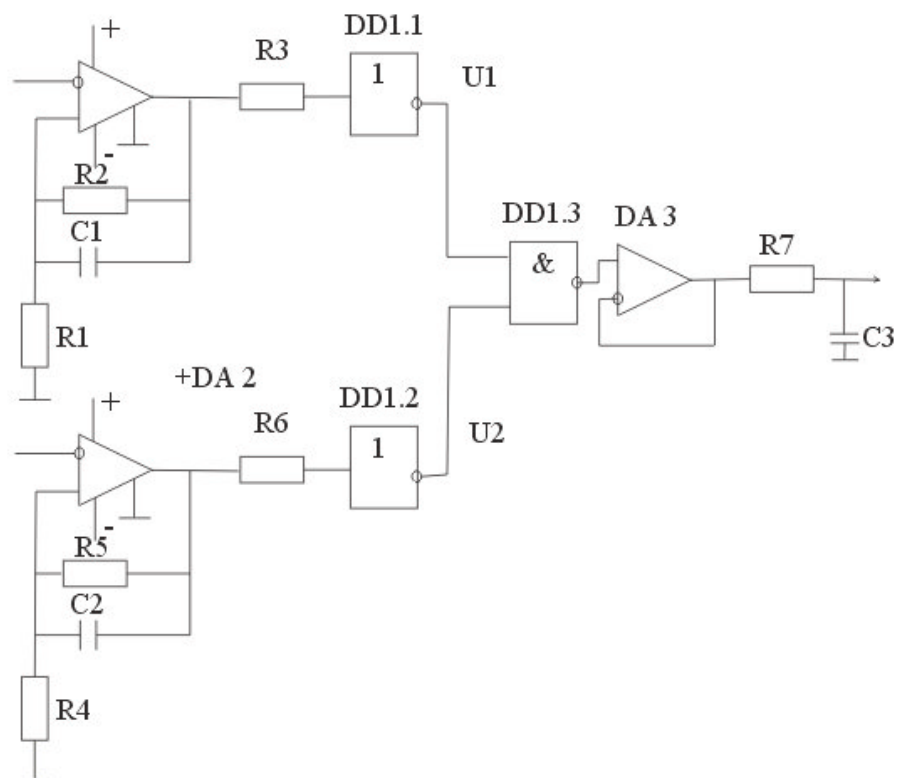


Рисунок 2.4 – Фазовий детектор

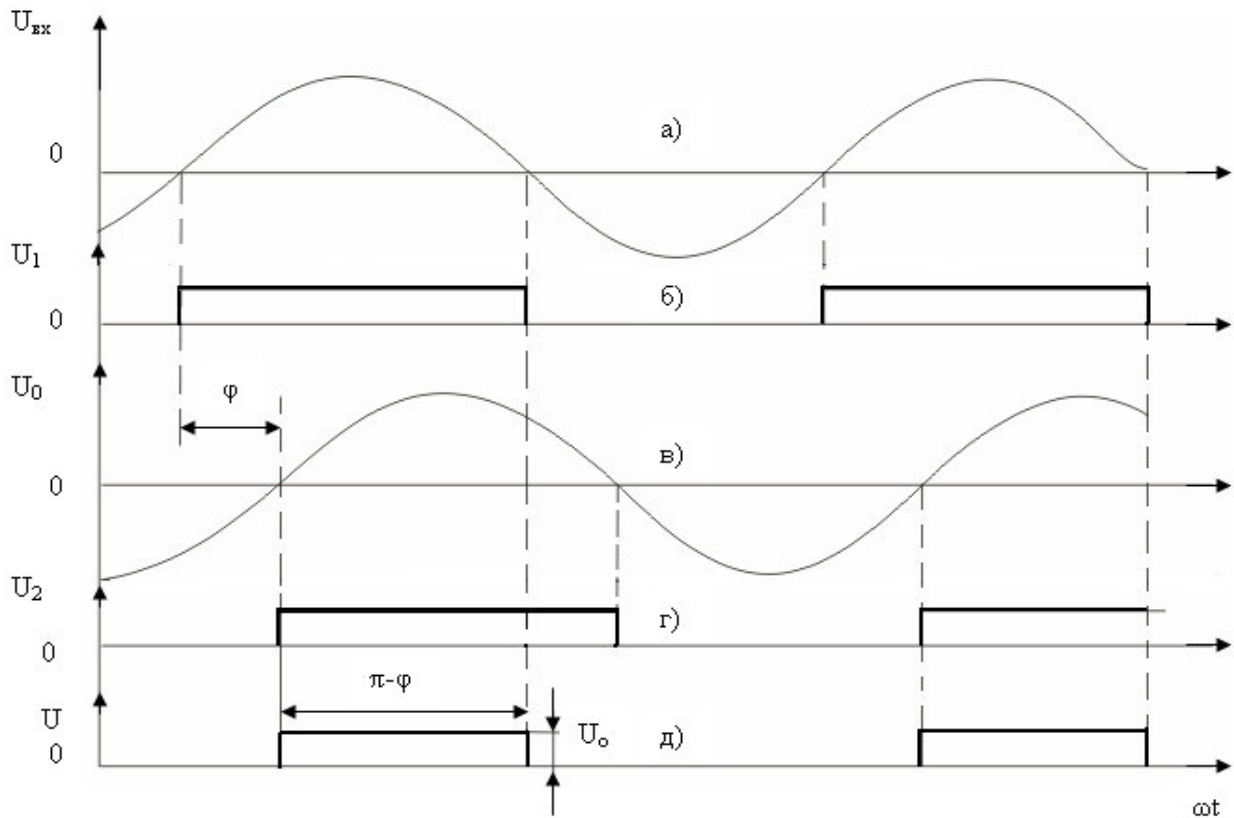


Рисунок 2.5 – Діаграма фазового детектора

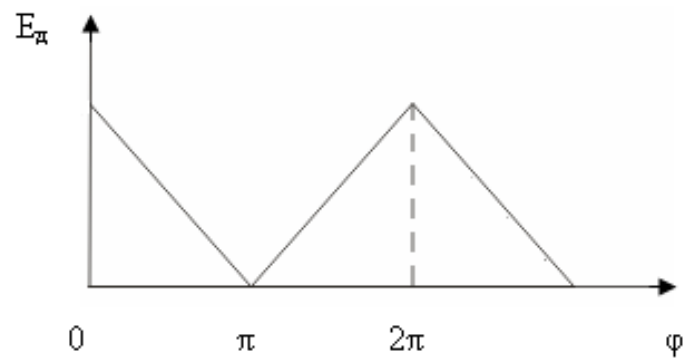


Рисунок 2.6 – Характеристика детектування

2.2 Вибір частотоміра

Для даного пристрою потрібно підібрати частотомір, простий за будовою, який би зміг безперешкодно і швидко вимірювати частоту отриману з

детектора. Вибираємо простий цифровий частотомір який дозволяє виміряти вимірювану частоту імпульсних сигналів до 1 МГц. Час вимірювання – 1 с, час індикації – 2 с.

Функціональна схема блока управління наведена на рисунку 2.7. Сигнал вимірюючої частоти через конденсатор C1 і резистор R1 подається на вхід інвертора DD1.1, який працює в крутій лінійній ділянці своєї перемикаючої характеристики, як підсилювач вхідного сигналу. Робоча точка підсилювача забезпечується зворотнім зв'язком через резистор R2. інвертори DD1.2 і DD1.3 разом з резистором R3 і вихідним опором підсилювача утворюють тригер Шмітта, формуючий вихідні сигнали з крутими фронтами. Через елемент DD2.3 сформований сигнал вхідної частоти подається на лічильник [2].

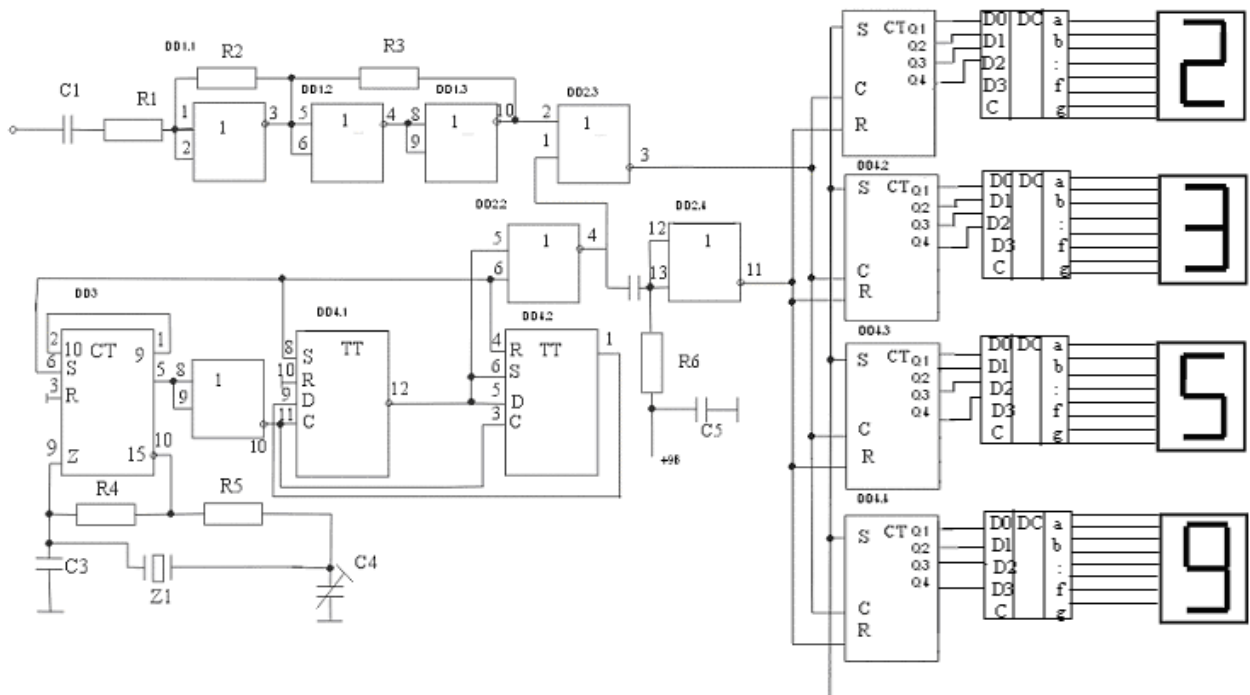


Рисунок 2.7 – Функціональна схема частотоміра

Інші елементи блока забезпечують формування від'ємного вимірювального імпульсу протяжністю 1 с на вході „1” елементу DD2.3, забезпечую чого необхідний час рахунку і інтервалу індикації 2 с. Задаючий генератор зібраний по стандартній схемі на мікросхемі DD3 і кварцовому генераторі Z1 на частоту 32768 Гц. Вихідні імпульси з частотою 1 Гц з виходу

15 мікросхеми DD3 через інвектор DD2.1 подаються на входи С тригерів DD4.1, DD4.2, забезпечуючи ділення частоти на 3. Часова діаграма роботи дільника показана на рисунку 2.8. На виході елемента DD2.2 утворюються імпульси від'ємної полярності тривалістю 1 с з періодом повторення 3 с. Передні фронти диференціюються колом C2R5, інвертуються елементом DD2.4 і в вигляді короткого імпульса додатньої полярності поступають на вхід скиду (обнулення) лічильника.

