

Вінницький національний технічний університет

(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет Інформаційних електронних систем

(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра Інформаційних радіоелектронних технологій і систем

(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

до бакалаврської дипломної роботи на тему:

«ШИРОКОДИАПАЗОННИЙ ГЕНЕРАТОР З ЦИФРОВИМ УСТАНОВЛЕННЯМ ЧАСТОТИ СИГНАЛІВ»

Виконав: студент 4-го курсу, групи ТКР-196
спеціальності 172 – Телекомунікації та
радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Сухов Р.Б.

(прізвище та ініціали)

Керівник: к.т.н., доц., доцент каф. ІРТС

Савицький А. Ю.

(прізвище та ініціали)

« 15 » 06 2023 р.

Рецензент: к.т.н., доц., каф. ІКСТ

Стальченко О.В.

(прізвище та ініціали)

« 16 » 06 2023 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

« 16 » 06 2023 р.

Вінниця ВНТУ - 2023 рік

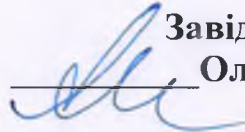
Вінницький національний технічний університет
Факультет Інформаційних електронних систем
Кафедра Інформаційних радіоелектронних технологій і систем
Рівень вищої освіти перший (бакалаврський)
Галузь знань – 17 Електроніка та телекомунікації
Спеціальність – 172 – Телекомунікації та радіотехніка
Освітньо-професійна програма – Радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІРТС

Олександр ОСАДЧУК

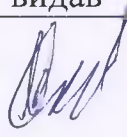



21.03.2023 року



ЗАВДАННЯ
НА БАКАЛАВРСЬКУ ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ
Сухову Ростиславу Борисовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи. «Широкодіапазонний генератор з цифровим установленням частоти сигналів»
керівник роботи Савицький Антон Юрійович, к.т.н., доц., доц., каф. ІРТС
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджені наказом вищого навчального закладу від “20”03 2023 року № 67
2. Строк подання студентом роботи 19 06 2023 року
3. Вихідні дані до роботи: : діапазон частот генерації високо стабільних низькочастотних гармонічних сигналів від 10 кГц до 10 МГц; цифрове керування, частотою та вибору форми опорного сигналу з використанням персонального комп'ютера; розрядність керуючих сигналів 14біт.; живлення від мережі 220 В; споживана потужність не більше 1,5 Вт; напруга живлення каскадів пристрою ($\pm 5\text{В}$; $+12\text{В}$; $+50\text{В}$).
4. Зміст текстової частини: Вступ. Розробка та розрахунок структурної схеми широкодіапазонного генератора. Розрахунок структурної схеми широкодіапазонного генератора з цифровим установленням частоти сигналів. Електричний розрахунок і моделювання каскадів пристрою. Охорона праці. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.
5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Структурна схема широкодіапазонного генератора. Схема електрична принципова широкодіапазонного генератора. Результати моделювання каскадів пристрою. Плата друкована широкодіапазонного генератора. Складальне креслення. Загальний вигляд конструкції широкодіапазонного генератора.

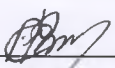

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	виконання прийняв
Основна частина	доцент кафедри ІРТС, доцент к.т.н. Савицький А.Ю.		
Охорона праці	професор кафедри БЖДПБ, професор, д.п.н., Дембіцька С.В.		

7. Дата видачі завдання 22.03. 2023 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів бакалаврської дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження теми БДР	14.02.2023-28.02.2023	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	01.03.2023-23.03.2023	
3.	Затвердження теми. Розробка завдання на БДР.	20.03.2023-31.03.2023	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	01.04.2023-06.05.2023	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки. Експериментальне дослідження.	07.05.2023-18.05.2023	
6.	Розробка графічної частини БДР	19.05.2023-22.05.2023	
7.	Охорона праці (ОП)	23.05.2023-28.05.2023	
8.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини.	29.05.2023-06.06.2023	
9.	Нормоконтроль	07.06.2023-09.06.2023	
10.	Попередній захист БДР, доопрацювання, рецензування БДР	10.06.2023-20.06.2023	
11.	Захист БДР ЕК	21.06.2023-22.06.2023	

Студент 
(підпис)Сухов Р. Б.Керівник роботи 
(підпис)Савицький А. Ю.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.397

Сухов Р.Б. Широкодіапазонний генератор з цифровим установленням частоти сигналів. Бакалаврська дипломна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2023. – 95 с. На українській мові. Бібліогр.: 25 . назв; Рис.: 33. Табл. 7.

В бакалаврській дипломній роботі розглянуто актуальне питання з проектування широкодіапазонного генератора з цифровим установленням частоти сигналів, який є універсальним інструментом для використання у практичній діяльності.

Вимоги до основних характеристик сучасної вимірювальної апаратури: споживаної потужності, ширини діапазону робочих частот, стабільності частоти, чистоти спектра вихідного коливання, похибок вимірювання і т.д. – надзвичайно високі і звичайно знаходяться в протиріччі.

Обґрунтовано вибір структурної схеми пристрою. Виконані електричні розрахунки основних вузлів пристрою. Проведено моделювання підсилювача потужності на ЕОМ. На сучасному етапі технічного розвитку багато що з імпоротної елементарної бази перестало бути дефіцитом. Тому пропонується широкодіапазонний високостабільний генератор на основі на основі мікросхеми MAX 038 призначеної для генерації сигналів різної форми, тому що вона потребує мінімальної, кількості навісних елементів.

Ключові слова: генератор, частота, напруга, опорний генератор, широкосмугового підсилювача.

ABSTRACT

Sukhov R.B. Broadband generator with digital setting of signal frequency. Bachelor thesis. – Vinnytsia: VNTU, 2023. – 95 p. In Ukrainian language. Bibliography: 25. names; Fig.: 33. Tables 7.

The bachelor thesis deals with the topical issue of designing a wide-band generator with digital frequency setting of signals, which is a universal tool for use in practical activities.

Requirements for the main characteristics of modern measuring equipment: power consumption, operating frequency range width, frequency stability, purity of the output oscillation spectrum, measurement errors, etc. - extremely high and usually in contradiction.

The choice of the structural diagram of the device is justified. Electrical calculations of the main components of the device have been performed. The simulation of the power amplifier was carried out on a computer. At the current stage of technical development, much of the imported elemental base is no longer in short supply. Therefore, a wide-range, highly stable generator based on the MAX 038 microcircuit designed for the generation of signals of various shapes is proposed, because it requires a minimum number of attached elements.

Key words: generator, frequency, voltage, reference generator, broadband amplifier.

ЗМІСТ

ВСТУП	7
1 РОЗРОБКА ТА РОЗРАХУНОК СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ	
ШИРОКОДІАПАЗОННОГО ГЕНЕРАТОРА	10
1.1 Вибір основних вузлів структури широкодіапазонного генератора	10
1.2 Вибір структури та методу синтезу частоти	11
1.3 Вибір та обґрунтування схеми опорного генератора.....	14
1.4 Вибір та обґрунтування схеми широкосмугового підсилювача	22
2 РОЗРАХУНОК СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ	
ШИРОКОДІАПАЗОННОГО ГЕНЕРАТОРА З ЦИФРОВИМ	
УСТАНОВЛЕННЯМ ЧАСТОТИ СИГНАЛІВ	
28	
2.1 Вибір схеми каскадів кінцевого підсилення	29
2.2 Визначення загального коефіцієнта підсилення потужності	36
2.3 Визначення кількості і типу транзисторів каскадів попереднього підсилення	36
2.4 Розрахунок відношення сигнал / шум	37
2.5 Розподіл частотних і нелінійних спотворень по каскадах.....	38
2.6 Структурна схема пристрою	39
3 ЕЛЕКТРИЧНИЙ РОЗРАХУНОК І МОДЕЛЮВАННЯ КАСКАДІВ	
ПРИСТРОЮ	
40	
3.1 Розрахунок електричних вузлів вихідного каскаду широко смугового підсилювача	40
3.2 Електричний розрахунок опорного генератора	53
3.3 Розрахунок регулятора температури	61
3.4 Комп'ютерне схемотехнічне моделювання підсилювача потужності	65
3.5 Висновки до розділу.....	69
4 ОХОРОНА ПРАЦІ	
70	
4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи	71
4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії	73

4.3 Пожежна безпека	79
ВИСНОВКИ	82
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	84
Додаток А (обов'язковий). Протокол перевірки навчальної (бакалаврської) дипломної роботи	87
Додаток Б (обов'язковий). Ілюстративний матеріал	89

ВСТУП

Актуальність.

В наш час на цифровому синтезу сигналів зосереджується все більше і більше уваги в радіотехніці, системах зв'язку, автоматичі, медико-біологічних системах та інших областях. Ця увага обумовлена в значній мірі такими істотними перевагами: висока точність, гнучкість, адаптивність та можливість реалізації складних алгоритмів синтезу

Аналіз останніх досліджень.

В силу вказаних вище факторів створення апаратури, що забезпечує формування високо стабільних гармонічних коливань та узгоджених з ними опорних імпульсних сигналів з можливістю точного підтримання та регулювання параметрів сигналів за допомогою ЕОМ, а саме фазового зсуву, являє собою значний інтерес для матеріалознавства, радіовимірювання, медичного устаткування.

Існує широка гама приладів, які генерують сигнали різної форми, тому в якості аналогу виберемо пристрій, який найбільше відповідає новій розробці, а саме синтезатор частоти Ч6-58, який представляє собою окремий прилад, генеруючий високостабільні по частоті електричні сигнали високої спектральної чистоти в широкому діапазоні частот від 50Гц до 50МГц і має технічні характеристики кращі ніж у такого ж класу синтезатор частоти Ч6-31.

Даний прилад складається з двох окремих блоків: блоку опорних частот (БОЧ) і блоку синтезу частот (БСЧ), має великі габарити: БОЧ – 490×135×475мм; БСЧ - 490×205×475мм і масу 65кг, що ускладнює його експлуатацію та налаштування. Крім того синтезатор частоти Ч6-58 не має можливості керування ним за допомогою ЕОМ, що є значним недоліком в наш час широкого використання комп'ютерної техніки.

У вимірювальних генераторів основні нормовані параметри, що характеризують їх метрологічні та експлуатаційні характеристики,

встановлені державними стандартами на конкретні типи генераторів. Зазвичай вказуються наступні параметри:

- виміряти форму сигналу генератора (синусоїду, імпульс або іншу);
- параметри сигналу цієї форми (частота повторення, амплітуда, тривалість і частота прямокутних імпульсів, тривалість переднього фронту і спаду, коефіцієнт нелінійних спотворень вихідного сигналу тощо);
- межі налаштування параметрів сигналу (діапазон частот, межі налаштування затухання, діапазон встановлення тривалості тощо);
- встановлення меж допустимої похибки параметрів сигналу (налаштування частоти, амплітуди, тривалості імпульсу тощо);
- Нестабільність параметрів сигналу протягом певного інтервалу часу (на що вказують певні зміни зовнішніх умов, напруги живлення та регулювання інших параметрів сигналу).

Промислові генератори мають перекриття від субнизьких до надвисоких діапазонів частот, але реалізація генератора зі значним коефіцієнтом перекриття (понад 10 000) в одному пристрої є досить складним завданням.

Метою роботи є розробка широкодіапазонного генератора з цифровим установленням частоти сигналів.

Об'єктом дослідження є фізичні процеси при перетворенні енергії джерела постійного живлення в енергію змінних в часі коливань з цифровим установленням частоти сигналів.

Предметом дослідження є параметри та характеристики широкодіапазонного генератора з цифровим установленням частоти сигналів.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити такі задачі:

- виконати аналіз існуючих методів побудови широкодіапазонного генератора з цифровим установленням частоти сигналів;
- розробити структурну та принципову електричну схеми широкодіапазонного генератора з цифровим установленням частоти сигналів;

- виконати комп'ютерне моделювання окремих каскадів широкодіапазонного генератора з цифровим установленням частоти сигналів;
- виконати розділ питань з охорони праці.
- виконати графічну частину бакалаврської дипломної роботи.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Бакалаврська дипломна робота виконана як частина прикладної держбюджетної тематики 32-Д-400 із назвою «Методи та пристрої формування й оброблення хаотичних сигналів, контролю доступу та позиціонування у робототехнічних та інфокомунікаційних системах" (№ держреєстру 0117U007139), на кафедрі радіотехніки інформаційних радіоелектронних технологій і систем ВНТУ у 2022-2023 р.р.

Новизною отриманих результатів є запропоноване нове схемне та конструктивне рішення широкодіапазонного генератора з цифровим установленням частоти сигналів.