Лічильник частотоміра зібраний на мікросхемах лічильники - К176ИЕ4, та індикатори - ИЖКЦ1-1/18.

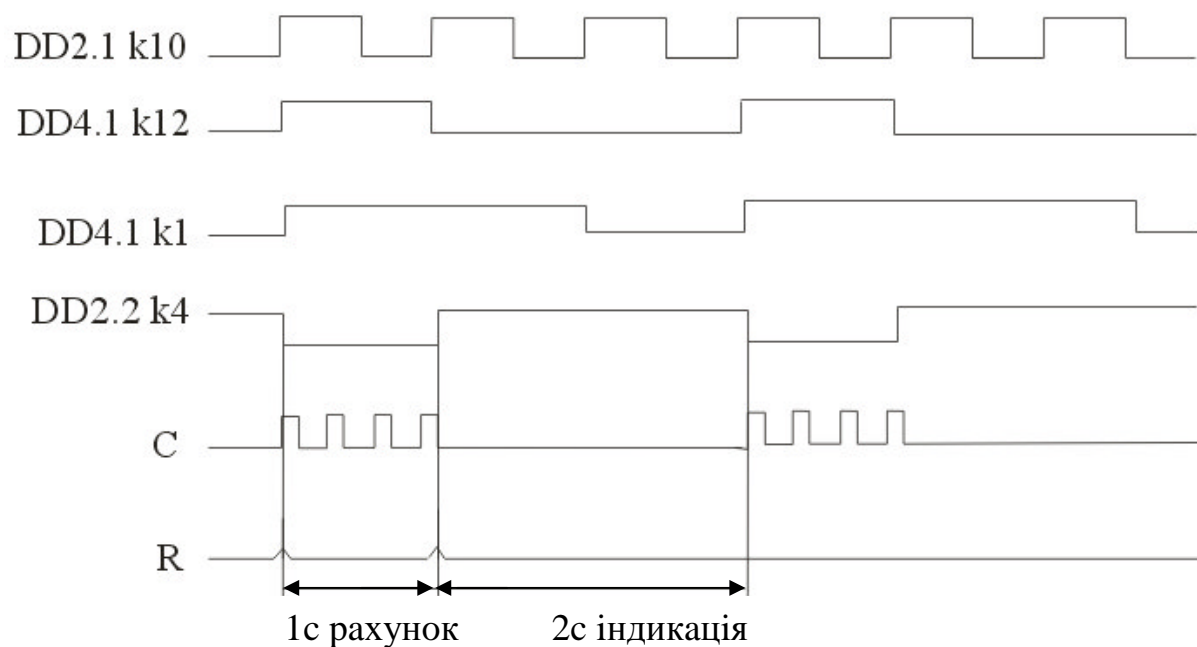


Рисунок 2.8 – Діаграма роботи дільника

2.2.1 Вибір структури фільтра нижніх частот

Фільтр, як пристрій, призначений для виділення з широкого спектру сигналу, що надходить на вхід заданої вузькочастотної смуги нижніх частот.

Кожен сигнал, що надходить на вхід фільтру, визначається за власним спектром. Якщо подібних сигналів є декілька, то вони накладаються.

Фільтри застосовуються для виділення спектру корисного сигналу (усі решта складових сигналу фільтр подавлює).

Електротехнічні фільтри будуються на резисторах, конденсаторах. Також існують п'єзоелектричні фільтри, але їх великим недоліком є крихкість. В електроніці під “добротністю” розуміють властивість пасивного фільтру вибирати сигнали якоїсь певної частоти (в фільтрах такого типу вона зазвичай менша одиниці).

Фільтри будують на підсилювачах з від'ємними і додатними зворотніми зв'язками. Використання обох типів зворотнього зв'язку дозволяє смузі пропускання фільтру різко піднімати коефіцієнт підсилювання і тим самим умовно збільшувати “добротність” фільтру (до 20-ти одиниць). В літературі вони умовно називаються “активними” підсилювачами.

Але, незважаючи на все вище сказане, підсилення сигналу не є головною функцією фільтра. Тому, великих коефіцієнтів підсилювання від фільтрів не вимагають (він знаходиться приблизно між 1-цею і 10-ма) [7].

2.3 Розрахунок елементів пристрою

2.3.1 Розрахунок генератора пилкоподібної напруги високої частоти

Оскільки генератор виконаний на операційному підсилювачі, спочатку потрібно підібрати відповідну мікросхему ОП. Підсилювач має диференціальний коефіцієнт посилення A_D , який складає 15МГц. Для виконання умови балансу амплітуд $kA_D = 1$, необхідно для величини ε вибрати значення $\varepsilon = 9k = 9 / A_D = 9 / 15 = 0,6$ [18].

Вибираємо мікросхему КР544УД1(таблиця 2.1).

Таблиця 2.1 – Основні параметри ОП КР544УД1

Назва параметра	Значення параметра
Напруга зміщення $U_{зм}$	30 мВ
Частота одиничного підсилення f_1	15 МГц
Вхідний диференційний опір $R_{ВХдиф}$	10^2 МОм
Вхідний струм $I_{ВХ}$	$2 \cdot 10^{-4}$ мкА
Швидкість зростання вихідної напруги $V_{Увих}$	10 В/мкс
Коефіцієнт послаблення синфазного сигналу	60 дБ
Напруга виходу $U_{ВИХmax}$	10 В
Мінімальний опір навантаження $R_{Нmin}$	2 кОм
Синфазна вхідна напруга $U_{СФmax}$	12 В
Напруга живлення $U_{Ж}$	± 15 В
Струм споживання $I_{Ж}$	6 мА

Неможливо підібрати величини опорів R_1 і $R_1/(2 + \varepsilon)$ з такою точністю, щоб забезпечити стабільність амплітуди сигналу, тому ці величини необхідно автоматично регулювати залежно від амплітуди вихідного сигналу. Для цього в схемі на рисунку 2.1 використовується польовий транзистор VT. Вибираємо польовий транзистор з управляючим р-п переходом КП314А, основні характеристики якого наведені в таблиці 2.2.

Для забезпечення максимальної вихідної напруги $U_{ВИХmax} = \pm 15$ В виберемо напругу живлення $U_{Ж} = 2 U_{ВИХmax} = \pm 30$ В, враховуючи необхідність забезпечення низького рівня коефіцієнта гармонік. Виберемо струм джерела $I_0 = 3$ мА. Визначимо значення опору витокового резистора, необхідне для забезпечення струму $I_0 = 3$ мА.

Таблиця 2.2 – Основні технічні характеристики транзистора КПЗ14А

Назва параметра	Значення параметра
Напруга відсічки $U_{ЗВ}$	0,7...6 В
Початковий струм стоку $I_{С\text{ поч}}$	(2,5...20) мкА
Передавальна провідність S	4 мА/В
Струм стоку $I_{С\text{ max}}$	20 мА
Напруга витік/стік $U_{СВ\text{ max}}$	35 В
Напруга заслін/стік $U_{ЗС\text{ max}}$	30 В
Напруга заслін/витік $U_{ЗВ\text{ max}}$	30 В
Максимальна потужність P_{max}	200Вт

Для цього з формули (2.1).

$$I_C = I_{C_{\text{сто}}} \cdot \left(1 - \frac{U_{ЗВ}}{U_0}\right)^2, \quad (2.1)$$

де U_0 – напруга відсічки струму стоку, $I_{С\text{ поч}}$ – струм стоку при $U_{ЗВ} = 0$, визначимо $U_{ЗВ}$:

$$U_{ЗВ} = -U_0 \cdot \left(\sqrt{\frac{I_C}{I_{C_{\text{сто}}}}} - 1\right). \quad (2.2)$$

При $I_C = 4$ мА, $I_{С\text{ поч}} = 5$ мА, $U_0 = U_{ЗВ\text{ відс}} = 4$ В, одержимо $U_{ЗВ} = 0,55$ В.

Тоді опір $R = \frac{U_{ЗВ}}{I_C} = \frac{0,4}{3} = 0,15$ кОм Потужність, що розсіюється резистором:

$P_{\text{РВ}} = U_{ЗВ} \cdot I_C = 0,4 \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 1,6$ мВт. Остаточню вибираємо тип резистора R_3 : МЛТ-0,125-150 Ом $\pm 5\%$. Оскільки $R_3 \approx R_4$ тому R_4 : МЛТ-0,125-150 Ом $\pm 5\%$.

З вихідних характеристик транзистора для зони $I_C \approx 4$ мА визначимо: $\Delta I_C = 4,352 - 4,284 = 68$ мкА при $\Delta U_{СВ} = 7,5 - 2,5 = 5$ В. Звідси диференційний опір

$$R_{DS} = \frac{\Delta U_{СВ}}{\Delta I_C} = \frac{5}{68 \cdot 10^{-6}} = 73,5 \text{ КОм.}$$

Резистори в колі заслонів вибираємо $R_3 = 680$ Ом. Тип резисторів R_3 : МЛТ-0,125-680 Ом $\pm 5\%$. Розрахунок за потужністю в даному разі недоцільний через відсутність струму заслону. Резистори $R_{В1}$ призначені для узгодження

розподілу струму і вибираються рівними $R_{B1} = 0,1$ Ом. Потужність, що розсіюється на них [15].

Визначаємо значення струму I_1 (колекторного струму транзистора при розрядженні конденсатора С3).

$$I_{b1} B(I_{k \max})_{\max} = I_{k \max}, \quad (2.3)$$

$$\text{де} \quad I_{b1} = \frac{I_1}{B(I_1)_{\min}} = \frac{I_1}{B_{n \min} e^{\frac{-I_1-10}{145}}} \quad (2.4)$$

$$\text{та} \quad B(I_{k \max})_{\max} = B_{n \max} e^{\frac{-I_1-10}{145}} \approx 0.37 B_{n \max} \quad (2.5)$$

Вирішуючи спільно (2.3), (2.4) та (2.5), отримаємо

$$I_1 = \frac{I_{k \max} B_{n \min}}{0.37 B_{n \max}} e^{\frac{-I_1-10}{145}} \quad (2.6)$$

Нехай $e^{\frac{-I_1-10}{145}} \approx 1 - \frac{I_1}{145} + \frac{1}{2} \left(\frac{I_1}{145}\right)^2$ (так як I_1 буде менше 145 мА), тоді

$$I_1 = 145 \left[1 + \frac{53.6 B_{n \max}}{I_{k \max} B_{n \min}} - \sqrt{\left(1 + \frac{53.6 B_{n \max}}{I_{k \max} B_{n \min}}\right)^2 - 2} \right], \text{ мА} \quad (2.7)$$

Враховуючи, що $I_{k \max} = 150$ мА та $\frac{B_{n \max}}{B_{n \min}} = 3$, тоді з формули (2.7) маємо:

$$I_1 \approx 145(2.07 - \sqrt{2.07^2 - 2}) \approx 80 \text{ мА}$$

Беремо $I_1 = 75$ мА. При такому значенні струму буде впевненість, що при найнесприятливіших умовах струм колектора не перевищить допустимого для нього значення.

Знаходимо максимальне значення струму I_{kn}

$$I_{kn} = \frac{I_1}{1 + \frac{t_1}{t_2}} = \frac{75 * 10^{-3}}{1 + \frac{300}{20}} = 4.7 \text{ мА.}$$

Знаходимо опір R_k , враховуючи, що $r_k = 1 \text{ МОм}$

$$R_k = \frac{E_{ekv} r_k R_n}{-R_n (r_k I_{kn} - E_{ekv}) + E_{ekv} r_k} \quad (2.8)$$

$$R_k = \frac{250 * 10^6 * 50}{-50(10^6 * 4.7 * 10^{-3} - 250) + 250 * 10^6} \approx 50 \text{ Ом.}$$

Необхідна величина напруги живлення

$$E_k = I_{kn} R_k = 4.7 * 10^{-3} * 50 = 235 \text{ мВ.}$$

Знаходимо ємність C

$$C = \frac{I_{kn} t_1}{U_m} = \frac{4.7 * 10^{-3} * 300 * 10^{-6}}{5} = 282 \text{ пкФ.}$$

Отже остаточно вибираємо конденсатор типу С3: К10-17-16-М47-100 пкФ $\pm 10\%$.

Підстроювальний резистор вибираємо марки типу R: МЛТ-0.25 - 390 кОм $\pm 5\%$. послідовно з ним повинен бути підключений резистор $R=R/10$, тому $R=390/10=39 \text{ кОм}$, також марки МЛТ-0.25 - 39 кОм $\pm 5\%$.

Для того щоб здійснювати перекриття частотного діапазону від 10Гц до 1МГц підбираємо змінний конденсатор марки С: К50-35-40В-1мкф $\pm 10\%$, послідовно з повинен бути підключений конденсатор $C=C/10$ тому $C = 1/10=100 \text{ пкФ}$, марки С: К50-35-40 В - 0.1мкф $\pm 10\%$.

Щоб при цьому навіть на самих низьких частотах автоматична підстройка амплітуди не вносила спотворень, необхідних постійних часу заряду і розряду конденсатора $R_5 C_1$ і $R_6 C_2$ встановлювати принаймні в 10 разів більшими, ніж максимальний період коливаний генератора. Тому вибираємо марку конденсаторів С1 та С2: К50-35-40 В - 68 мкф $\pm 10\%$. А марку резисторів R5 та R6: МЛТ-0.25 - 220 кОм $\pm 5\%$. Оскільки вихідна напруга генератора

випрямляється схемою подвоєння напруги на діодах D_1 , і D_2 . вибираєм діоди марки: Д615Ж, основні параметри наведені в таблиці 2.3.

Таблиця 2.3 – Основні параметри Д615Ж

Назва параметра	Значення параметра
Напруга стабілізації $U_{ст}$	15 В
Розкид напруги стабілізації $\Delta U_{ст}$	$\pm 12 \text{ \%}/\text{В}$
Струм стабілізації $I_{стmin}, I_{стmax}$	35 мА, 550 мА
Максимальний прямий струм $I_{пр}$	1,5 А
Диференційний опір R_d	4,5 Ом
Температурний коефіцієнт стабілізації ТК	0,12 $\text{\%/}^\circ\text{C}$
Максимально допустима розсіювана потужність P_{max}	9 Вт
Робочий температурний діапазон	-30...+100 $^\circ\text{C}$

2.3.2 Розрахунок генератора синусоїдальних коливань

В даному генераторі використовуються змінні фоторезистори R_1 , R_2 типу ФД-3А. Опір цих фоторезисторів керується світодіодами марки АЛС307Б, які в свою чергу підключені до через підсилювач виконаний на мікросхемі ОП марки КР544УД1, яка описана вище. Схема генератора приведена на рисунку 2.2.

Вихідну напругу для даного датчика визначають за формулою

$$U_{вих} = I_{\phi} C_1 \left(1 + \frac{R_3}{C_2}\right) \quad (2.9)$$

R_3 вибирають 100 кОм, C_1 вибирають 15 мкФ, C_3 вибирають 68 мкФ, загальний струм фотодіода – 1А. Отже:

$$U_{вих} = 15 \left(1 + \frac{100}{68}\right) = 37 \text{ В}$$

Вибираємо марки конденсаторів С1: К50-35-40 В - 15 мкф $\pm 10\%$, С2: К50-35-40 В - 68 мкф $\pm 10\%$. Марка резистора R3: МЛТ-0.25 - 100 кОм $\pm 5\%$.

Частота автоколивань:

$$\omega_0 = 1/(RC) \quad (2.10)$$

де $R=R_2=R_1=1 - 390$ кОм.

Тому $\omega_0 = 1/390000 \cdot 0,000015 = 0,17$ Гц.

Коефіцієнт підсилення напруги поданий на вхід ОП

$$K_u = \frac{R_3 + R_4}{R_4} = 3 \quad (2.11)$$

Роль резистора R4 виконує потужна лампа розжарювання, яка представляє собою терморезистор, опір якого міняється по мірі його нагрівання. Вибираємо резистор типу: ТР – 5 Б з опором 10 – 400 кОм [8].

Найбільш розповсюдженими є германієві і кремнієві діоди. Їх спектральні характеристики заходять в область інфрачервоного випромінювання (для германієвих фотодіодів до $\lambda_{cp} = 2$ мкм, для кремнієвих до $\lambda_{cp} = 1,2$ мкм). Тип фотодіода, що використовується в якості приймача в даному випадку – ФД-3А.

Основні характеристики фотодіода: вольтамперна характеристика $I_\delta = f(U_\delta)$ при $\Phi = \text{const}$; світлова характеристика – залежність струму фотодіода від величини світлового потоку при постійній напрузі на фотодіоді (в широкому діапазоні вона стає лінійною); спектральна характеристика – показує залежність спектральної чутливості від довжини хвиль падаючого на фотодіод світла.

Параметри фотодіодів: інтегральна чутливість S_0 - відношення фотоструму діода до інтенсивності падаючого випромінювання: $S_0 = I_\delta / \Phi$; робоча напруга U_p - постійна напруга, прикладена до фотодіода, при якій забезпечуються нормальні параметри при довготривалій роботі його в заданих експлуатаційних умовах; темновий струм I_m - струм, що протікає через фотодіод при вказаній напрузі на ньому при відсутності потоку випромінювання в діапазоні спектральної чутливості; довговічність – мінімальний строк служби при

нормальних умовах експлуатації. У вибраного типу фотодіода наступні характеристики: $S_0 = 10 \frac{\text{мА}}{\text{лм}}$, $U_p = 10\text{В}$, $I_m = 10\text{мкА}$, $\lambda_{\text{max}} = 1,6\text{мкм}$, $\lambda' \dots \lambda'' = 0,4 \dots 1,9$, пороговий потік $\Phi_{\text{п}} = 1,8 * 10^{-10}$ лм.

Світлова характеристика фотодіода показана на рисунку 2.9. Фотодіоди мають значну інтегральну чутливість $S_\phi \approx 10$ мА/лм, мають малі габарити, не бояться механічних нагрузок, мають тривалий строк служби (500-5000 год) [12].

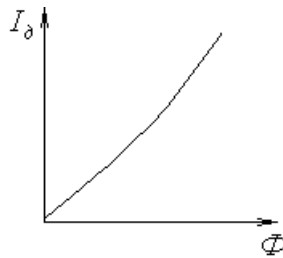


Рисунок 2.9 – Світлова характеристика фотодіода

Підбираємо мікросхему для даного генератора мікросхему КР544УД2А.

2.3.3 Розрахунок підсилювача потужності

В якості вихідних транзисторів виберемо комплементарну пару IRF640/IRF9640 (аналоги КП640/КП9640), схема підсилювача приведена на рисунку 2.3.

Транзистор IRF9640 має характеристики, що дещо відрізняються від IRF640, хоча і є його комплементарною парою.

Перевіримо правильність вибору вихідних транзисторів. Необхідним є виконання умови $P_{\text{вих}} \leq 0,6 P_{\text{max}}$. Підставивши числові значення, отримаємо $56 \leq 73,8$ (Вт) – умова виконується. Аналогічні умови за напругою і струмом:

$$U_{\text{вих max}} \leq 0,6 U_{\text{св max}}, 15 \leq 120 \text{ (В)},$$

$$I_{\text{вих max}} \leq 0,6 I_{\text{с max}}, 3,7 \cdot 2 \leq 0,6 \cdot 11 \text{ (А)}, 5,2 \leq 6,6 \text{ (А)}.$$

Отже, транзистори вибрані правильно.

Вихідний каскад VT1 та VT2 працює в режимі В, чим зменшує струм споживання пристрою в режимі спокою, збільшуючи тим самим ККД. Зменшення коефіцієнта гармонік здійснюється за рахунок великого коефіцієнта підсилення за напругою операційного підсилювача в схемі без зворотнього зв'язку. Зона "нечутливості" вихідних транзисторів оминається за рахунок високої швидкості зростання вихідної напруги ОП. Тому в якості ОП слід вибрати мікросхему з великою швидкістю наростання вихідної напруги [1].

Виберемо мікросхему КР544УД2А. Для зниження напруги живлення від 30 до 18 В використаємо стабілітрони типу Д815Ж (таблиця 2.4).

Таблиця 2.4 – Основні параметри Д815Ж

Назва параметра	Значення параметра
Напруга стабілізації $U_{ст}$	18 В
Розкид напруги стабілізації $\Delta U_{ст}$	$\pm 15 \%$ /В
Струм стабілізації $I_{стmin}$, $I_{стmax}$	25 мА, 450 мА
Максимальний прямий струм $I_{пр}$	1 А
Диференційний опір R_d	4,5 Ом
Температурний коефіцієнт стабілізації ТК	0,11 %/°С
Максимально допустима розсіювана потужність P_{max}	8 Вт
Робочий температурний діапазон	-40...+100 °С

Для забезпечення вхідного опору $R_{вх} = 10$ кОм виберемо $R_2 = 10$ кОм та $R_1 = 1$ кОм.