1 РОЗРОБКА ТА РОЗРАХУНОК СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ШИРОКОДІАПАЗОННОГО ГЕНЕРАТОРА

1.1 Вибір основних вузлів структури широкодіапазонного генератора

Вимоги до основних характеристик сучасної вимірювальної техніки: споживана потужність, ширина діапазону робочих частот, стабільність частоти, чистота вихідного спектру коливань, похибка вимірювання та ін. - надзвичайно жорсткі та часто суперечливі.

Побудова генераторних блоків з прецизійною стабільністю частоти і фази, чистим спектром генерованих коливань і швидкою перестройкою в широкому діапазоні неперервної шкали робочих частот представляє великі технічні труднощі, так як ці вимоги суперечливі. Тому в якості основного вузла генераторного блока використаємо синтезатор частоти, котрий представляє собою пристрій генеруючий коливання дискретної шкали частот, синтезованої з коливань лише декількох або в нашому випадку одного еталонного автогенератора з прецизійною стабільністю частоти $f_{\text{еталонна}}$. В якості еталонного найчастіше використовується кварцовий генератор з довготривалою нестабільністю $\Delta f_{\text{ет.}}/f_{\text{ет.}} < 10^{-5} \dots 10^{-7}$. В найбільш відповідальних випадках роль еталонних генераторів грають квантові стандарти частоти, нестабільність котрих $\Delta f_{\text{ет.}}/f_{\text{ет.}}$ не гірше $10^{-10} \dots 10^{-13}$, але в нашому випадку застосування квантових стандартів частоти недоцільно із – за їх високої складності побудови і значної вартості. Тому в даному генераторному блоці застосуємо в якості еталонного кварцовий генератор з термостатуванням, який здатний забезпечити довготривалу нестабільність частоти вихідного коливання $\Delta f_{\text{ет.}}/f_{\text{ет.}} < 10^{-7} \dots 10^{-8}$.

Так як амплітуда гармонійного сигналу на виході синтезаторів частоти найчастіше має значення в межах $\pm 0,5 \dots 1\text{В}$, а деякі піддослідні чотирьохполюсники мають значне затухання в них гармонійного сигналу. На виході генераторного блока потрібно застосувати широкосмуговий

підсилювач піднімаючий рівень вихідного сигналу приблизно до 10В, чого цілком достатньо для отримання на виході досліджуваного чотирьохполюсника рівня сигналу який здатний відчувти вимірювальний блок і зробити його подальшу обробку. Керування даного вимірювального блоку буде проводитись за допомогою паралельного двійкового коду. Розрядність керуючого сигналу становить 14 біт. Тому потрібно розробити перетворювач послідовного двійкового коду LPT порту в паралельний двійковий керуючий код.

Отже генераторний блок буде складатись з чотирьох основних вузлів:

- синтезатора частоти;
- опорного термостатованого генератора гармонійних сигналів;
- широкосмугового підсилювача;
- пристрою узгодження виходу комп'ютера з входом генераторного блока.

1.2 Вибір структури та методу синтезу частоти

Синтезатор частоти – радіотехнічний пристрій, що формує гармонічні коливання з заданими дискретними частотами за допомогою одного або кількох опорних генераторів (ОГ). СнЧ працюють в діапазоні частот від часток герца до десятків гігагерців. Вони широко використовуються у збуджувачах радіопередавальних пристроїв як гетеродини радіоприймачів, вимірювальних пристроях, приладах для фізичних досліджень. ОГ є кварцовим АГ, в якому для підвищення стабільності частоти часто застосовують системи термостатування. Іноді, при особливо високих вимогах до стабільності частоти, роль ОГ відіграє квантовий стандарт частоти. В окремих випадках ОГ синхронізують сигналами від спеціального радіоприймального пристрою, який приймає одну з високо стабільних частот від передавача служби точного часу та еталонних частот. Сучасні синтезатори частот, що працюють в діапазоні ВЧ частот, формують велику кількість дискретних частот з кроком сітки 100Гц і менше при відносній

нестабільності 10^{-7} - 10^{-8} з рівнем вихідної напруги 0,5 – 1В на навантаженні 50-75Ом. В останніх розробках у синтезаторах частот використовують вмонтовані ЕОМ для автоматичного контролю та керування частотою.

Цифрові синтезатори частоти порівняно з іншими синтезаторами мають перевагу за габаритними розмірами, надійністю, технологічністю та економічністю. Звичайно цифрові синтезатори частоти реалізують по методу непрямого синтезу, використовуючи систему ФАПЧ яка дозволяє зменшити рівень побічних складових в спектрі вихідного сигналу.

Тому в якості синтезатора частоти для розробляемого генераторного блока використаємо цифровий синтезатор частоти приведений.

Синтезатор частот має цифрове програмування і можливість генерування високочастотних сигналів синусоїдальної, і в разі потреби трикутної і прямокутної форми. Він побудований на базі всього п'яти мікросхем, включаючи МАХ038. Дискретність формування частоти складає 1кГц. Діапазон частот, які видає синтезатор лежить в межах від 10 кГц до 16,383 МГц.

Дискретність формування частоти складає 1 кГц. Значення вихідної частоти чотирнадцяти ручними перемикачами або безпосередньо за допомогою ЕОМ в двійковому коді. Розімкнений перемикач представляє логічну "1". Для прикладу покажемо розташування перемикачів для отримання значення частоти 261 кГц.

Розімкнувши перемикачі S0, S2, S8 отримаємо значення вихідної частоти:

$$F = 1 + 4 + 256 = 261 \text{ (кГц)}.$$

Тобто складання частот відбувається за таким законом:

$$S_0 = 2^0; S_1 = 2^1; S_2 = 2^2, \dots, S_8 = 2^8, \dots$$

Принцип роботи синтезатора побудований слідчим чином: паралельний цифровий код, який містить 14 біт, формується перемикачами, або за допомогою узгоджуючого пристрою в ЕОМ програмно, поступає на ЦАП, в

ролі якого використана мікросхема MX 7541(D2) і подільник частоти, в якості якого використовується мікросхема фірми MOTOROLA MC 145151 (D1). Подільник частоти мікросхема (D1) містить високошвидкісний фазовий детектор, який забезпечує фазову підстройку частоти генератора MAX 038 (D5), який керується напругою та підсилювач формувач до входу якого підключається зовнішній термостатований генератор зразкової частоти з високою відносною нестабільністю частоти не гірше 10^{-7} . Вихід генератора підключають до виводу 27 через розділювальний конденсатор ємністю 1000...10000пФ. Разом з цим можливе підключення кварцового резонатора до виводів 27 і 26 (з відповідними навісними конденсаторами), тоді підсилювач формувач тракту зразкової частоти стає зразковим генератором. Слід зауважити, мікросхема MAX 038 має внутрішній фазовий детектор, але смуга пропускання цього детектора обмежена його власним фільтром, тому в широкосмугових схемах необхідно застосовувати зовнішній фазочастотний детектор, або детектор який виконаний на дискретних логічних елементах. Цифро аналоговий перетворювач (ЦАП) та операційні підсилювачі MAX 412 (D4) формують струмовий керуючий сигнал в діапазоні 2...750мкА, що повністю забезпечує грубу настройку вихідної частоти генератора, але досить точну для захвату системою ФПЧ.

Коло яке складається з подільника частоти, фазового детектора та опорного генератора, підключено до виходу SYNC, формує сигнали пропорційні різниці фаз (виходи PDV і PDR мікросхеми D1). В мікросхемі MAX427 (D3) відбувається фільтрація та перетворення цього сигналу в однополярний, який далі надходить на вхід точної підстройки частоти FADJ мікросхеми MAX 038(D5).

Таким чином значення частоти вихідного сигналу встановлюється у відповідності до положення перемикачів S0.. S13.

Фільтр нижніх частот (ФНЧ) на виході синтезатора, який має частоту зрізу 50 МГц та активний опір 50 Ом, пропускає коливання синусоїдальної,

трикутної та прямокутної форми в смузі 16МГц та подавляє високочастотні завади, які є продуктом роботи пристрою а саме подільника частоти.

Форма вихідного сигналу реалізується за допомогою перемикачів А0, А1 мікросхеми MAX038 (D5), в залежності від двійкового коду який знаходиться на її входах.

1.3 Вибір та обґрунтування схеми опорного генератора

Для впевненої роботи пристрою, що розроблюється та при виникненні в процесі його експлуатації обставин ,які призведуть до переналаштування його параметрів необхідно забезпечити джерело високо стабільних коливань, в ролі якого ми обираємо автогенератор (АГ) з кварцовою стабілізацією частоти. Існує можливість використання кварцу , але при зміні діапазону частот в невеликому діапазоні на яких працює прилад виникає необхідність заміни кварцового резонатора (КР) та налагодження його параметрів, що як відомо складний процес, який вимагає додаткових коштів, спеціалістів та часу. Тому зосереджуємо увагу на автогенераторі, який за умови виникнення вище перелічених умов дає можливість швидко і за короткий час забезпечити зміни частоти джерела високо стабільних коливань.

Існує велика кількість схем побудови АГ з кварцовою стабілізацією. В залежності від функції кварцового резонатора і характеру його повного опору на частоти коливань, які він генерує схеми кварцових АГ класифікуються по трьом групам: осциляторні, фільтрові та з затягуванням.

В осциляторних схемах КР разом з підстроювальним елементом має індуктивну провідність. Частота, яка генерується при цьому розташована в середині резонансного інтервалу $f_1 \dots f_0$ рисунок 1.1, якщо підстроювальним елементом служить ємність, і може виходити за межі цього інтервалу ($f_1 < f_0$), якщо до резонатора підключається індуктивність.

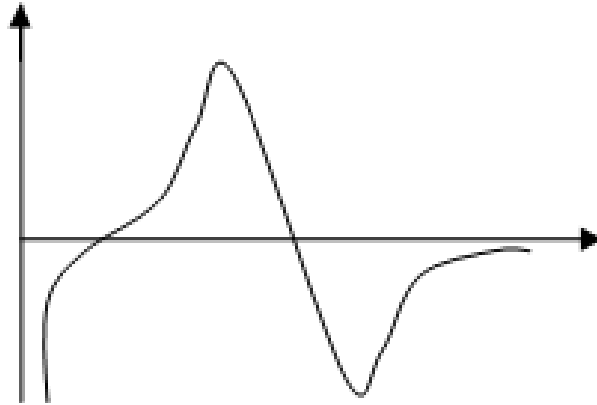


Рисунок 1.1 – Форма генерованих коливань напруги

До груп осциляторних схем відносяться трьохточечні схеми, де замість індуктивного кола контуру включається КР. Причому на практиці більше всього використовують схему КГ з включенням кварцового резонатора між базою і колектором транзистора рисунок 1.2., так як вона проста по виконанню і має порівняно малий рівень збудження резонатора і високу стабільність частоти. Вплив зміни реактивних параметрів транзистора, які залежать від температури, напруги живлення, часу послаблюється з збільшенням ємностей $C1$ і $C2$.

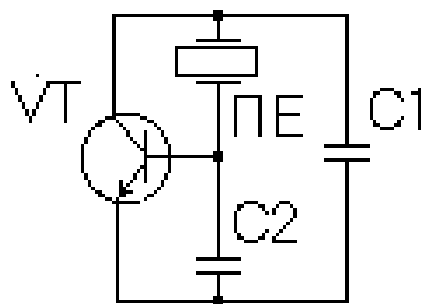


Рисунок 1.2 – Схема КГ з включенням КР між базою і колектором

Тобто з наближенням робочої частоти автогенератора до f_1 . Але надмірне збільшення $C1$ і $C2$ призводить до зриву коливань внаслідок

зниження керуючого опору

$$R_y = X_{c1} \cdot X_{c2} / [(1 - \tau \cdot v)^2 + \tau^2], \quad (1.1)$$

де

$$\tau = 2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot C_0 \cdot R_1, \quad (1.2)$$

$$v = 2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot L_1 (f/f_1 - f_1/f) / R_1 . \quad (1.3)$$

З іншої сторони з збільшенням ємностей C_1 і C_2 зростає потужність, яка розсіюється на резонаторі, що призведе до зростання нестабільності частоти послідовного резонансу f_1 . Крім того, збільшення ємностей C_1 і C_2 призведе до нестабільності частоти, в результаті зміну результуючої добротності резонатора, а це вже вимагає збільшення крутизни активного елемента (транзистора), що пов'язано з збільшенням струму, що споживається.

Таким чином, при малих і при великих значеннях ємностей C_1 і C_2 нестабільність частоти зростає. Тому на практиці рекомендується обирати C_1 і C_2 так, щоб, по-перше, частота генерації відставала від f_1 не більше ніж на чверть резонансного проміжку $f_1 \dots f_0$ і, по-друге, виконувалась нерівність:

$$1 / (5 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot R_1) - C_0 \geq C_1 \cdot C_2 / (C_1 + C_2) \geq 3 \cdot C_0 \quad (1.4)$$

котра використовується для оцінки придатності вибраного резонатора на початковій стадії проектування КГ. Ємності C_1 і C_2 в схемі рис.1 включають всі паразитні ємності схеми, а саме міжелектродні ємності транзистора та ємності монтажу.