Потужність, що розсіюється на резисторі R_2 :

$$P_{R_2} = \frac{U_{вхm} / \sqrt{2}}{R_2} = \frac{10 / \sqrt{2}}{10000} = 1,1 \text{ мВт}$$

Розрахуємо подільник напруги $VD R_\phi$. Струм подільник

$$I_n \gg I_{\text{зам}} \rightarrow I_n = 10I_{\text{зам}} = 10 \cdot 6 = 60 \text{ мА} \quad (2.12)$$

Спад напруги на резисторі: $R_{\text{до}} = U_{\text{ж}} - U_{\text{оп}} = 30 - 18 = 12 = \Delta U_{R\phi}$, звідси опір

$$R_{\phi} = \frac{\Delta U_{R\phi}}{I_n} = \frac{12}{60 \cdot 10^{-3}} = 0,2 \text{ кОм}$$

Розсіювана потужність $P_{R\phi} = \Delta U_{R\phi} \cdot I_n = 12 \cdot 60 \cdot 10^{-3} = 0,72 \text{ Вт}$.

Остаточний тип резистора. R_{ϕ} : МЛТ – 1Вт – 200 Ом $\pm 5\%$.

Резистори R_{32} вибираємо номіналом 1Мом, оскільки вони служать для відводу паразитних струмів заслону.

Резистори $R_{31} = 680 \text{ Ом}$ марки МЛТ-0,125-680Ом.

При $I_c = 3 \text{ мА}$, $I_{\text{споч}} = 4 \text{ мА}$, $U_0 = U_{\text{звв}} = 3 \text{ В}$ одержимо $U_{\text{зв}} = 0,45 \text{ В}$.

Тоді опір $R = \frac{U_{\text{зв}}}{I_c} = \frac{0,4}{3} = 0,15 \text{ кОм}$. Потужність, що розсіюється резистором:

$P_{R\text{в}} = U_{\text{зв}} \cdot I_c = 0,4 \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 1,2 \text{ мВт}$. Остаточний вибираємо тип резистора R3.2 : МЛТ-0,125-150 Ом $\pm 5\%$. Замість резистору $R_{\text{н}}$ підключається динамік типу 15ГД6.

2.3.4 Розрахунок детектора

Схема даного детектора показана на рисунку 2.4. Вибираємо тип мікросхеми ОП, для детектора AD8012AN.

Параметри операційного підсилювача:

- мінімальний коефіцієнт підсилення $K = 10000$;
- напруга живлення $\pm 15 \text{ В}$;
- струм живлення $0,6 \text{ мА}$;
- максимальна амплітуда вихідної напруги $U_{\text{вих}} = \pm 1,3 \text{ В}$;
- вхідний опір $R_{\text{вх}} \geq 20 \text{ МОм}$;

Коефіцієнт передачі схеми:

$$K_U = \frac{R_2}{R_1} \quad (2.13)$$

Для забезпечення вхідного опору $R_{вх} = 10$ кОм виберемо $R_2=R_5 = 10$ кОм та $R_1=R_4 = 1$ кОм. Резистори R_3 та R_6 підбираєм з опором 5кОм.

Потужність, що розсіюється на резисторі R_2 :

$$P_{R_2} = \frac{U_{вихм} / \sqrt{2}}{R_2} = \frac{15 / \sqrt{2}}{10000} = 1,1 мВт ,$$

$U_{вихм}$ для даної мікросхеми становить 15 В. Вибираємо тип резистора: МЛТ-0,125 Вт -10 кОм $\pm 5\%$. Потужність, що розсіюється на резисторі R_1 :

$$P_{R_1} = \frac{U_{вихм} / \sqrt{2}}{R_1} = \frac{15 / \sqrt{2}}{1000} = 11 мВт .$$

Вибираємо тип резистора: МЛТ-0,125 Вт -1 кОм $\pm 5\%$.

Ємність конденсатора C_1 визначимо з умови

$$C \cdot R_2 = \frac{1}{f_B \cdot 2\pi} \quad (2.14)$$

Звідси:

$$C_1 = \frac{1}{f_B \cdot 2\pi \cdot R_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 200 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3} = 79,5 нкФ .$$

Оскільки R_4 та R_5 виконують таку ж роботу як і R_1 та R_2 , то вони є ідентичні і вибираються такого ж типу. А конденсатор відповідно $C_1=C_2$, вибираємо тип: К10-17-16-М47-80 пкф $\pm 10\%$. Резистори R_3 та R_6 типу: МЛТ-0.25 – 5.1 кОм $\pm 5\%$.

Логічні елементи $DD1_1$ та $DD1_2$ містяться в мікросхемі К176ПУ2. Основні параметри мікросхеми: число виводів – 16, виводи живлення - $+U_{живл}$ – 16, спільні виводи – 7, $U_{доп}$ – 1. В ролі елемента $DD1_3$ використана мікросхема К176ЛА7. Основні параметри мікросхеми: число виводів – 14, виводи живлення - $+U_{живл}$ – 14, спільні виводи – 7. В якості ОП використана мікросхема КР544УД1, параметри її наведені в таблиці 2.1.

Розраховуємо елементи фільтра нижніх частот(ФНЧ). Приймаємо $R_7=30000$ Ом. Визначаємо розрахункову ємність C_0 :

$$C_0 = \frac{1}{2\pi \cdot f_e \cdot R_7} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 1000 \cdot 3 \cdot 10^3} = 5 \cdot 10^{-3} мкФ .$$

Із таблиць вибираємо розрахункові коефіцієнти :

$$m_1 = 2.37;$$

Тоді :

$$C_3 = m_1 C_0 = 2.37 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 11.85 \cdot 10^{-3} \text{ мкФ};$$

Номінальні значення ємності вибираємо $C_3 = 15 \cdot 10^{-3}$ мкФ типу: К10-17-16-М47-15·10⁻³ мкф ±10%.

2.3.5 Параметри частотоміра

Частотомір зібраний на мікросхемах, тип і параметри яких наведені в таблиці 2.5.

Таблиця 3.5 – Параметри мікросхем

Тип мікросхеми	К-сть виводів корпуса	К-сть виводів живлення	Допустима частота $F_{\text{под}}$, МГц, при $U_{\text{ж}}=9$ В
К176ЛЕ6	14	14	-
К176ТМ2	14	14	1
К176ИЕ4	14	14	1
К176ИД2	16	16	-

Резистори та конденсатори підібрані згідно схеми частотоміра. Резистори: R1 типу: МЛТ-0.25 - 10 кОм ±5%, R2 типу: МЛТ-0.25 – 3,3 МОм ±5%, R3 типу: МЛТ-0.25 - 100 кОм ±5%, R4 типу: МЛТ-0.25 - 15 МОм ±5%, R5 типу: МЛТ-0.25 - 510 кОм ±5%, R6 типу: МЛТ-0.25 - 10 кОм ±5%.

Конденсатри: С1 типу: К10-17-16-М47-1 мкф ±10%, С2 типу: К10-17-16-М47-220 мф ±10%, С3 типу: К50-35-40 В - 62 мкф ±10%, С4 типу: К50-35-40 В - 28мкф ±10%, С5 типу: К10-17-16-М47-100 мф ±10% [2].

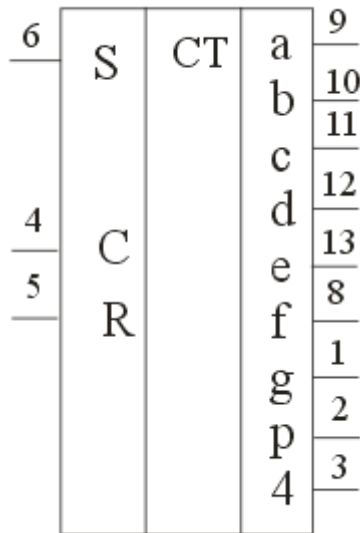


Рисунок 2.10 – Мікросхема типу К176ИЕ4

Також використані індикатори типу ИЖКЦ1-1/18, (рис. 2.11.).

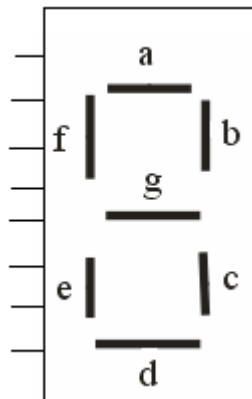


Рисунок 2.11 – Семи сегментовий індикатор

2.3.6 Розрахунок фільтра низьких частот

Даний фільтр використовується для застосовується для виділення спектру корисного сигналу (усі решта складових сигналу фільтр подавлює). Схема фільтра зображена на рисунку 2.12.

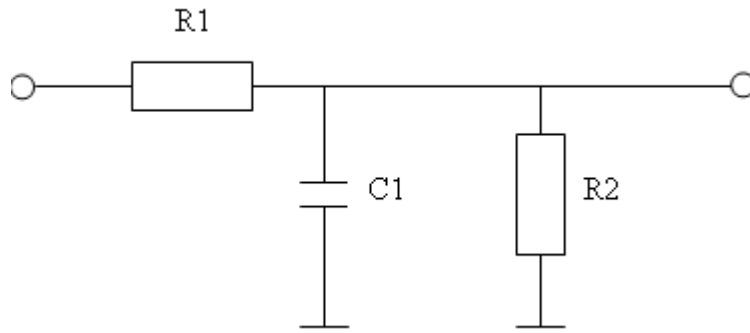


Рисунок 2.12 – Фільтр нижніх частот

Перед фільтром низьких частот стоїть мікрофон типу МКЭ-3, після мікрофону сигнал поступає на ОП, параметри ОП наведені нижче. Для того щоб виділити нам потрібну частоту нам потрібно розрахувати фільтр нижніх частот.

Операційний підсилювач серії К140УД14.

Параметри операційного підсилювача:

- мінімальний коефіцієнт підсилення $K=50000$;
- напруга живлення ± 15 В;
- струм живлення 0.6 мА;
- максимальна амплітуда вихідної напруги $U_{\text{вих}} = \pm 1.3$ В;
- вхідний опір $R_{\text{вх}} \geq 30$ МОм;

Приймаємо $C_1 = 0.5 \cdot 10^{-3}$ мкФ типу: К10-17-16-М47-1 мф $\pm 10\%$. Визначаємо розрахунковий опір R :

$$R_0 = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot C_1} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 300 \cdot 0.5 \cdot 10^{-3}} = 1.1 \text{ МОм}.$$

Із таблиць вибираємо розрахункові коефіцієнти :

$$m_1 = 2.37; m_2 = 0.33;$$

Тоді :

$$R_1 = R_0 / m_1 = 1.1 \cdot 10^{-6} / 2.37 = 0.4 \text{ МОм}$$

$$R_2 = R_0 / m_2 = 1.1 \cdot 10^{-6} / 0.33 = 3.3 \text{ МОм}$$

отже вибираємо тип резисторів R1: МЛТ-0.25 – 0,4 МОм ±5%, R2 типу: МЛТ-0.25 – 3.3 МОм ±5% [6].

2.4 Опис роботи принципової схеми

Генератор з мостом Віна-Робінсона, резонансна частота якого $f=1/2\pi RC$ створює коливання пилкоподібної напруги. Якщо підсилювач має диференціальний коефіцієнт посилення A_D , то для виконання умови балансу амплітуд $kA_D = 1$ необхідно для величини ε вибрати значення.

Якщо значення ε опиниться дещо більше ніж $9/A_D$, то амплітуда коливань почне наростати до тих пір, поки підсилювач не вийде в область насичення. Якщо величина ε виявиться дуже малою або навіть негативною, то генератор не збудиться. Проте неможливо підібрати величини опорів R1 і R2/(2+ ε) з такою точністю, щоб забезпечити стабільність амплітуди сигналу, тому ці величини необхідно автоматично регулювати залежно від амплітуди вихідного сигналу. Для цього в схемі використовується польовий транзистор VT1. Коефіцієнт нелінійних спотворень вихідної напруги генератора в значній мірі залежить від лінійності вихідних характеристик польового транзистора. Вона може бути значно підвищена, якщо частина напруги стік-витік транзистора підсумовувати з напругою на затворі. Для цього в схемі служать резистори R5 і R6. Конденсатор C3 призначений для того, щоб через N-вхід підсилювача не протікала постійна складова струму, яка може привести до зсуву нуля вихідної напруги. Зазвичай вибирають $R5 \approx R6$, тому в схемі $R5 = R6$. Точним підстроюванням величини опору R5 коефіцієнт нелінійних спотворень можна понизити до мінімуму. Практично досяжна величина цього коефіцієнта складає близько 0,1%.

В якості R стоять змінні резистори, тому резонансну частоту схеми генератора можна плавно змінювати. Створені коливання пилкоподібної напруги поступають на генератор синусоїдальних коливань де вони накладаються. Передача сигналу з генератора пилкоподібної напруги на генератор синусоїдальних коливань відбувається через пару світлодіодів та пару фото резисторів, які на електричній схемі розміщені поруч. Для гарантованого збудження генератора синусоїдальних коливань при любых коливаннях параметрів підсилення і кола зворотного зв'язку петльове підсилення доводиться брати в декілька разів більше ніж одиниця. З ростом амплітуди коефіцієнт підсилення автоматично зменшується. В момент, коли $K\gamma=1$, відбувається стабілізація амплітуди коливань. Для зменшення нелінійних спотворень форми вихідного сигналу контур автоматичної зміни амплітуди повинен бути інерційним. Однак на практиці з ціллю спрощення широко використовують нелінійні елементи, котрі зменшують значення K після досягнення амплітудою коливань допустимого значення.

Після модуляції частоти сигнал подається на підсилювач потужності. В даному випадку підсилювач виконаний на операційному підсилювачі та на двох транзисторах. Вихідний каскад VT2 та VT3 працює в режимі В, чим зменшує струм споживання пристрою в режимі спокою, збільшуючи тим самим ККД. Зменшення коефіцієнта гармонік здійснюється за рахунок великого коефіцієнта підсилення за напругою операційного підсилювача в схемі без зворотного зв'язку. Підсилений сигнал надходить на динамік. В даному випадку вибирається динамік типу 15ГД6. Динамік випромінює сигнал, який відбившись від об'єкта потрапляє на мікрофон.

Потім два паралельних сигнали поступають на фазовий детектор. Пристрій формування ПФ перетворює аналоговий сигнал в імпульсну напругу. Детектор має два входи: на перший подається коливання створене модулятором і генератором та підсилений підсилювачем потужності, а на другий вхід подається сигнал прийнятий мікрофоном. На мікрофон поступає сигнал відбитий від об'єкту, він підсилюється операційним підсилювачем (DA5) та

виділений фільтром низьких частот, корисний сигнал поступає на другий вхід детектора. В якості ПФ1 та ПФ2 використані компаратори з гістерезисом (DA6 і DA7). Діаграми напруги u_1 та u_2 на виходах ПФ1 та ПФ2 показані на рисунку 2.5 б, г. Напруги u_1 та u_2 подаються на схему зібрану на логічному елементі „і-не” (DD2.1). Напруга u на виході схеми створюється тільки при одночасній подачі напруг u_1 та u_2 .

Сигнал з детектора вимірюючої частоти подається на схему лічильника через конденсатор C12 і резистор R36 подається на вхід інвертора DD4.1, який працює в крутій лінійній ділянці своєї перемикаючої характеристики, як підсилювач вхідного сигналу. Робоча точка підсилювача забезпечується зворотнім зв'язком через резистор R38. Інвертори DD4.2 і DD4.3 разом з резистором R40 і вихідним опором підсилювача утворюють тригер Шмідта, формуючи вихідні сигнали з крутими фронтами. Через елемент DD5.3 сформований сигнал вхідної частоти подається на лічильник. Лічильник в свою чергу подає сигнал на перетворювач коду DD8 і потім символ відображається на індикаторі DD9 - ИЖКЦ1-1/18. Інші елементи блока забезпечують формування від'ємного вимірювального імпульсу протяжністю 1 с на вході „1” елементу DD5.3, забезпечуючи необхідний час рахунку і інтервалу індикації 2с. Задаючий генератор зібраний по стандартній схемі на мікросхемі DD3 і кварцовому генераторі Z1 на частоту 32768 Гц. Вихідні імпульси з частотою 1 Гц з виходу 15 мікросхеми DD3 через інвертор DD5.1 подаються на входи С тригерів DD6.1, DD6.2, забезпечуючи ділення частоти на 3. На виході елемента DD5.2 утворюються імпульси від'ємної полярності тривалістю 1 с з періодом повторення 3 с. Передні фронти диференціюються колом C14 R41, інвертуються елементом DD5.4 і в вигляді короткого імпульса додатньої полярності поступають на вхід скиду (обнулення) лічильника.

Повна принципова схема розробленої установки представлена на рисунку 2.13.

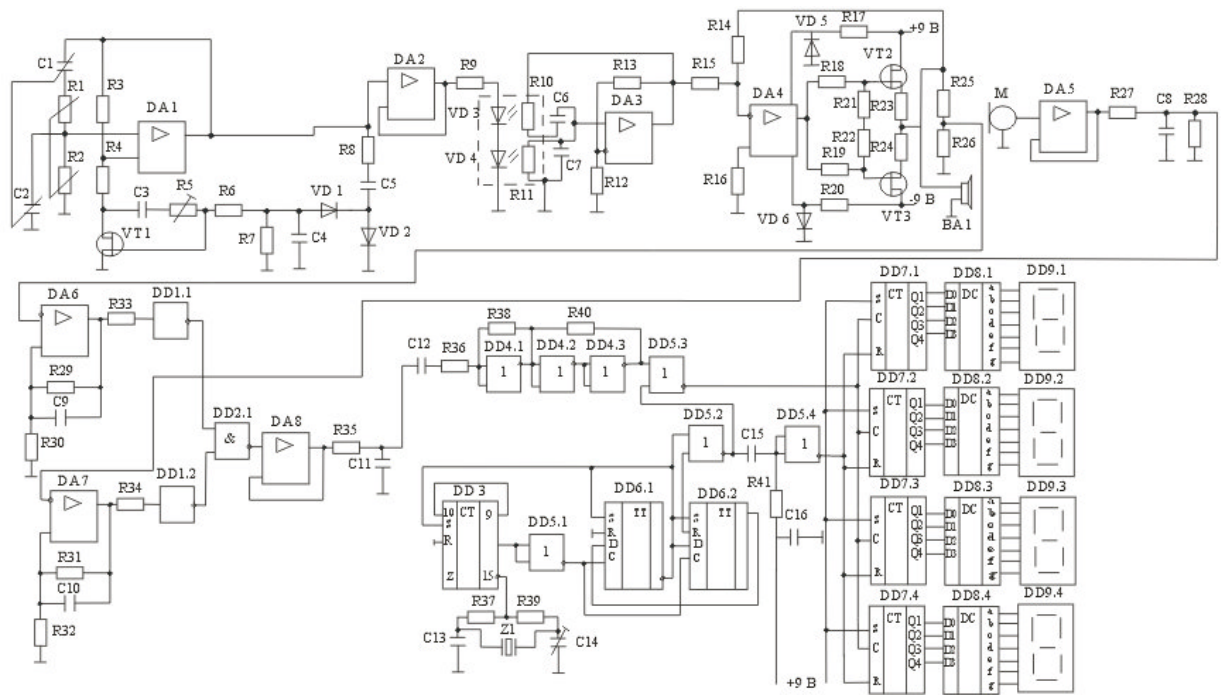


Рисунок 2.13 – Принципова схема пристрою

3 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

3.1 Опис схеми змодельованої в Micro-Cap 7

Генератор V1, створивши напругу пилкоподібної форми, подає сигнал на елементи X4 та X6, де вони підсилюються і сумуються в елементі X1, (рисунок 3.1). Сигнал, який подається на елемент X6, проходить через лінію затримки ΔT (елемент X7) рисунок 3.2. Діаграма даних сигналів показана на рисунку 3.6. Після цього даний сигнал через помножувач (елемент X18) поступає на фільтр низьких частот (елемент X24).