Відношення ємностей C_1/C_2 впливає на рівень збудження резонатора, режимну стабільність частоти та коефіцієнт регенерації.

В літературі нема однозначних рекомендацій щодо вибору відношення C_1/C_2 – різні дослідники рекомендують дуже різні значення : від 0.2 до 1.0. Частіше всього ємності C_1 і C_2 обирають приблизно рівними, а щоб

запобігти великій розбіжності типів КР, збільшити можливість їх заміни (кварцових резонаторів), а також збільшити можливість уніфікації радіовимірів при виробництві резонаторів, значення результуючої (навантажувальної) ємності

$$C_n = C_1 \cdot C_2 / (C_1 + C_2) \quad (1.5)$$

слід обирати близькими до однієї з величин стандартного ряду: 20, 30, 45, 70, 100, 150, 200, 300, 450, 700, 1000 пФ, використовуючи тим менше значення ємності, чим більша частота генератора. Схема генератора, яка розглядається представлена на рис.2.5 і застосовується в діапазоні частот від 1 до 25 МГц.

В фільтрових схемах резонатор відіграє роль вузькосмугового фільтра і під'єднаний до кола, яке з'єднує один з електродів транзистора з коливним контуром, який настроєний в резонанс на частоту, як правило, близьку до частоти мінімального опору КР, яка розташована поряд частоти послідовного резонансу f_1 кварцевого резонатора. На рис.1.3 представлена фільтрова двотранзисторна схема АГ, яку часто називають схемою Баталера, з кварцовим резонатором в колі зворотного зв'язку ЗЗ між емітерами транзисторів (транзистор VT2 ввімкнений по схемі з СБ, VT1 – спільний колектор).

В схемі з затягуванням КР рис.1.4. входить в коливальну систему АГ як вторинний контур, зв'язаний з основним контуром АГ, який забезпечує виконання умов самозбудження. Схеми з затягуванням використовують рідко, із за протиріч між умовами найменшої нестабільності частоти і стійкості генерації.

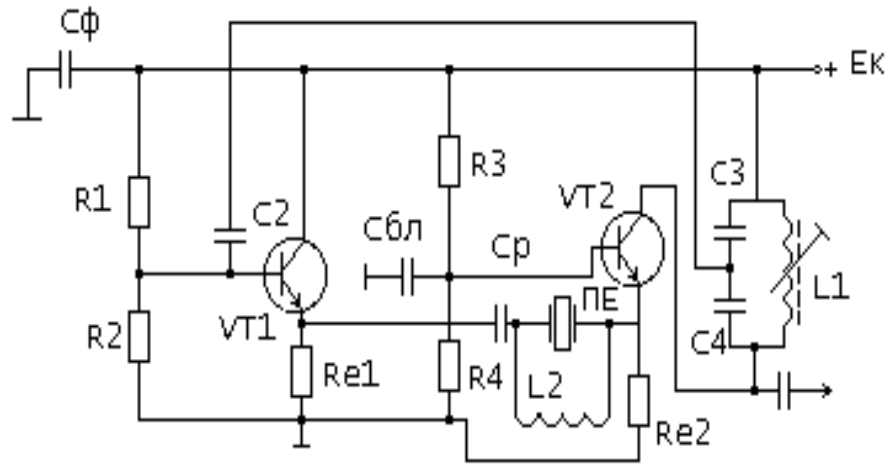


Рисунок 1.3 – Фільтрова схема АГ(схема Батлера)

Діапазон частот КР, які працюють на основній частоті, обмежений зверху частотою приблизно 20 МГц, що пов'язано з зменшенням розмірів

кварцових п'єзоелементів з ростом частоти. Застосування помноження частоти ускладнює апаратуру, погіршує спектральну чистоту вихідних коливань, призводить збільшенню габаритних розмірів та енергоспоживання. Отримання частот вище 20..30 МГц без помноження можливо в КГ, які збуджуються на механічних гармоніках. Досвід показує, що при рівних умовах нестабільність генерованої частоти осциляторних схем на транзисторах більше, ніж нестабільність частоти більш складних фільтрових схем. В осциляторних схемах можливість збудження на високих гармоніках обмежена шкідливим впливом статичної ємності C_0 резонатора, а також міжелектродних та монтажних ємностей, які шунтують КР.

Шунтуючий вплив статичної ємності C_0 можна ліквідувати двома шляхами:

- 1) нейтралізація ємності C_0 , коли кварц поміщують в одно з плечей збалансованого моста $C_0 C_H X_1 X_2$, при чому плечі X_1, X_2 можуть бути як індуктивними так і ємкісними (рис. 1.4,а). Звичайно обирають $C_H = (0,7 \dots 1,3)C_0$;
- 2) компенсацією ємності C_0 , коли паралельно кварцовому резонатору КР

підключають індуктивність, яка утворює разом з ємністю C_0 паралельний контур, налаштований на використовувану гармоніку.

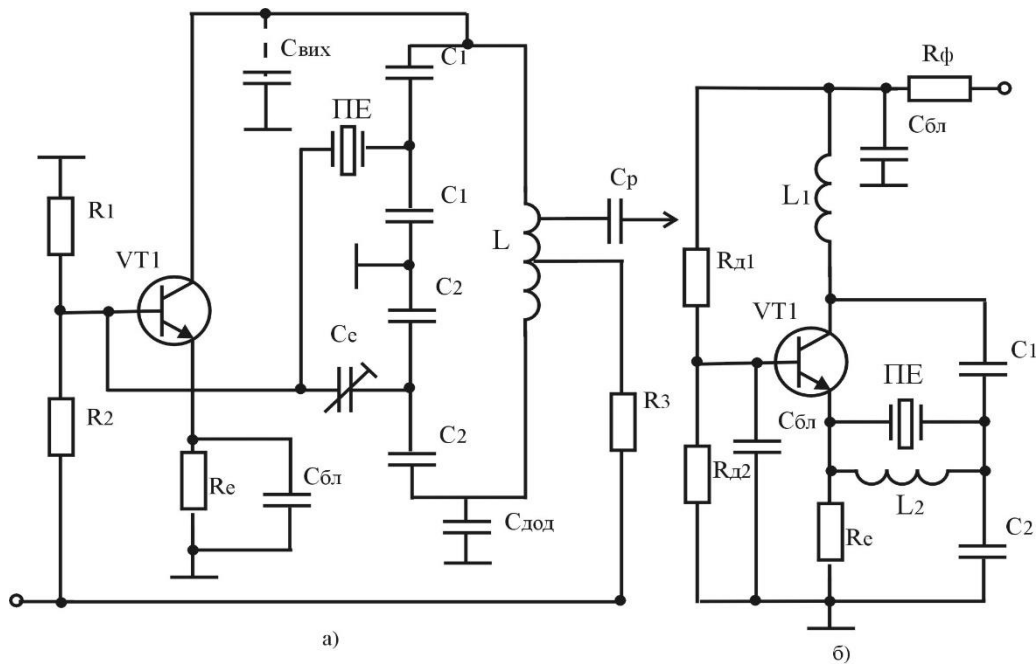


Рисунок 1.4 – Схеми кварцових генераторів з затягуванням

В осциляторних схемах КГ нейтралізація ємності C_0 проблематична: практично, осциляторні схеми з збудженням на гармоніках застосовують до частот до 100МГц. Понизити вимоги до активності КР на механічних гармоніках можна при використанні фільтрових схем КГ. Так як при збільшенні частоти і номера гармоніки активність КР зменшується із за збільшення його еквівалентного опору і збільшення впливу статичної ємності C_0 .

На кінцевий вибір схеми автогенератора рішучий вплив може здійснити вимоги до стабільності частоти, в одних випадках вимоги пред'являються до короточасної нестабільності, а в інших до довготривалої нестабільності, а в нашому випадку до обох одночасно.

Основні шляхи зменшення короточасної нестабільності частоти:

- збільшення потужності на КР; застосування високо добротних КР; побудова схеми генератора з таким розрахунком, щоб вона як можна менше шунтувала КР;
- Використання в каскадах ВЗЗ для зменшення впливу шумів транзисторів;
- Застосування на виході КГ фільтрів.

Аналізуючи результати дослідних порівнянь по спектру шумів приходимо до висновку, що на низьких частотах (1, 5, 10 МГц) ємнісна трьохточка, осциляторна схема КГ має коло несучої частоти меншу спектральну щільність шумів, ніж фільтрові схеми. При великих розстройках від несучої меншу спектральну щільність шумів мають фільтрові схеми КГ, а саме з кварцом в колі емітера.

Отже, так як робоча частота потрібного нам кварцового генератора лежить в діапазоні частот 1.. 15 МГц використовуємо схему ємнісної трьох точки рисунок 1.4,а., так як вона найбільш проста і дозволяє отримати досить високу стабільність частоти в даному діапазоні частот.

Для підвищення стабільності частоти кварцових генераторів, працюючих в широкому діапазоні температур оточуючого середовища, використовують пристрої термостатування. Вони призначені для автоматичного підтримання температури об'єкта термостатування з допустимою похибкою при зміні температури оточуючого середовища і умов експлуатації.

По принципу використання теплового потоку пристрої термостатування ділять на пристрої, побудовані на основі регулювання з притоком тільки тепла (або тільки холоду) – нереверсивні і пристрої з притоком і тепла і холоду – реверсивні. Для перших пристроїв температура термостатуємого об'єкта повинна бути вище (або нижче) діапазону температур оточуючого середовища, для других вона лежить в середині цього діапазону.

Найбільше використання в техніці кварцової стабілізації частоти отримали пристрої термостатування з притоком тільки тепла (рисунок 1.5),

які мають в порівнянні з іншими менше споживання енергії та менші габаритні розміри, а також відрізняються більш високою надійністю і точністю роботи.

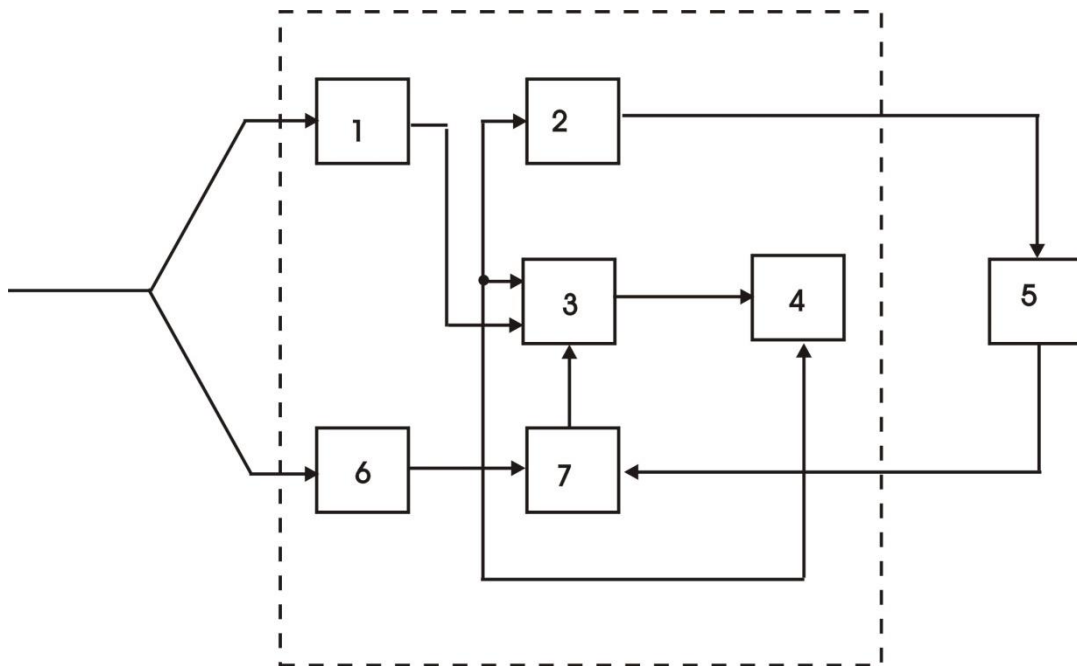


Рисунок 1.5 – Структурна схема термостатуючого пристрою з притоком тепла

Вони представляють собою замкнуту систему автоматичного регулювання температури об'єкта термостатування, розміщеного в камері термостата – пристрою, поєднуючого в єдиній конструкції складові частини, приведені на рисунку 1.5: теплоізоляційний кожух 1, камеру 3, нагрівач 7, давач температури 2, об'єкт термостатування 4, регулятор 5.