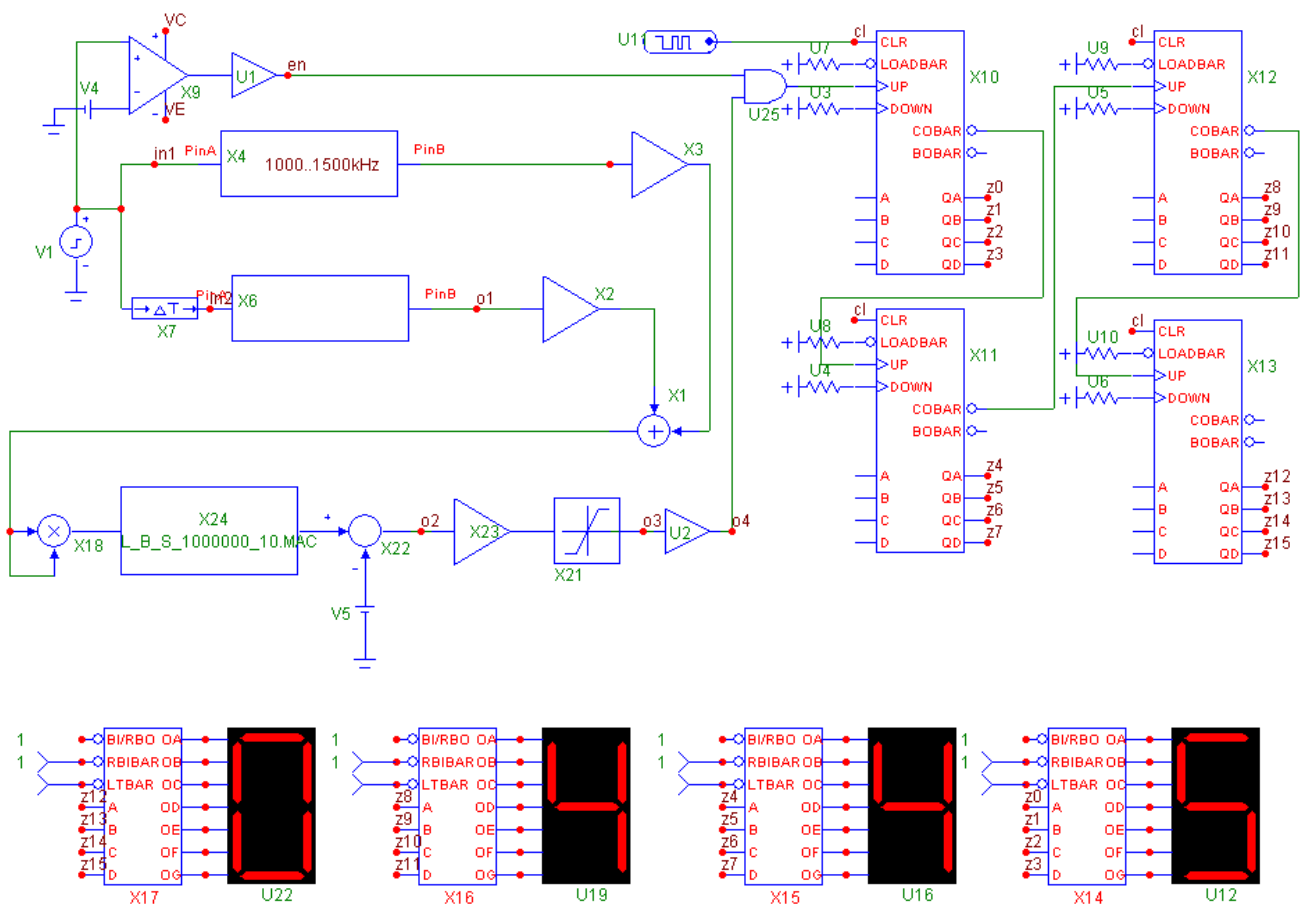


Рисунок 3.1 – Схема змодельована в програмі Micro-Cap 7

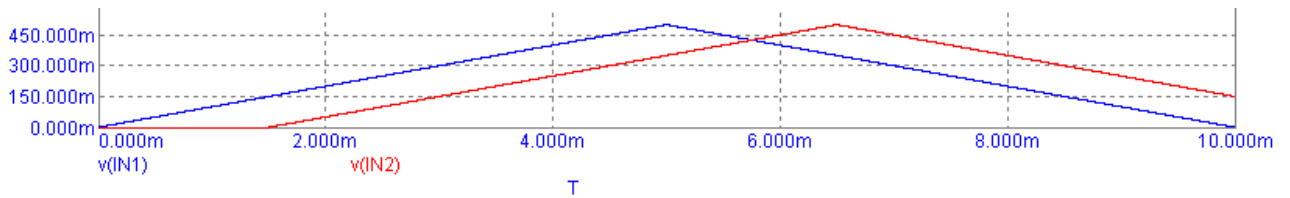


Рисунок 3.2 – Діаграма сигналів

Фільтр низьких частот виділяє потрібний сигнал (виділений сигнал), рисунок 3.3 , тобто напругу биття, яка утворилась в результаті накладання двох сигналів, які проходять через суматор (елемент X1) та помножувач (елемент X18).

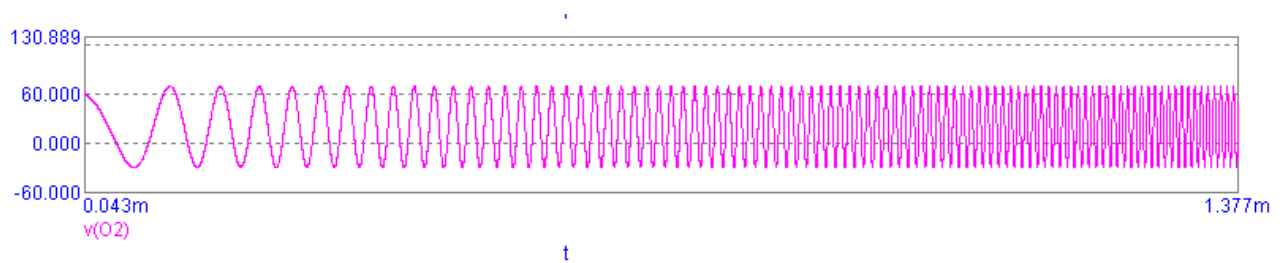


Рисунок 3.3 – Виділений сигнал

Після чого сигнал поступає на перетворювач аналогового сигналу в імпульсну напругу. Графік перетворення сигналу показаний на рисунку 3.4.

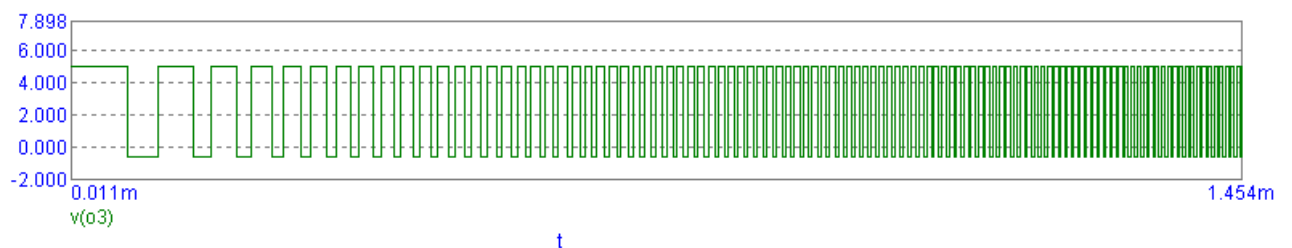


Рисунок 3.4 – Графік перетворення сигналу

Сигнал, який подається з генератора на ОП, служить для зупинки лічильника. Він зображений на рисунку 3.5. Порівняльна характеристика сигналів наведена на рисунку 3.6.

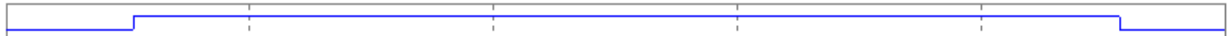


Рисунок 3.5 – Сигнал зупинки лічильника

Оскільки сигнал з операційного підсилювача і сигнал з фільтра низьких частот надходять на елемент „і”, то лічильник рахує лише в тому випадку коли на виході елемента „і” є рівень напруги „1”.

Вже оцифрований сигнал подається на лічильник, який відображає на індикаторах частоту імпульсів напруги.

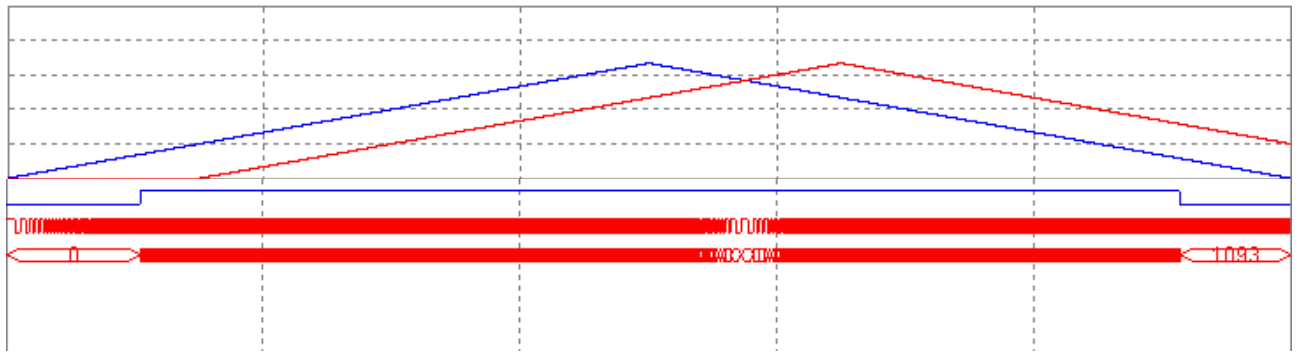


Рисунок 3.6 – Порівняльна характеристика сигналів

Отже лічильник рахує середню частоту биття за період модуляції, чого нам і треба було добитись згідно завдання.

4 БЕЗПЕКА ЖИТТЄДІЯЛЬНОСТІ, ОСНОВИ ОХОРОНИ ПРАЦІ

4.1 Значення охорони праці для забезпечення безпечних умов праці

Охорона праці – це складова частина безпеки життєдіяльності, що являє собою систему законодавчих актів та відповідні їм соціально-економічні, організаційні, технічні, санітарно-гігієнічні та лікувально-профілактичні заходи та засоби, що забезпечують збереження здоров'я та працездатності людини в процесі праці. Система охорони праці включає техніку безпеки, виробничу санітарію, пожежну безпеку, правові та організаційні аспекти охорони праці, а також розслідування виробничих нещасних випадків.

Складність завдань, що стоять перед охороною праці, вимагають використання досягнень і висновків багатьох наукових дисциплін, безпосередньо чи ні зв'язаних з задачами створення здорових та безпечних умов праці. В першу чергу це відноситься до соціально-правових наук, а також до досліджень в галузі наукової організації праці, технічної естетики, ергономіки, соціальної та інженерної психології. Так, як головним об'єктом охорони праці є, звичайно, людина в процесі праці, то при розробці вимог виробничої санітарії використовують результати досліджень ряду медичних та біологічних дисциплін. Питання охорони праці тісно пов'язані також з розробкою міроприємств по забезпеченню попередження пожежі вибухів [22].

Охорона праці покликана уберегти працівників від впливу небезпечних і шкідливих виробничих факторів, забезпечувати найбільш сприятливі умови праці, що сприяє підвищенню продуктивності праці.

Під виробничою небезпекою розуміють можливість несприятливого впливу на організм працівників в реальних умовах праці. Система організаційних заходів і технічних засобів, що забезпечують, відсутність небезпеки виробничого травматизму, названа технікою безпеки.

Ускладнення функціональної структури діяльності в зв'язку з

застосуванням електронно-обчислювальних систем, відеотерміналів пред'являє підвищені вимоги до працівників, робота яких пов'язана з комп'ютером.

4.2 Аналіз потенційних небезпек та шкідливостей виробничої сфери

В процесі праці людина вступає у взаємодію з предметами праці, засобами виробництва, іншими людьми. Крім того, на неї впливають параметри виробничої обстановки, в якій відбувається праця – температура, вологість і рух повітря, шум, вібрація, шкідливі речовини, різні випромінювання і т. п. Все це в сукупності характеризує певні умови, в яких відбувається праця людини. Від умов праці в великій степені залежать здоров'я та працездатність людини, її відношення до праці і результатів праці. При поганих умовах різко знижується продуктивність праці та створюються передумови для виникнення травм і професійних захворювань.