Узагальнена теплова модель термостата зображена на рисунку 1.6. Давач температури 5 контролює поточне значення температури камери 4 термостата. Регулятор перетворює відхилення температури від заданого значення в електричний сигнал і підсилює його по потужності, створюючи керуючий сигнал. З допомогою нагрівача 3 отримують керуючий тепловий потік, компенсуючий зміну теплових втрат камери і об'єкта термостатування 6 при зміні температури оточуючого середовища і підтримуючий

температуру об'єкта з заданою точністю. Теплоізолюючий кожух 2 дозволяє забезпечити зменшення тепловтрат і підвищення точності термостатування об'єкта.

Камера термостата робиться з мідної або алюмінієвої трубки потрібного діаметр і довжини. Підігрівач у вигляді високоомного ізольованого проводу намотується зовні. Поверх усього наноситься шар термофзоляції. Такий пристрій підтримує стабільність температури з точністю біля одного градуса.

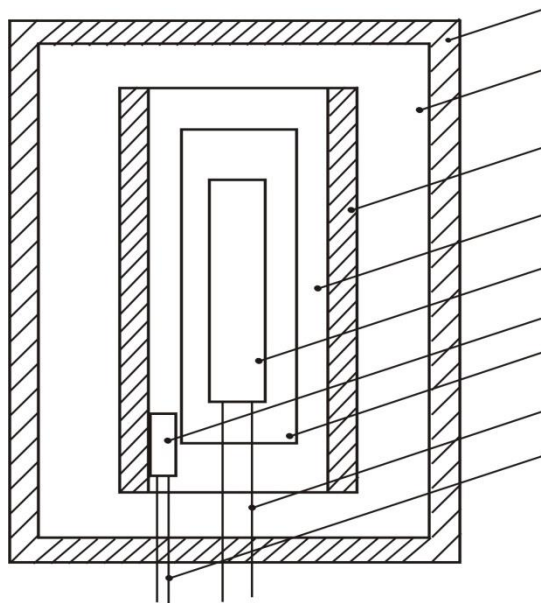


Рисунок 1.6 – Теплова модель термостата:

- 1 – корпус; 2 – теплоізоляційний кожух; 3 – нагрівач;
- 4 – камера термостата; 5 – температурний давач;
- 6 – термостатуємий об'єкт; 7 – прослойка;
- 8 – вивід об'єкта; 9 – вивід давача.

1.4 Вибір та обґрунтування схеми широкосмугового підсилювача

Широкосмугові підсилювачі відрізняються від підсилювачів звуку рядом специфічних функцій. Оскільки в широкосмугових підсилювачах необхідно підсилувати електричні сигнали в дуже широкому діапазоні частот - від одиниць або десятків герц до багатьох мегагерц, в них

використовуються каскади резисторів (з оптимальними частотними, фазовими і перехідними характеристиками), доповнені спеціальними схемами корекції, що розширюються. смуга підсилених частот. Широкопasmові каскади з корекцією використовують для підсилення як гармонічних. так і імпульсних сигналів; для широкопasmового підсилення використовують високочастотні транзистори, маючі високу граничну частоту. Транзистори в широкопasmових каскадах звичайно вмикають з загальним емітером (або загальним витокom).

Метою корекції АЧХ широкопasmового каскаду підсилення в області високих частот є збільшення площі його підсилення. Розглянемо різноманітні види корекції частотної і фазової характеристики в області верхніх частот.

Найбільш використаною схемою високочастотної корекції для широкопasmових резистивних каскадів. Це дозволяє розширити смугу пропускання каскаду чи мати підйом частотної характеристики в області верхніх частот, є схема паралельної високочастотної корекції індуктивністю, котру в відповідності з усталеною термінологією будемо називати схемою простої ВЧ корекції. На рисунку 1.7 приведена схема транзисторного каскаду з простою ВЧ корекцією; вона полягає у введенні індуктивності певного значення послідовно з резистором колекторного навантаження.

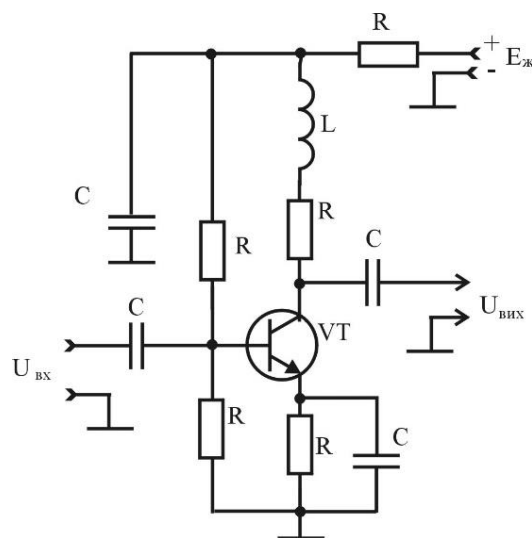


Рисунок 1.7 - Схема транзисторного каскаду з простою ВЧ корекцією

Як видно з еквівалентної схеми каскаду для верхніх частот, зображеної на рис.1.8, коректуюча індуктивність створює паралельний коливальний контур з ємністю C_0 , що навантажує каскад.

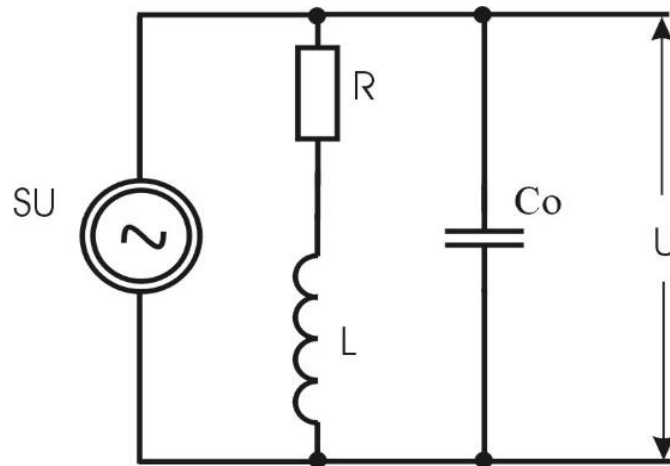


Рисунок 1.8 – Еквівалентна схема каскаду з простою ВЧ корекцією

В результаті повний опір навантаження вихідного кола підсилювального елемента в області верхніх частот зростає, а відповідно, розширюється смуга пропускання каскада і покращується його частотна характеристика на цих частотах, а також зменшується час встановлення імпульсних сигналів.

Котушка L тут вибирається настільки малої індуктивності, що її вплив відчутний тільки на верхніх частотах. На нижніх і середніх частотах розглядаєма схема має тіж властивості, що і звичайний резистивний каскад.

Коректуючу індуктивність можна включити і послідовно з навантаженням або з вхідним колом наступного підсилювального елемента; в цьому випадку отримаємо так звану схему послідовної високочастотної корекції індуктивністю. Але ця схема не має переваг в порівнянні з розглянутою раніше схемою паралельної простої ВЧ корекції індуктивністю; крім того, вона має менш стабільні в експлуатаційних умовах характеристики і в каскадах широкосмугового підсилення розглядається рідко.

В тих випадках, коли виграш в підсиленні, що дається простою ВЧ корекцією, виявляється недостатнім і каскад дає дуже мале підсилення або підсилювальний елемент для каскаду приходиться брати дуже потужний, використовують складні схеми ВЧ корекції. Найпоширенішою схемою цього типу є схема корекції високочастотної індуктивності шунтів або більш відома як комплексна схема корекції високої частоти.

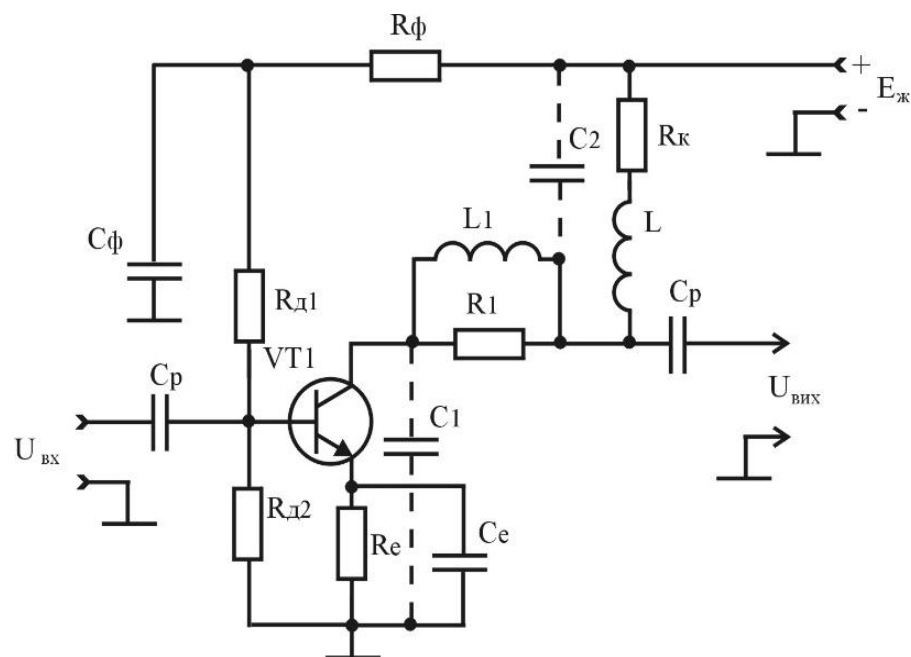


Рисунок 1.9 - Транзисторний каскад зі складною ВЧ корекцією

На рис.1.9 показана принципова схема резисторного каскаду транзисторів із комплексною ВЧ-корекцією. Як видно з рисунка 1.9, він включає коригувальні котушки L , $L1$ і додатковий резистор $R1$, індуктор $L1$ розділяє навантажувальну здатність каскаду C_O на $C1 = C_{вих} + C_{м1}$ і $C2 = C_{нав} + C_{м2}$, а індуктори $L1$ і L утворюють резонансну систему. Однак комплексна корекція ВЧ працює найкраще лише тоді, коли співвідношення $C1$ і $C2$ ідеально визначене; найкраща частотна характеристика схеми (див. рис. 1.9) отримано при $n = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{C_1}{C_O} = 0,6$. Коефіцієнт підсилення каскаду або його пропускну здатність має комплексну корекцію на рівні $Y = 0,707$ і

значення n від 0,25 до 0,6 в 1,3÷1,5 рази більше, ніж при схемі простої корекції, при $n < 0,25$ – не рекомендується застосовувати комплексну корекцію НЧ, оскільки вона забезпечує дуже невеликий приріст.

Через широке розповсюдження параметрів транзисторів та їх суттєві зміни внаслідок температурних коливань, старіння та заміни транзисторів, зміни напруги живлення та ін. Загалом неприйнятно змінювати характеристики транзисторних підсилювачів у робочих умовах за допомогою індуктивно простих або складних радіочастотних корекцій. Тому ці схеми в основному використовуються в лампових каскадах і транзисторних вихідних каскадах, що працюють на високих резистивних навантаженнях.

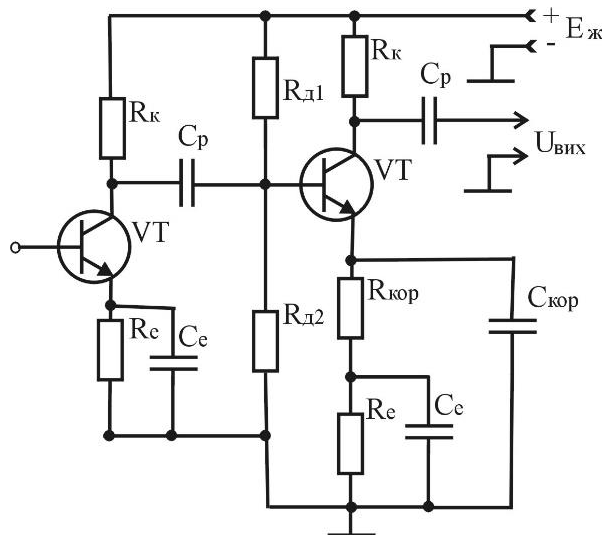


Рисунок 1.10 - Принципова схема каскаду з емітерною ВЧ корекцією

У широкопasmовому каскаді транзисторів, що працює на вхідному ланцюзі транзисторів нижнього каскаду, зазвичай використовується схема емітерної високочастотної корекції, зображеної на рисунку 1.10, це схема високочастотної емітерної корекції $R_{e\text{ кор.}}$ $C_{e\text{ кор.}}$. Він включений в ланцюг емітера нижнього тріода, тому резистор стабілізації напруги емітера останнього тріода доцільно використовувати в якості запису. Запис створює глибокий послідовний негативний зворотний зв'язок по струму в каскаді, зменшуючи посилення в смузі частот. Конденсатори $C_{e\text{ кор}}$ з'єднані паралельно

$R_{e\text{ cor}}$. Ємність дуже мала, негативний зворотний зв'язок послаблюється лише на вищих частотах; це збільшує підсилення високочастотного каскаду, компенсуючи падіння через вплив потужності каскаду навантаження C_0 . Змінюючи значення $C_{e\text{ cor}}$, можна отримати частотні характеристики (рис. 1.11) для вищих частот без і з підвищенням, а також перехідні процеси в малих часових областях - без випромінювання або з випромінюванням.

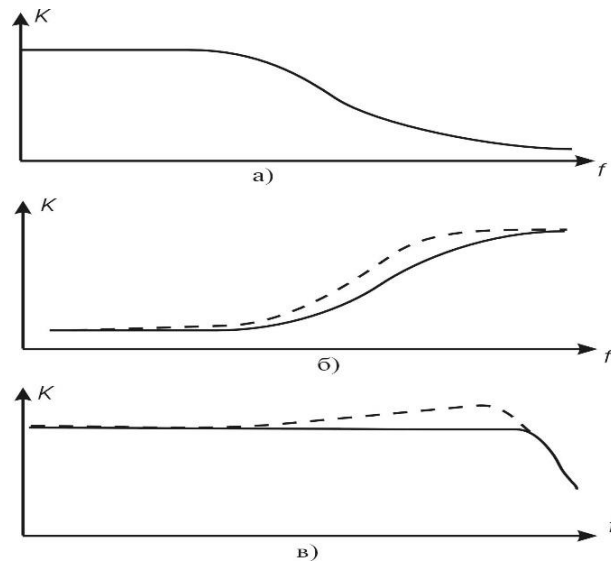


Рисунок 1.11 – Частотна характеристика каскада: а – без корекції; б – з корекцією, але при відсутності вносимих транзистором спотворень; в – результуюча характеристика схеми

Негативний зворотний зв'язок діє в каскаді з емітерною корекцією, зменшуючи нелінійні спотворення та перешкоди, зменшуючи коефіцієнт підсилення каскаду та його характеристики при заміні транзисторів, старінні транзисторів і змінах температури, тим самим покращуючи надійність пристрою; це також може значно зменшують ємність конденсаторів C_{-} і S_e .

Оскільки емітерна високочастотна корекція в даному випадку має багато з перерахованих вище переваг порівняно з іншими видами високочастотної корекції, ми будемо використовувати її у вихідному каскаді широкосмугового підсилювача генераторної установки, що розробляється. Розрахунки будуть проводитися за цією методикою.

2 РОЗРАХУНОК СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ШИРОКОДІАПАЗОННОГО ГЕНЕРАТОРА З ЦИФРОВИМ УСТАНОВЛЕННЯМ ЧАСТОТИ СИГНАЛІВ

На даному етапі розвитку технологій багато імпортованих примітивів вже не є дефіцитом. Тому пропонується широкопasmовий високостабільний генератор на основі мікросхеми MAX 038, призначений для формування сигналів різної форми, оскільки потребує мінімальної кількості додаткових компонентів.

Мікросхема MAX 038 складається з генератора сигналу трикутної форми 1, генератора струму керування генератором 2, джерела опорної напруги 3 і перетворювача 4 сигналу трикутної форми в синусоїдальний (рівень нелінійних спотворень не перевищує 0,75%).), що утворюють прямокутний імпульс (зигзаг) компаратора 5, мультиплексора 6 і підсилювача 7 з вихідним опором 0,1 Ом. Крім того, до складу мікросхеми входять компаратор 8 і фазовий детектор 9 для формування імпульсів синхронізації (рис. 2.1).

Частота, що генерується мікросхемою, визначається розміром конденсатора, підключеного до входу CO3C (від 20 пФ до сотень мікрофарад) і сумою струмів (від 2 до 750 мкА) на вході ПН, тому генерована частота коливається від кілька Один Гц до 10...20 МГц. Крім того, коли на вхід FADJ подається напруга $\pm 2,4$ В, частота може змінюватися в межах $\pm 70\%$, а частота імпульсів є постійною. Подача $\pm 2,3$ В на вхід DADJ змінює висоту тону з 10 до 1,1 без зміни частоти.

Коли керуючі сигнали з рівнями TTL подаються на входи A0 і A1 мультиплексора, гарантується один із наступних сигналів: синусоїда, трикутник або імпульсна прямокутна хвиля. Вихідний підсилювач 7 забезпечує стабільні амплітуди сигналів різної форми (1В) при значеннях струму навантаження до ± 20 мА.

Таким чином, використовуючи деякі або всі вузли мікросхеми MAX 038, на її основі можна створювати різні пристрої: функціональні генератори,

генератори з частотною модуляцією або маніпуляцією, генератори з широтно-імпульсною модуляцією, а також системи ФАПЧ і пристрій синтезу частоти. Але в нашому випадку необхідно було створити на основі обраної ІМС широкосмуговий високостабільний генератор (рис. 2.2).

Синусоїдальний вихідний сигнал має відносно малий коефіцієнт гармонік. Генератор живиться від двополярного регульованого джерела живлення. При цьому струм споживання мікросхеми +5В становить 35...40мА, в ланцюзі.

2.1 Вибір схеми каскадів кінцевого підсилення

Вибір схеми кінцевого каскаду підсилення (КПК) залежить від кількох факторів, основними з яких є: вихідна потужність, значення частоти та нелінійні спотворення.

Для забезпечення вихідної напруги величиною $E_m=10$ В в КПУ використовується схема із загальним емітером і з використанням високочастотної емітерної корекції. Схема із загальним емітером забезпечує найбільший коефіцієнт посилення потужності, але нелінійні спотворення (K_n) мають значення 4...5%.

Тому, щоб гарантувати нелінійні спотворення, необхідно використовувати негативний зворотний зв'язок.

$$K_{нв} = \frac{K_n}{A} \quad (2.1)$$

де $A=(1+\beta K)$ – це коефіцієнт зворотного зв'язку, що вибирається в межах $A=1,5...5$.

Тоді $K_{нв} = \frac{4}{4} = 1$, отже умова $K_{н.сх} \leq K_{н.тз}$ виконується.

Частотні спотворення M_n і M_v визначаються каскадною схемою і типом транзистора. У високочастотній області (HF) спотворення частоти, внесені транзистором (приблизно 0,2...3 дБ), додаються до спотворень частоти, викликаних елементом схеми. Тому для заданого спотворення частоти $M \leq 3\text{dB}$ необхідно використовувати негативний зворотний зв'язок.

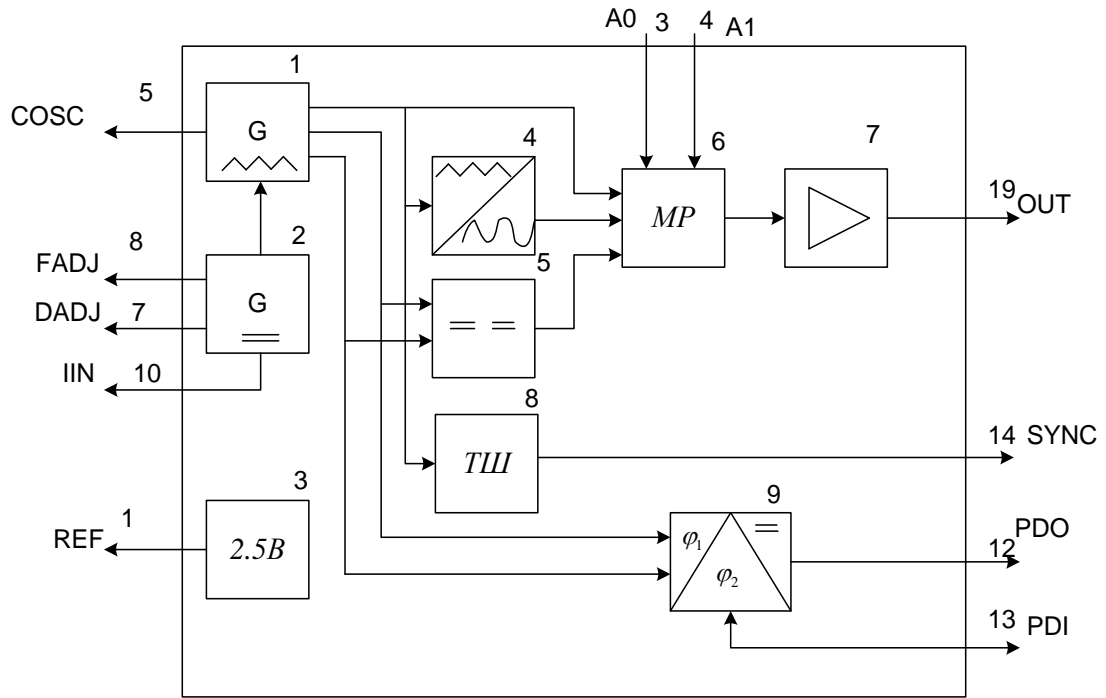


Рисунок 2.1 - Функціональна схема мікросхеми MAX 038

Тоді

$$M_{\beta} = \frac{M-1}{A} + 1 \quad (2.2)$$

Оскільки дані умови задовольняють, тому схема ККП вибрана вірно. Структурна схема ККП зображена на рисунку 2.2



Рисунок 2.2 - Структурна схема ККП

2.1.1 Вибір типу транзисторів ККП

Вибір транзистора ККР спочатку визначається на основі втрати потужності R_k , максимальної напруги на переході колектор-емітер і максимального струму колектора. Крім того, необхідно враховувати частотну здатність транзистора.

Для підсилювача широкопasmового радіовимірювального генератора його кінцевий каскад зазвичай працює в режимі класу А, а тип кінцевого транзистора вибирається з наступних умов:

$$U_{\text{вих}} \leq (0,2 \dots 0,3) \quad U_{\text{к.е.0}} \Rightarrow U_{\text{к.е.0}} \geq \frac{U_{\text{вих}}}{(0,2 \dots 0,3)} = \frac{20}{0,2} = 100(\text{В})$$

$$R_{\text{н}} = 30 \text{ (кОм);}$$

$$P_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вих}}^2}{R_{\text{н}}} = \frac{20^2}{30 \cdot 10^3} = 0,0133(\text{Вт}) \quad (2.3)$$

$$P_{\text{к}} = (5 \dots 10) P_{\text{вих}} \leq P_{\text{к.мах.доп}}$$

$$P_{\text{к}} = 7 \cdot 0,0133 = 0,93 \text{ (Вт)}.$$

$$F_{\text{н21Б}} \geq 9F_{\text{В}} = 9 \cdot 10 \cdot 10^6 = 90 \text{ (МГц)}$$

Необхідні значення струму I_0 робочої точки вибирається з умови:

$$I_0 \geq (2 \dots 3) \cdot I_{\text{вих}} \quad (2.4)$$

$$I_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вих}}}{R_{\text{н}}} \quad (2.5)$$

$$I_{\text{вих}} = \frac{20}{30 \cdot 10^3} = 0,66 \text{ (мА)}$$

$$I_0 \geq 2 \cdot 0,66 \cdot 10^3 = 1,32 \text{ (мА)}$$

Для забезпечення потрібної вихідної потужності, напругою E_k повинно здійснюватись живлення каскаду.

$$E_k = 2(\sqrt{2 \cdot P_{\text{вих}} \cdot R_n} + U_{\text{зал}}) \quad (2.6)$$

де $U_{\text{зал}}$ складає (1...2) В для малопотужних транзисторів. Звідси $U_{\text{зал}}$ вибираємо рівним 2 В.

$$E_k = 2(\sqrt{2 \cdot 0,0133 \cdot 30 \cdot 10^3} + 2) = 50(\text{В})$$

тоді у свою чергу $E_k = (0,7 \dots 0,8) U_{\text{к.д.оп}}$,

де $U_{\text{к.д.оп}}$ – це напруга максимальна допустима між відповідними електродами транзистора.

Максимальне значення $U_{\text{к.е.доп}}$ буде

$$U_{\text{к.е.доп}} \geq \frac{E_k}{(0,7 \dots 0,8)} = \frac{E_k}{0,8} \quad (2.7)$$

$$U_{\text{е.д.д.іт}} \geq \frac{60}{0,8} = 75(\text{В})$$

Максимальне значення колекторного струму буде

$$I_{\text{к.мах.доп}} \geq I_{\text{к.м}} + I_{\text{к0}}, \text{ де} \quad (2.8)$$

амплітуда імпульса колекторного струму

$$I_{\text{к.м}} = \frac{2P_{\text{вих}}}{\frac{E_k}{2} - U_{\text{зал}}} \quad (2.9)$$

$$I_{\text{к.м}} = \frac{2 \cdot 0,013}{\frac{60}{2} - 2} = \frac{0,026}{28} = 0,929(\text{мА}) \quad (2.10)$$

– струм в робочій точці

$$I_{к.0.} = (0,05-0,15)I_{к.м} ,$$

$$I_{к.0.} = 0,1 \cdot 0,000929 = 0,000093(\text{мА}),$$

$$I_{к.маx.доп} \geq 0,929 + 0,929 = 1,858 (\text{мА}).$$

Амплітуда струму вхідного ланцюга ККП може визначити положення робочої точки транзистора на його вхідних характеристиках, а також може забезпечити вибір транзистора каскаду попереднього підсилення відповідно до струму, відповідно рівна:

- для схеми з спільним емітером

$$I_{Бм} = \frac{I_{Км}}{h_{21E.min}} \quad (2.11)$$

$$I_{Бм} = \frac{32}{25} = 1,28 (\text{мА}).$$

Перед кінцевим ступенем максимальне значення струму колектора має бути в 2-3 рази більше максимального струму бази кінцевого ступеню.