Якщо праця є умовою існування суспільства і людини (тобто однією з умов збереження і зміцнення суспільного та індивідуального здоров'я), то конкретні види праці, які здійснюються в певних умовах виробництва, можуть у деяких випадках негативно позначитися на стані здоров'я тих, хто працює.

Серед виробничих факторів прийнято розрізняти шкідливі фактори і небезпечні фактори. Небезпечним називається виробничий фактор, дія якого на працюючого в певних умовах призводить до травми чи раптового різкого погіршення здоров'я. Якщо ж виробничий фактор призводить до захворювання чи зниження працездатності, то його вважають шкідливим. В залежності від рівня і часу дії шкідливий виробничий фактор може стати небезпечним.

Розподіл робіт за категоріями проводиться органами охорони здоров'я на підставі гігієнічної класифікації умов праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу, а також за прийнятими категоріями оцінки умов праці.

До групи шкідливих виробничих факторів трудового процесу належать фізичні перевантаження (статичні, динамічні), нервово-психічні перевантаження (розумове перенапруження, перенапруження органів чуття, монотонність праці, емоційні перевантаження).

Трудовий процес здійснюється в певних умовах виробничого середовища. Це сукупність факторів фізичної, хімічної, біологічної природи, що діють на людину разом із соціально-економічними факторами в процесі її трудової діяльності. Виробниче середовище і фактори трудового процесу, які ще називають психофізіологічними факторами, становлять в сукупності умови праці.

До найважливіших шкідливих фізичних факторів відносяться: підвищена запиленість повітря робочої зони, мікроклімат виробничих приміщень, підвищений рівень інфрачервоної радіації, підвищений рівень ультрафіолетової радіації, підвищений рівень вібрації, шуму, інфра- та ультразвуку на робочому місці, підвищений чи знижений барометричний тиск, підвищений рівень іонізуючого і/чи електромагнітного випромінювання в робочій зоні, підвищена напруженість електричного і/чи магнітного полів, підвищений рівень статичної електрики, небезпечний рівень напруги в електричному колі, при замиканні якого струм може пройти через тіло людини, підвищена чи знижена іонізація повітря, фактори, які визначають умови роботи зору (відсутність чи брак природного світла, недостача чи великі перепади освітлення робочої зони, підвищена яскравість світла, пряма та відбита близькість, знижена контрастність, підвищена пульсація потоку світла).

Призводить до травм незадовільний стан виробничого середовища, зокрема недостатня освітленість робочого місця, наявність відблисків й значних перепадів у рівнях освітленості робочих та навколишніх предметів, значна запиленість повітря, через що забруднюються засклені поверхні стін та ліхтарів споруди, знижується природна освітленість. Дослідження показали, що на продуктивність праці великою мірою впливає освітленість робочих місць на виробництві, а також правильна організація робочого місця та правильно

підібраний колір стін і стелі виробничого приміщення. Наприклад, природне освітлення збільшує продуктивність праці до 10%. Однак при роботі з комп'ютерами пряме сонячне проміння викликає збільшення контрастності оточуючих предметів, що розсіює увагу і посилює втомлюваність організму.

Якщо виробничий шум перевищує допустимі рівні, то знижується продуктивність праці на 3-15% і навіть в деяких випадках до 20%, в залежності від його рівня, виду виконуваної роботи та інших факторів. Чим напруженіша праця, тим сильніший негативний вплив шуму на її продуктивність.

Для підвищення працездатності поряд з покращенням умов праці велике значення має встановлення раціональних, науково обгрунтованих режимів праці та відпочинку.

Таблиця 4.1 – Потенційно небезпечні виробничі фактори

Виробничий об'єкт	Небезпечний фактор (технологічна операція)	Діапазон	Фактичне значення	Нормативне значення
Акустичний вимірник	Магнітне поле	60кГ – 30МГц	$E_H=50В/М$	$E_H=30В/М$
	Електричний струм	$U=220В$, $I=2А$, $f=50Гц$	Можливість ураження електричним струмом	
ЕОМ	Видимий діапазон	320 – 400 нм 400 – 700 нм	$2,5 Вт/м^2$ $3 Вт/м^2$	$10.0 Вт/м^2$
	ІЧ випромінювання	700 нм – 1 мм	$5.0 Вт/м^2$	$100.0 Вт/м^2$
	Яскравість		$90 кД/м^2$	Не менше $35 кД/м^2$

4.3 Електромагнітне й іонізуюче випромінювання

Більшість вчених вважають, що як короткочасний, так і тривалий вплив усіх видів випромінювання від екрана монітора не небезпечно для здоров'я персоналу, що обслуговує комп'ютери. Однак вичерпних даних щодо безпеки

впливу випромінювання від моніторів на працюючих з комп'ютерами не існує і дослідження в цьому напрямку продовжуються [13].

Максимальний рівень рентгенівського випромінювання на робочому місці оператора комп'ютера звичайно не перевищує 10 мкбер/год, а інтенсивність ультрафіолетового й інфрачервоного випромінювань від екрана монітора лежить у межах 10...100 мВт/м².

Для зниження впливу цих видів випромінювання рекомендується застосовувати монітори зі зниженим рівнем випромінювання, встановлювати захисні екрани, а також дотримуватися регламентованих режимів праці і відпочинку.

4.4 Забезпечення нормальних умов праці

Забезпечення здорових і безпечних умов праці у виробничій сфері досягається при проектуванні за рахунок дотримання діючих нормативних документів, а для існуючих об'єктів – шляхом порівняння фактичних значень з нормативними і при виявленні відхилень розробкою та впровадженням заходів щодо створення умов праці згідно вимог нормативних документів.

При високій температурі повітря понижується увага, з'являється поспішливість і необачність; при низькій – зменшується рухомість кінцівок внаслідок інтенсивної тепловіддачі організму. Впливає на тепловіддачу організму і вологість повітря: нормально при температурі біля 18⁰ С вологість повинна знаходитися в межах від 35 до 70%. При меншій відносній вологості повітря рахується сухим, при більшій – з підвищеною вологістю. Це негативно впливає на організмі людини. Сухе повітря приводить до підвищеного випаровування і внаслідок цього з'являється сухість слизових оболонок і шкіри. Дуже вологе повітря, навпаки, послаблює випаровування.

При роботі з ЕОМ слід, наскільки можливо, зменшити засліпленість від

прямого та відбитого блищання, відмежуватися від постійної пульсації зображення, які посилюють загальну і зорову втоми. Необхідно забезпечити як кількісні, так і якісні параметри освітлення.

Рівні звукового тиску, рівні звуку і еквівалентні рівні звуку на робочих місцях повинні відповідати вимогам ГОСТ 12.1.003-83 „Шум. Загальні вимоги безпеки”. Рівні звуку у приміщеннях та у машинному залі – 65 дБА рекомендується забезпечити рівень шуму не більше 75 дБА.

Дані про характеристики метеорологічних умов у виробничих приміщеннях наводяться в таблиці 4.2.

Для створення та підтримання необхідних санітарно-гігієнічних умов виробничих приміщень застосовується опалення та вентиляція, характеристика яких наводиться в таблиці 4.3. Нормативна зорова робота передбачає створення на робочих місцях освітлення згідно санітарних норм і правил, значення наводяться в таблиці 4.4.

При недостатньому природньому освітленні використовують загальне освітлення – при якому в денний час використовується одночасно природне і штучне освітлення.

Таблиця 4.2 – Нормативні характеристики метеорологічних умов у виробничих приміщеннях

Виробниче приміщення	Категорія Робіт	Період року	Температура, °С	Відносна вологість, %	Швидкість руху повітря, м/с
Приміщення застосування приладу	Іа - легка	Теплий	23 – 25	40 – 60	0,1 (не більше 0,2)
		Холодний	22 – 24	40 – 60	0,1 (не більше 0,2)

Таблиця 4.3 – Характеристика системи вентиляції

Виробниче приміщення	Вид вентиляції	Вентиляційне обладнання	Кратність повітрообміну, 1/год
Приміщення застосування приладу	Механічна місцева	Кондиціонери повного кондиціювання повітря Samsung	2

Штучне освітлення застосовується для освітлення робочих поверхонь в темний період доби чи при недостатньому природньому освітленні. Створюється воно штучними джерелами світла (лампами).

Таблиця 4.4 – Характеристика штучної освітленості робочих місць

Виробниче приміщення	Освітленість, Лк				Тип світильників
	Загальна	Комбінована	Аварійна	Евакуаційна	
Приміщення застосування приладу	400	–	–	–	ЛПО з ЛБ-80

4.4.1 Заходи щодо збереження працездатності та профілактики загальних і зорових порушень

Рекомендації полягають в наступному [9]:

- у дисплейних класах температура повітря повинна становити 19-21°C, відносна вологість повітря 55-65%, швидкість руху повітря не більше 0,2 м/с, відповідно до вимог “Санітарних норм мікроклімату виробничих приміщень” №4088 - 86 для категорій робіт 1а - 1б;

- рівні звуку та еквівалентні рівні звуку у приміщеннях, де працюють математики-програмісти та оператори ЕОМ, які працюють з ЕОМ, не повинні перевищувати 50 дБА, а на робочих місцях у приміщеннях, де розташовані шумні агрегати обчислювальних машин, рекомендується забезпечити рівень шуму не більше 75 дБА.

Необхідне проведення комплексу заходів щодо боротьби зі статичною електрикою. Найбільш допустимим і простим способом є підтримання відносної вологості повітря на рівні 55-65%, що можна забезпечити з допомогою побутових зволожувачів, типу "ІОН". Підлоги в дисплейних класах мають бути застелені антистатичним лінолеумом. Програмістам та операторам можна рекомендувати носити одяг, особливо першого шару, з натуральних матеріалів. Всі полімерні покриття (чохли) ЕОМ слід складати у найбільш віддаленому від операторів місці приміщення.

Враховуючи специфіку зорової роботи з ВДТ, першочерговим завданням є забезпечення необхідних умов візуальної роботи користувачів ЕОМ за рахунок найкращого розподілу яскравостей у полі зору працюючого та максимально можливого зменшення засліпленості від прямого і відбитого блищання та відмежування від постійної пульсації зображення на ВТ та інших перешкод, які посилюють загальну та зорову втому. Необхідно забезпечити як кількісні, так і якісні параметри освітлення. Для цього слід перш за все правильно вибрати приміщення.

4.4.2 Вибір приміщення

При виборі приміщення для РМ і ВТ необхідно враховувати, що вікна можуть давати відблиски на екранах дисплеїв і викликати значну засліпленість у сидячих перед ними, особливо влітку та в сонячні дні.

Для розміщення РМ і ВТ найбільш придатні приміщення з однобічним розміщенням світлових отворів, які обов'язково мають бути обладнані сонцезахисними пристроями: шторами, жалюзі і т. д. Площа засклення не

повинна перевищувати 25% від площі стіни з вікнами. Для мінімізації засвічування від сонячних променів екранів ВТ вікна мають бути орієнтовані на північ (північний захід, північний схід).