Тому для ККП ми вибираємо тріод 2SB553, а його основні параметри наступні:

$$U_{к.е.маx} = 300 \text{ В}$$

$$K_{ур} = 90 \text{ дБ}$$

$$U_{е.б.0.маx} = 5 \text{ В}$$

$$C_e = 30 \text{ пФ}$$

$$U_{к.б.0.маx} = 300 \text{ В}$$

$$C_k = 5,5 \text{ пФ}$$

$$I_{к.і.маx} = 0,2 \text{ А}$$

$$T_{п.маx} = 85 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$I_{к.маx} = 0,1 \text{ А}$$

$$h_{21e} = \geq 25$$

$$P_{к.маx} = 4 \text{ Вт}$$

$$U_{к.е.нас} = 1 \text{ В}$$

Усі інші параметрами

А для каскаду попереднього підсилення (КПП) вибирається транзистор BC250A з основними параметрами:

$$\begin{array}{ll}
 U_{к.е.мах} = 20 \text{ В} & C_{к} = 7 \text{ пФ} \\
 U_{е.б.0.мах} = 6 \text{ В} & h_{21e} = 50 \dots 350 \\
 U_{к.б.0.мах} = 30 \text{ В} & C_{е} = 20 \text{ пФ} \\
 U_{к.е.нас} = 0,4 \text{ В} & P_{к.мах} = 150 \text{ мВт} \\
 I_{к.мах} = 100 \text{ мА} & T_{п.мах} = 100 \text{ }^{\circ}\text{C}
 \end{array}$$

Усі інші параметри можна обчислити

Частотні характеристики біполярних транзисторів зазвичай характеризуються частотою зрізу, причому її значення не повинно перевищувати верхньої межі частоти зрізу приладу.

- для біполярних транзисторів.

$$f_{Y_{21E}} = \frac{f_{h_{21E}}}{r_{б} S_0}, \quad (2.12)$$

де $r_{б}$ – це об'ємний опір бази;

S_0 – це крутість транзистора в робочій точці

$$r_{б} = \frac{\tau_{к}}{C_{к}}, \quad (2.13)$$

де $\tau_{к}$ – це стала часу

$C_{к}$ – це ємність колекторного переходу транзистора.

Значення крутизни біполярного транзистора в робочій точці S_0 можна визначити з його вихідної характеристики $I_{к} = f(U_{ке})$ або вхідної характеристики $I_{в} = f(U_{бе})$, оскільки:

$$S_0 = \frac{\Delta I_{к}}{\Delta U_{бе}}, \quad (2.14)$$

$$f_{h_{21B}} = f_{h_{21E}}(h_{21E}+1), \quad (2.15)$$

$$f_{h_{21E}} = \frac{f_{cp}}{1 + h_{21E}} \quad (2.16)$$

З вище вказаних формул для 2SC634 розраховована

$$f_{h_{21E}} = \frac{250}{1 + 50} = 4,9(\text{МГц})$$

$$f_{h_{21B}} = 4,9(50+1) = 249,9(\text{МГц})$$

$$S_0 = \frac{\Delta I_k}{\Delta U_{be}} = \frac{23-17}{0,53-0,5} = \frac{6}{0,03} = 0,02\left(\frac{A}{B}\right)$$

$$r_{\bar{o}} = \frac{500 \cdot 10^{-12}}{7 \cdot 10^{-12}} = 71,42(\text{Ом})$$

$$f_{Y_{21E}} = \frac{249,9 \cdot 10^6}{71,42 \cdot 0,02} = 174,95(\text{МГц})$$

Аналогічно проводяться розрахунки для транзистора попереднього підсилювача 2SB553.

$$f_{h_{21E}} = \frac{75}{1 + 25} = 3,46(\text{МГц})$$

$$f_{h_{21B}} = 3,46(25+1) = 90(\text{МГц})$$

$$S_0 = 0,6\left(\frac{A}{B}\right)$$

$$r_{\bar{o}} = \frac{30 \cdot 10^{-12}}{5,5 \cdot 10^{-12}} = 5,45(\text{Ом})$$

$$f_{Y_{21E}} = \frac{90 \cdot 10^6}{5,45 \cdot 0,6} = 27,5(\text{МГц})$$

2.2 Визначення загального коефіцієнта підсилення потужності

Для підсилювача на основі біполярного транзистора загальний коефіцієнт посилення потужності дорівнює:

$$K_{p(\text{дБ})\text{заг}} = 10 \lg \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}} \quad (2.17)$$

$$U_{\text{вх}} = 300 \text{ (мВ)}$$

$$R_{\text{вих.дж.}} = 5 \text{ (кОм)}$$

$$P_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}^2}{R_{\text{вих.дж.}}} \quad (2.18)$$

$$P_{\text{вх}} = \frac{300 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^3} = \frac{0,09}{5 \cdot 10^3} = 18(\text{мкВт})$$

$$K_{p(\text{дБ})\text{заг}} = 10 \lg \frac{1,0125}{18 \cdot 10^{-6}} = 47,5(\text{дБ})$$

2.3 Визначення кількості і типу транзисторів каскадів попереднього підсилення

Кількість ступенів підсилення визначається відповідно до загального збільшення потужності $K_{p,\text{заг}}$ (дБ)

$$K_{p,\text{заг}} \text{ (дБ)} = K_{p1} \text{ (дБ)} + K_{p2} \text{ (дБ)} \quad (2.19)$$

де K_{p1} і K_{p2} – це коефіцієнти підсилення по потужності 1-го і 2-го каскадів підсилення відповідно.

Для резистивних підсилювальних каскадів із загальним емітером коефіцієнт підсилення визначається за формулою:

$$K_{P(\text{об})} = 10 \lg 0.3 \cdot h_{21e.\text{min}}^2 \quad (2.20)$$

Для 2SB553 $K_{P(\text{об})} = 10 \lg 0.3 \cdot 25^2 = 22,7$ (дБ)

Для BC250A $K_{P(\text{об})} = 10 \lg 0.3 \cdot 50^2 = 28,8$ (дБ)

Визначивши $K_{p.\text{заг}}$ (дБ) розр = $22,7+28,8=51,45$ (дБ) слідує, що він більший за $K_{p(\text{заг})}$ який розрахований у пункті 2.3.

Підсилення за напругою:

$$K_{U1} = 0.7 \cdot h_{21e} \quad (2.21)$$

Для 2SB553 $K_{U1} = 0,7 \cdot 25 = 17,5$ (дБ)

Для BC250A $K_{U1} = 0,7 \cdot 50 = 35$ (дБ)

Як видно з розрахованих коефіцієнтів посилення, ці умови у нас виконуються, тому транзистор і схема його включення підібрані правильно.

2.4 Розрахунок відношення сигнал / шум

При проектуванні багаторівневого пристрою розраховується тільки шумова напруга першого рівня. Рівень шуму першого каскаду також визначає мінімальний рівень вхідного сигналу для заданого відношення сигнал/шум на вході. Як правило, для каскадування між біполярними транзисторами мінімальна вхідна напруга розраховується при заданому відношенні сигнал/шум

$$v = \frac{U_{\text{сиг}}}{U_{\text{шум}}} \quad (2.22)$$

що визначає чутливість пристрою.

Мінімальна вхідна напруга в режимі каскадного узгодження з джерелом сигналу дорівнює:

$$U_{вх.мін} = \frac{1}{8} v \sqrt{R_{вх} \cdot \Delta F \cdot F_{ш}} \quad (2.23)$$

де $R_{вх}$ – це еквівалентний опір вхідного кола пристрою (він визначається як паралельне з'єднання опору джерела сигналу із вхідним опором вхідного каскаду кОм);

ΔF – це смуга робочих частот пристрою

$F_{ш}$ - це для першого каскаду відносний коефіцієнт шуму біполярного транзистора (довідникова величина) кГц.

$$\Delta F = F_{в} - F_{н} \quad (2.24)$$

$$v = 50 \text{ (дБ)} = 916,6 \text{ (раз)}$$

$$F_{ш} = 10 \text{ (дБ)} = 3,16 \text{ (раз)}$$

$$U_{вх.мін} = \frac{1}{8} 916,6 \sqrt{5 \cdot 10^3 \cdot 899,9 \cdot 3,16} = 43,2 \text{ (мВ)}$$

де $U_{вх} = 300 \text{ мВ} \succ U_{вх.мін} = 43,2 \text{ мВ}$

Для нормальної роботи пристрою потрібно, аби напруга джерела сигналу $U_{вх}$ була більшою за визначену $U_{вх} \succ U_{вх.мін}$.

Оскільки $U_{вх} \succ U_{вх.мін}$ тому транзистор вибрано вірно.

2.5 Розподіл частотних і нелінійних спотворень по каскадах

Каскадний профіль частотних спотворень виконується окремо для високочастотної та низькочастотної областей.

Частотні спотворення у високочастотному діапазоні викликані різними компонентами.

Частотні спотворення $M_{B,T}$, визначені транзисторними ефектами:

- для каскаду із спільним емітером

$$M_{em} = \sqrt{1 + \left(\frac{F_e}{f_{Y21e}} \right)^2} \quad (2.25)$$

де F_B – це верхня частота робочого діапазону пристрою;

f_{Y21e} – це гранична частота по крутості транзистора в схемі зі спільним емітером

$$\text{Для ККП } M_{em} = \sqrt{1 + \left(\frac{7 \cdot 10^6}{27,5 \cdot 10^6} \right)^2} = 1,052 \text{ (раз)} = 0,44 \text{ (дБ)}$$

$$\text{Для КПП } M_{em} = \sqrt{1 + \left(\frac{7 \cdot 10^6}{174,95 \cdot 10^6} \right)^2} = 1,0013 \text{ (раз)} = 0,011 \text{ (дБ)}$$

2.6 Структурна схема пристрою

Повна структурна схема відеопідсилювача телевізійного кольорового приймача з розподіленими коефіцієнтами спотворень і підсилення має наступний вигляд.

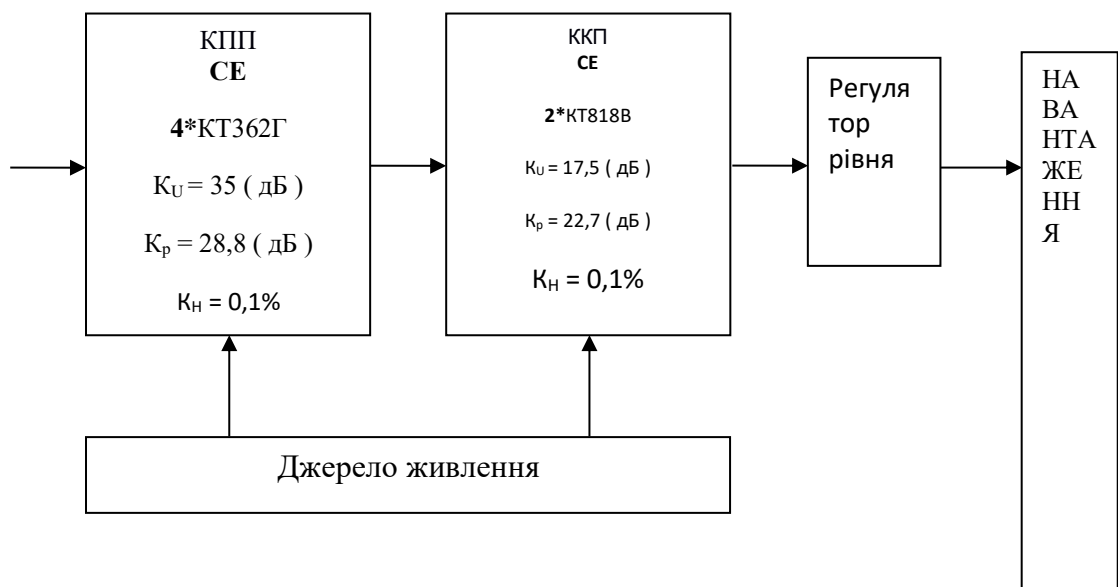


Рисунок 2.3 - Структурна схема широкосмугового підсилювача вимірювального генератора

3 ЕЛЕКТРИЧНИЙ РОЗРАХУНОК І МОДЕЛЮВАННЯ КАСКАДІВ ПРИСТРОЮ

3.1 Розрахунок електричних вузлів вихідного каскаду широко смугового підсилювача

Вихідні дані для розрахунку:

$$f_B = 10\text{МГц}; U_{m\text{ вих.}} = 10\text{В}; i C_H = 5\text{пФ}; i R_H = 20\text{кОм}.$$

Проектування широкопasmового підсилювача починається з вибору його компонентів згідно з умовою дозволеної нерівномірності ε підсилення високочастотної (ВЧ) області. Спочатку розглянемо компоненти вихідного каскаду (ВК). При розподілі допустимих частотних спотворень між каскадами необхідно враховувати, що в найбільш важкому стані знаходиться ВК (вимагає значного посилення при високих рівнях вихідного сигналу). Тому ми встановимо значення падіння частотної характеристики вихідного каскаду відповідно до умови

$$\varepsilon_{B.\text{ вих.}} = (0,3 \div 0,6) \varepsilon_B, \quad (3.1)$$

де ε_B – це допустимий спад частотної характеристики в області ВЧ широкопasmового підсилювача.

Як основні в схемах широкопasmових підсилювачів використовують каскади типу СЕ (СВ). Транзистор ВК повинен бути високочастотним (мати $f_T \geq 20 \div 50 f_B$ і малу ємність C_K). До того ж, мінімально допустима напруга має задовольняти умові на переході колектор-емітер

$$U_{ке\text{max}} \geq \Delta U_{вих.} + U_{поч.} + U_e, \quad (3.2)$$

де $\Delta U_{\text{вих}}$ – зміна вихідної напруги підсилювача; $U_{\text{поч.}}$ – початкова напруга; U_e – падіння постійної напруги в емітерному колі. При синусоїдальній напрузі

$$\Delta U_{\text{мвих}} = 2U_{\text{мвих}} = 2 \cdot 10 = 20(\text{В}), \quad (3.3)$$

де $U_{\text{мвих}}$ – це амплітуда сигналу на виході.

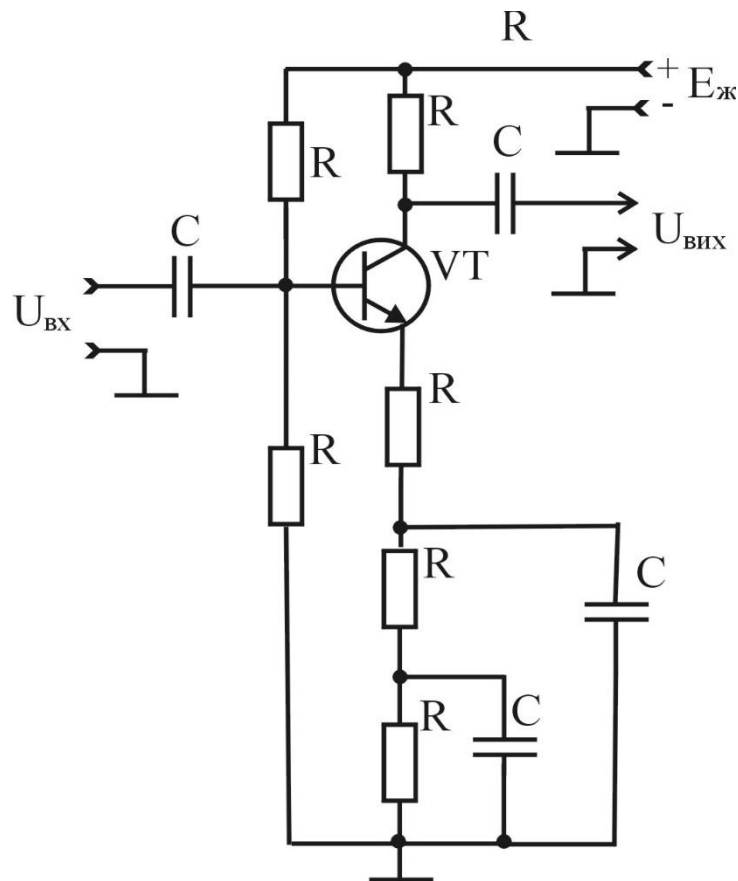


Рисунок 3.1 – Схема вихідного каскаду широкосмугового підсилювача з емітерною ВЧ корекцією

Початкова напруга вибирається відповідно до вихідних характеристик транзистора [13], як показано на рисунку 3.1 у спосіб, який запобігає роботі транзисторів у нелінійній частині вольт-амперної характеристики. У [13] пропонує вибрати наступні обмеження для U_e : $U_e = 5 \div 10$ В при прямому зв'язку між каскадами, $U_e = 1 \div 5$ В при ємнісному зв'язку між каскадами.

В якості активного елемента вихідного каскаду широкосмугового підсилювача див. рисунок 3.1 обираємо транзистор 2SC634 по його вихідним характеристикам (рисунок 3.2) обираємо $U_{\text{поч.}}=5\text{В}$, задамо $U_e=5\text{В}$. Перевіримо задовільність параметрів транзистора умовам:

$$U_{\text{кемак}} \geq \Delta U_{\text{вих.}} + U_{\text{поч.}} + U_e = 20 + 5 + 5 = 30(\text{В});$$

$$f_{T \geq} 20 \div 50 f_g = 20 \div 500(\text{МГц}).$$

Транзистор 2SB553 відповідає вказаним вимогам, і має такі параметри [11]

$$g_{21} \approx 40 \cdot 10^{-3}(\text{См}); r_g = 100(\text{Ом}); C_k = 8 \cdot 10^{-12}(\text{пФ});$$

$$g_{21} = 40 \cdot 10^{-3}(\text{См}); f_{|Y_{21}|} = 15 \text{МГц}; \tau \approx 10 \cdot 10^{-9}(\text{с}).$$

Модуль провідності прямого переносу Y_{21} біполярного транзистора зменшується з частотою. При цьому амплітудно-частотна характеристика падає з частотою ω_B

$$\varepsilon_{|Y_{21}|} = 1 - M_{|Y_{21}|} \approx 0.5(f_B/f_{|Y_{21}|})^2 = 0.5 \cdot v^2, \quad (3.4)$$

де $v = f_B/f_{|Y_{21}|}$.

Критерієм придатності транзистора є коефіцієнт спотворення частоти $M_{|Y_{21}|}$ при $R_f = 0$ є

$$\gamma \leq 0,02 - 0,2, \quad (3.5)$$

де $\gamma = \varepsilon_{|Y_{21}|}/\varepsilon_B$ – коефіцієнт, який враховує вплив цього транзистора по частоті ω_B на загальний спад частотної характеристики підсилювача.

Коефіцієнт γ можна розрахувати за

$$\gamma = v^2 / 2\varepsilon_B = 1/\varepsilon_B \cdot (f_B/f_{|Y_{21}|})^2. \quad (3.6)$$

Згідно з [13] приймаємо $\varepsilon_{в.вих} = 0,4\varepsilon_{в.}$

Для $\varepsilon_{в.} = 0,3 (M_{в.} = 0,7)$ та $\varepsilon_{в.вих.} = 0,4 \cdot 0,3 = 0,12$ маємо

$$\gamma = 1/\varepsilon_{в.} \cdot (f_{в.}/f_{|Y_{21}|})^2 = \frac{1}{2 \cdot 0,3} \left(\frac{10 \cdot 10^6}{15 \cdot 10^6} \right)^2 \approx 0,75.$$

За умовою (3.5) використання вибраного транзистора в каскаді можна лише при $R_f \neq 0$. Задаємо $\gamma_f = 0,08$ і розраховуємо опір резистора R_f і глибину зворотного зв'язку за формулами

$$F = \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma_f}} = \sqrt{\frac{0,75}{0,08}} \approx 3,1; \quad (3.7)$$

$$R_f = \frac{(F-1)}{g_{21}} = \frac{(3,1-1)}{40 \cdot 10^{-3}} = 52,5 (\text{Ом}). \quad (3.1.8)$$

Як опір R_f обираємо резистор зі стандартного ряду $R_f = 56 \text{ Ом}$. У схемі використаємо резистор типу С2-23-0.125- 56 Ом $\pm 10\%$.

Після розрахунку параметра F і вибору транзистора визначаємо величини $\varepsilon_{|Y_{21}|}$ і v_f за формулами

$$\varepsilon_{|Y_{21}|f} = 0,5 \cdot (v_f/F)^2, \quad (3.9)$$

$$\text{де } v_f = f_{в.}/(f_{|Y_{21}|} \cdot F); \quad (3.10)$$

$$v_f = 10 \cdot 10^6 / (15 \cdot 10^6 \cdot 3,1) \approx 0,22;$$

$$\varepsilon_{|Y_{21}|} = 0,5 \cdot \left(\frac{10 \cdot 10^6}{15 \cdot 10^6 \cdot 3,1} \right)^2 = 0,024.$$

Розрахуємо τ_f за формулою

$$\tau_f = \tau / F = 10 \cdot 10^{-9} / 3,1 \approx 3,3 \cdot 10^{-9} (\text{с}).$$

В каскаді еквівалентний опір навантаження R_2' визначаємо за допустимим спадом частотної характеристики

$$\varepsilon_C = \varepsilon_{\text{в. вих}} - \varepsilon_{|Y_{21}|f} - \varepsilon_g(\omega), \quad (3.11)$$

де ε_C – це спад частотної характеристики у вихідному каскаді унаслідок шунтуювального впливу паразитної ємності $C_2'(\omega)$ на його еквівалентний опір навантаження $R_2'(\omega)$; $\varepsilon_g(\omega)$ – це нерівномірність частотної характеристики унаслідок залежності від частотно активної провідності $g_2'(\omega)$. При цьому

$$\varepsilon_g(\omega) = 1 - \frac{g_1'}{g_2'(\omega)}, \quad (3.12)$$

де $g_1', g_2'(\omega)$ - це еквівалентна активна провідність кола колектора на середніх та високих частотах.

При попередніх розрахунках вважатимемо, що $\varepsilon_g(\omega) \ll \varepsilon_{\text{в. вих}}$, а тому

$$\begin{aligned} \varepsilon_C &= \varepsilon_{\text{в. вих}} - \varepsilon_{|Y_{21}|f}; \\ \varepsilon_C &= 0,12 - 0,024 \approx 0,1. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Знаходимо величину вихідної ємності за формулою

$$C_{22f}(\omega) = \frac{C_k \left(1 + \frac{g_{21}}{F} \cdot r_{\bar{6}} + v_f^2\right)}{1 + v_f^2}; \quad (3.14)$$

$$C_{22f}(\omega) = \frac{8 \cdot 10^{-12} \cdot \left(1 + \frac{40 \cdot 10^{-3}}{3,1} \cdot 100 + 0,22^2\right)}{1 + 0,22^2} \approx 20(n\Phi).$$

Знаходимо повну паразитну ємність $C'_2(\omega)$, що на частоті ω_b , шунтує вихідний каскад за формулою

$$C'_2(\omega) = C_{22f}(\omega) + C_n(\omega) + C_m, \quad (3.15)$$

де $C_n(\omega)$ – це вхідна ємність кола що є наступним за каскадом; $C_m = 1 \div 5 \text{пФ}$ – це ємність монтажу. Обираємо ємністю монтажу $C_m = 5 \text{пФ}$.

$$C'_2(\omega) = 20 + 5 + 5 = 30(n\Phi).$$

Для покращення частотної характеристики будемо використовувати високочастотну корекцію передавача в каскаді з $d = 2$; $m = 1, 2$. З графіка ([13], рис. 2.54) для $\varepsilon C = 0,1$ визначимо значення нормованої частоти $X_b = 2$ і за нею визначимо параметри за такою формулою:

$$R'_2 = \frac{X_b}{\omega_b C'_2(\omega)}; \quad R_k = \frac{1}{g_k} = \frac{1}{g'_2 - g_{22} - g_n}; \quad (3.16)$$

$$R_{кор} = \frac{d(1 + g_{21} \cdot R_f)}{g_{21}}; \quad C_{кор} = \frac{(1 + d) \cdot \tau_2(\omega_b)}{d \cdot m \cdot R_{кор}}. \quad (3.17)$$

$$R'_2 = \frac{2}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 30 \cdot 10^{-12}} \approx 1100(\text{Ом}); \quad g'_2 = \frac{1}{R'_2} = \frac{1}{1100} \approx 1 \cdot 10^{-3}(\text{См});$$

$$R_k = \frac{1}{1 \cdot 10^{-3} - 10^{-4} - 50 \cdot 10^{-6}} \approx 1200(\text{Ом}); g_k = \frac{1}{R_k} = \frac{1}{1200} \approx 0,85 \cdot 10^{-3}(\text{См});$$

$$\tau_2 = R_2'(\omega)C_2'(\omega) = 1100 \cdot 30 \cdot 10^{-12} = 3,3 \cdot 10^{-8}(\text{с});$$

$$R_{\text{кор}} = \frac{2 \cdot (1 + 40 \cdot 10^{-3} \cdot 56)}{40 \cdot 10^{-3}} \approx 160(\text{Ом});$$

$$C_{\text{кор}} = \frac{(1+2) \cdot 3,3 \cdot 10^{-8}}{2 \cdot 1,2 \cdot 160} \approx 270(\text{нФ}).$$

Зауважте, що каскадування з корекцією височастотного емітера зменшує вхідний опір у ВЧ-області. Це погіршує частотну характеристику попереднього підсилувача. Щоб різка зміна вхідного опору каскаду з корекцією не вплинула на попередній каскад при зміні частоти сигналу, між його виходом і входом каскаду з емітерної корекцією розмістіть емітерний повторювач.