Необхідно забезпечити відповідне оформлення інтер'єра, бо давати відблиски на екранах і сліпити працюючих можуть не тільки вікна, але й інші поверхні великої яскравості, у тому числі стеля, стіни, поверхні столів, шаф і навіть одяг персоналу. Тому все повинне мати невисокі коефіцієнти віддзеркалення. Світлий і особливо блискучий одяг працюючих вкрай небажані. Коефіцієнти віддзеркалення робочого стола, корпусу та клавіатури ВТ необхідно передбачити в межах 0,2 - 0,5, стелі – 0,6 - 0,7, стін – 0,2 - 0,5, підлоги – 0,1 - 0,2, шаф та стелажів – 0,25 - 0,35. Всі оздоблювальні матеріали приміщення повинні бути матовими.

4.4.3 Гігієнічні та світлотехнічні рекомендації

Система освітлення має бути загальною і загально локалізованою. Вибір типу світильника за світлорозподілом та способом розміщення світильників у приміщенні залежить від висоти приміщення, розташування РМ у приміщенні та від їх кількості.

РМ з ВТ слід розміщувати рядами, паралельними до стіни з вікнами, таким чином, щоб площина екрану ВТ була перпендикулярною площині вікон. Найбільш оптимальними є світильники навкісного світла. Це – дзеркальні світильники з параболо-циліндричними відбивачами. З відповідних вітчизняних світильників можна рекомендувати для освітлення люмінесцентні дволампові дзеркальні світильники з решіткою типу ЛПО-12-Кососвет, люмінесцентні дволампові дзеркальні світильники з решіткою типу ЛСП-12-Кососвет.

Світильники мають бути розташовані над проходами між рядами РМ суцільною лінією або з проміжками залежно від кількості світильників у лінії, необхідної для забезпечення на РМ нормованої освітленості.

Однією з умов профілактики функціональних професійних порушень, збереження здоров'я та працездатності програмістів є фізіологічно обґрунтована організація праці.

Для профілактики порушень та підтримання працездатності необхідно дотримувати регламентовані перерви для відпочинку. У період роботи за дисплеєм у режимі праці та відпочинку необхідно передбачити через кожні 40-45 хвилин трихвилинні та п'ятихвилинні перерви для відпочинку. Середня сумарна тривалість роботи з відеотерміналом за день не повинна перевищувати 4 годин, а за тиждень – 20 годин.

Сумарну тривалість роботи з відеотерміналом (4 години) краще розподілити на дві частини і працювати по 2 години у першу та другу половини робочого дня. При використанні захисних засобів час роботи з ВДТ може бути збільшеним.

У період виконання трудового процесу у програмістів значно знижена загальна м'язова активність при локальному напруженні кистей рук. Для зниження монотонності в роботі перерви для відпочинку необхідно супроводжувати гімнастичними вправами для підтримання загального м'язового тону, а також профілактики кістково-м'язових порушень у поперековому відділі хребта.

Для кистей рук необхідно робити спеціальні вправи. Раз на день рекомендується виконання комплексу вправ гімнастики для очей.

Рекомендації враховані при розробці вимог, які увійшли до “Санітарних норм та вимог при роботі з візуальними дисплейними терміналами”. Зараз вони знаходяться на затвердженні в Міністерстві охорони здоров'я.

Впровадження рекомендацій значно знизить скарги користувачів ЕОМ на втому і запобігатиме розвитку загальних і зорових порушень.

4.5 Розрахунок напруги дотику

Оскільки пристрій може використовуватись у приміщеннях і жититись безпосередньо від електромережі то виникає можливість ураження електричним струмом. Для запобігання таким випадкам рахуємо напругу дотику не струмопровідної частини пристрою, що опинилась під напругою.

$$u_{\partial} = \varphi_p + \varphi_n \quad (4.1)$$

де u_{∂} - напруга дотику;

φ_p - потенціал руки;

φ_n - потенціал ноги.

Потенціал руки φ_p чисельно дорівнює потенціалу корпусу або напрузі відносно землі u_z .

$$\varphi_p = u_z = \frac{I_z \cdot \rho}{2\pi \cdot x_z}$$

де I_z - струм замикання на землю;

ρ - питомий електричний опір ґрунту;

x_z - відстань від центру електроду.

По мірі віддалення від заземлювача напруга дотику зростає і стає рівною напрузі відносно землі, $\varphi_y = 0$.

$$u_{\partial} = u_z - 0$$

Якщо у виразі (6.1) підставити значення потенціалів, то отримаємо, що напруга дотику до заземленої не струмопровідної частини приладу визначається з такого виразу

$$u_{\partial} = \frac{I_z \cdot \rho}{2\pi \cdot x_z} \cdot \frac{x - x_z}{x} \quad (4.2)$$

де x - радіус заземлювача.

Зробимо пере позначення : $\alpha_1 = \frac{x - x_3}{x}$

Де α_1 - коефіцієнт напруги дотику, $\alpha_1 \leq 1$.

З виразу (4.2) можна обрахувати напругу дотику без врахувань електричних опорів в ланці. Повний опір ланки людини складає:

$$R_{ch} = R_h + R_{вз} + R_n = R_h / \alpha_2$$

Звідки

$$\alpha_2 = \frac{R_h}{R_{ch}} = \frac{R_h}{R_h + R_{вз} + R_n} \quad (4.3)$$

де R_h – опір людини, $R_h = 1000$ Ом;

$R_{вз}$ – опір взуття, $R_{вз} = 100000$ Ом;

R_n – опір підлоги, $R_n = 168 \cdot 10^4$ Ом.

Напруга дотику з врахуванням додаткових опорів визначається з такого виразу:

$$u_d = u_3 \cdot \alpha_1 \cdot \alpha_2 \quad (4.4)$$

напругу заземлення знаходимо за формулою:

$$u_3 = I_3 \cdot R_3 \quad (4.5)$$

де I_3 – сила струму однофазного замикання.

Сила струму однофазного замикання може бути розрахована за формулою:

$$I_3 = \frac{u_\phi}{\sqrt{3} \cdot (R_3 + R_p)},$$

де, R_3 – опір робочого заземлення нейтралі, $R_3 < 10$ Ом;

R_p – опір розтікання струму в місці замикання фазного дотику на землю, $R_p = 12$ Ом.

Підставляючи числові значення опорів у вираз для визначення сили струму однофазного замикання, отримаємо:

$$I_3 = \frac{220}{\sqrt{3}(10 + 12)} = 5,78 A.$$

Напруга заземлення згідно з рівнянням (4.5) буде

$$U_3 = 5,78 \cdot 10 = 57,8 \text{ В.}$$

Коефіцієнт, який враховує падіння напруги в додаткових опорах людини згідно з формулою (4.3)

$$\alpha_2 = \frac{1000}{1000 + 7,8 \cdot 10^4 + 100000} = 5,586 \cdot 10^{-3}$$

Напруга дотику з врахуванням додаткових опорів згідно виразу (4.4)

$$u_{\partial} = 57,8 \cdot 1 \cdot 5,586 \cdot 10^{-3} = 0,0557 \text{ В.}$$

Розглянемо другий, більш несприятливий випадок, коли додаткові опори дорівнюють нулю. В такому випадку $\alpha_2 = 1$, а напруга дотику без врахування додаткових опорів в ланці людини

$$u_{\partial} = 57,8 \cdot 1 \cdot 1 = 57,8 \text{ В}$$

З приведених вище розрахунків можна зробити висновок, що у другому випадку (коли додаткові опори людини відсутні) напруга дотику вища на декілька порядків і чисельно дорівнює напрузі відносно землі.

ВИСНОВКИ

В даній кваліфікаційній роботі було поставлене завдання спроектувати акустичний вимірювач переміщень механічних об'єктів. Даний пристрій працює в частотному діапазоні 15...30 кГц. Створена частота частотним модулятором та генератором високої частоти підсилюється підсилювачем потужності і буде випромінюється через динамік. Після відбиття частоти від об'єкту пристрій приймає її через мікрофон, після чого вона детектується на детекторі і утворена напруга биття підсилюється, потім подається на частотомір та індикатор.

Даний пристрій характеризується хорошими технічними показниками, відсутністю невизначених станів чи конфліктних ситуацій.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Бачаров Л. Н. Расчёт электронных устройств на транзисторах. – М.: Техника, 1989. - 463с.
2. Бирюков С. А. Цифровые устройства на МОП-интегральных микросхемах – М.: Техника, 1990.-176с.
3. Войшвилло Г.В. Усилительные устройства: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1983. – 264с.
4. Воробев Н. И. Проектирование электронных устройств. – М.: Высшая школа, 1989.
5. Гальперин М.В. Практическая схемотехника в промышленной автоматике. – М.: Высшая школа, 1987. – 320с.
6. Гершунский Б.С. Справочник по расчету электронных схем.- К.: Вища школа,1983.
7. Гурлев Д.С. Справочник по электронным приборам.- 6-е изд.,переработ. и допол.- К.: Техника, 1975.
8. Гринфилд Дж. Транзисторы и линейные ИС: Руководство по анализу и расчету: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1992. – 560с.
9. Денисенко Г. Ф. Охрана труда. – М.: Химия, 1983.
10. Зимодро А.Ф., Скибинский Г.Л. Основы автоматике. – Л.: Энергоатомиздат, 1994. – 160 с.
11. Лавриненко В. Ю. Справочник по полупроводниковым приборам. – М.: Техника, 1989. - 463с.
12. Михайлов Г.А. Периферийные измерительные устройства – К.: Наук. думка, 1991. – 224 с.
13. Павлов С. П., Губонка З. И. Охрана труда в приборостроении. – М.: Высшая школа, 1986.
14. Полищук Е.С. Измерительные преобразователи. – К.: Вища шк., 1991. – 296 с.

15. Почепа А. Путеводитель по расчетам. – М.:Связь, 1975. – 324 с.
16. Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы: Пер. с англ. –М.: Связь,1988 – 583с.
17. Сухов М.Є. та ін. Схемотехніка високоякісного звуковідтворення.– К.: Вища шк., 1992. – 127 с.
18. Титце У. Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. Пер. с англ.– М.:1982. – 512с.
19. Хоровиц П. Хилл У. Искусство схемотехники. - М.: Радио и связь, 1983.
20. Храмов А.В. Первинні вимірювальні перетворювачі вимірювальних приладів і автоматичних систем. – К.: Вища шк., 1998 – 522 с.
21. Шило В.Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. – М.: Радио и связь, 1979 – 368с.
22. Щербина Я. Я., Щербина И. Я. Основы противопожарной защиты. – М.: Вища школа, 1985.
23. Методичні вказівки до виконання кваліфікаційної роботи бакалавра спеціальності 151 «Автоматизація та комп'ютерноінтегровані технології»./ В.Б. Савків., Ю.Б. Капаціла, Р.І. Михайлишин//:- Тернопіль, Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, 2021, – 46с.