Максимально допустимий струм обраного транзистора повинен задовольняти умову

$$I_{k \text{ max}} \geq \Delta I_{\text{вих}} + I_{\text{поч}}, \quad (3.18)$$

$$\text{де } \Delta I_{\text{вих}} \approx \Delta U_{\text{вих}} / R_2'.$$

Початковий струм вибирається відповідно до вихідних характеристик, щоб запобігти роботі каскаду в нелінійному режимі.

При цьому має виконуватися нерівність

$$P_{k \text{ max}} \geq U_{\text{ке}} \cdot I_k, \quad (3.19)$$

де $U_{\text{ке}}$, I_k – це напруга і струм колектора в вихідній робочій точці відповідно.

При симетричних сигналах, зокрема синусоїдальних, рекомендують обирати

$$U_{ке} \geq U_{поч} + U_{м\ вих} ; I_{к} \geq I_{поч} - U_{м\ вих}(g'_{2} - g_{22}). \quad (3.20)$$

Прийнявши $U_{поч} = 5В$; $I_{поч} = 5мА$, по формулі (3.20) знаходимо $U_{ке} \geq 5 + 10 = 15В$, а тому обираємо $U_{ке} = 25В$;

$$I_{к} \geq 5 \cdot 10^{-3} + 10 \cdot (1 \cdot 10^{-3} - 10^{-4}) \approx 14(мА).$$

Напруга джерела живлення

$$E_{п} = U_{ке} + I_{к} \cdot R_{к} + U_{е} = 25 + 14 \cdot 10^{-3} \cdot 1200 + 5 \approx 50(В).$$

При змінному струмі навантажувальна пряма каскаду проходить через вихідну робочу точку ВРТ і точку I_o ([13], рис.2.55)

$$I_o = I_{к} + U_{ке}(g_{к} + g_{н}) = 14 \cdot 10^{-3} + 25 \cdot (0,85 \cdot 10^{-3} + 50 \cdot 10^{-6}) = 37(мА).$$

Визначимо величин складових, що входять до формули (3.21) і (3.22) по графікам ([13] рис.2,55) при $U_{м\ вих} = 10В$

$$I_{к1} = 19 \cdot 10^{-3} А; I_{к2} = 33 \cdot 10^{-3} А; U_{б\epsilon 1} = 1В;$$

$$U_{б\epsilon 2} = 1,3В; I_{б1} = 0,5 \cdot 10^{-3} А;$$

$$I_{б2} = 1 \cdot 10^{-3} А; I_{б} = 0,5 \cdot 10^{-3} А.$$

По формулі (3.21) розраховано коефіцієнт підсилення $K_{в\ вих}$ каскаду

$$K_{вих} = \frac{\Delta U_{вих}}{U_{\delta e2} - U_{\delta e1} + (I_{\kappa2} - I_{\kappa1}) \cdot (R_f + R_{кор})}, \quad (3.21)$$

$$K_{вих} = \frac{20}{1,3 - 1 + (33 \cdot 10^{-3} - 19 \cdot 10^{-3}) \cdot (56 + 160)} = 6.$$

Точність розрахунків підсилювачів високої інтенсивності квадрупольним методом підвищується, якщо для розрахунків використовувати середні параметри транзисторів. Для вихідного каскаду ці значення є

$$g_{21f} \approx \frac{(I_{\kappa2} - I_{\kappa1}) \cdot (1 + \Delta U_{вих} g_{22})}{U_{\delta e2} - U_{\delta e1} + (I_{\kappa2} - I_{\kappa1}) \cdot R_f}; g_{21} = \frac{g_{21f}}{1 - g_{21f} \cdot R_f}; \quad (3.22)$$

$$g_{11f} \approx \frac{I_{\delta2} - I_{\delta1}}{U_{\delta e2} - U_{\delta e1} + (I_{\kappa2} - I_{\kappa1}) \cdot R_f}; g_{11} = g_{11f} (1 + g_{21} R_f).$$

$$g_{21f} \approx \frac{(33 \cdot 10^{-3} - 19 \cdot 10^{-3}) \cdot (1 + 20 \cdot 10^{-4})}{1,3 - 1 + (33 \cdot 10^{-3} - 19 \cdot 10^{-3}) \cdot 56} \approx 13 \cdot 10^{-3} (См);$$

$$g_{21} = \frac{13 \cdot 10^{-3}}{1 - 13 \cdot 10^{-3} \cdot 56} \approx 48 \cdot 10^{-3} (См);$$

$$g_{11f} \approx \frac{1 \cdot 10^{-3} - 0,5 \cdot 10^{-3}}{1,3 - 1 + (33 \cdot 10^{-3} - 19 \cdot 10^{-3}) \cdot 56} \approx 0,47 \cdot 10^{-3} (См);$$

$$g_{11} = 0,47 \cdot 10^{-3} (1 + 48 \cdot 10^{-3} \cdot 56) = 1,74 \cdot 10^{-3} (См).$$

Нижче вказано деякі значення параметрів для вихідного каскаду широкосмугового підсилювача за формулою

$$R_2'(\omega_e) = R_2'; R_3'(\omega_e) = R_{кор}; \quad (3.23)$$

$$C_3'(\omega_\theta) = C_{\text{kop}} + C_{22}(\omega_\theta); \quad (3.24)$$

$$C_3'(\omega_\theta) = 20 + 270 = 290(n\Phi)$$

$$\tau_3(\omega_\theta) = R_3' \cdot C_3' = 160 \cdot 290 \cdot 10^{-12} = 46,4 \cdot 10^{-9} (c).$$

$$K_3(\omega_\theta) = \frac{g_{21f} R_3'(\omega)}{1 + g_{21f} R_3'(\omega)} \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\omega \cdot \frac{\tau_f + \tau_3(\omega)}{1 + g_{21f} R_3'(\omega)} \right]^2}} \quad (3.25)$$

$$K_3(\omega_\theta) = \frac{13 \cdot 10^{-3} \cdot 160}{1 + 13 \cdot 10^{-3} \cdot 160} \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left[2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot \frac{49,4 \cdot 10^{-9} + 33 \cdot 10^{-9}}{1 + 13 \cdot 10^{-3} \cdot 160} \right]^2}} \approx 0,5;$$

$$M_3(\omega) = K_3(\omega) \frac{1 + g_{21f} R_3'}{g_{21f} R_3'}; \quad (3.26)$$

$$M_3(\omega) = 0,5 \cdot \frac{1 + 13 \cdot 10^{-3} \cdot 160}{13 \cdot 10^{-3} \cdot 160} = 0,74.$$

$$\varphi_3(\omega) = -\text{arctg} \omega \cdot \frac{\tau_f + \tau_3(\omega)}{1 + g_{21f} \cdot R_3'(\omega)}; \quad (3.27)$$

$$\varphi_3(\omega) = -\text{arctg} \cdot 6,28 \cdot 10 \cdot 10^6 \frac{3,3 \cdot 10^{-9} + 46,4 \cdot 10^{-9}}{1 + 13 \cdot 10^{-3} \cdot 160} = -45,4^\circ;$$

$$K_2(\omega) = \frac{g_{21f} R_2'(\omega)}{1 + g_{21f} R_3'(\omega)} \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\omega \cdot \frac{\tau_f + \tau_3(\omega)}{1 + g_{21f} R_3'(\omega)} \right]^2}} \times \sqrt{\frac{1 + [\omega \cdot \tau_3(\omega)]^2}{1 + [\omega \cdot \tau_2(\omega)]^2}}; \quad (3.28)$$

$$K_2(\omega) = \frac{13 \cdot 10^{-3} \cdot 1100}{1 + 13 \cdot 10^{-3} \cdot 160} \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left[2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot \frac{49,4 \cdot 10^{-9} + 33 \cdot 10^{-9}}{1 + 13 \cdot 10^{-3} \cdot 160} \right]^2}} \times$$

$$\times \sqrt{\frac{1 + \left[6,28 \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 46,4 \cdot 10^{-9} \right]^2}{1 + \left[6,28 \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 3,3 \cdot 10^{-8} \right]^2}} \approx 3,2$$

$$M_2(\omega_6) = K_2(\omega_6) \frac{1 + g_{21f} R_3'}{g_{21f} R_2'} = 3,2 \cdot \frac{1 + 13 \cdot 10^{-3} \cdot 160}{13 \cdot 10^{-3} \cdot 1100} \approx 0,69;$$

$$\varphi_2(\omega) = \varphi_3(\omega) - \arctg \omega \cdot \tau_2(\omega) + \arctg \omega \cdot \tau_3(\omega) = -45,4 - \arctg 6,28 \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 3,3 \cdot 10^{-8} +$$

$$+ \arctg 6,28 \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 46,4 \cdot 10^{-9} \approx -39^\circ;$$

де $R_3(\omega) = [g_3(\omega) + g_{22f}(\omega)]^{-1}$ $R_2(\omega) = [g^2(\omega) + g_{22f}(\omega)]^{-1}$ - навантаження транзистора на частоті ω , в т.ч. вихідна провідність транзистора g_{22f} ; g_3 , g_2 - провідності проміжної частоти $g_3(\omega)$ і $g_2(\omega)$; $\tau_3(\omega) = R_3(\omega) C_3(\omega)$; $\tau_2(\omega) = R_2(\omega) C_2(\omega)$ - еквівалентна стала часу циклу навантаження; $C_3(\omega) = C_3(\omega) + C_{22f}(\omega)$; $C_2(\omega) = C_2(\omega) + C_{22f}(\omega)$ - еквівалентна навантажувальна здатність, включаючи потужність $C_{22f}(\omega)$ тріода.

Вхідну провідність контуру та його компонентів (див. рис. 3.1) можна розрахувати за допомогою

$$Y_{ex} = g_{ex}(\omega) + j\omega \cdot C_{ex} \approx g_{11f}(\omega) [1 - K_3(\omega) \cos \varphi_3(\omega)] + \omega \cdot C_{11f}(\omega) K_3(\omega) \sin \varphi_3(\omega) -$$

$$- \omega \cdot C_{12f}(\omega) K_2(\omega) \sin \varphi_2(\omega) + j\omega \cdot \{C_{11f}(\omega) [1 - K_3(\omega) \cos \varphi_3(\omega)] - \frac{g_{11f}(\omega)}{\omega} K_3(\omega) \times$$

$$\times \sin \varphi_3(\omega) + C_{12}(\omega) [1 + K_2(\omega) \cos \varphi_2(\omega)]\},$$

де $g_{11f}(\omega)$, $C_{11f}(\omega)$ - складові вхідної провідності транзистора.

$$g_{ex} = 0,47 \cdot 10^{-3} \cdot [1 - 0,5 \cdot \cos(-45,4)] + 6,28 \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 30 \cdot 10^{-12} \cdot 0,5 \cdot \sin(-45,4) -$$

$$- 6,28 \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 7,6 \cdot 10^{-3} \cdot 3,2 \cdot \sin(-39) \approx 0,6 \cdot 10^{-3} (C_M);$$

$$C_{ex} = 30 \cdot 10^{-12} \cdot [1 - 0,5 \cos(-45,4)] - \frac{0,47 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 10 \cdot 10^6} 0,5 \times \\ \times \sin(-45,4) + 7,6 \cdot 10^{-12} [1 + 3,2 \cos(-39)] = 48,6(n\Phi).$$

Амплітуда вхідного струму при $U_{m \text{ вих}}=10\text{В}$

$$I_{m \text{ вх}}=(I_{\delta 2} - I_{\delta 1})/2 = (1 \cdot 10^{-3} - 0,5 \cdot 10^{-3})/2 = 0,25(\text{мА}).$$

Амплітуда вхідної напруги при $U_{m \text{ вих}}=10\text{В}$

$$U_{m\delta} = \frac{U_{\delta 2} - U_{\delta e1} + (I_{\kappa 2} - I_{\kappa 1}) \cdot (R_f + R_{кор})}{2}; \quad (3.29)$$

$$U_{m\delta} = \frac{1,3 - 1 + (33 \cdot 10^{-3} - 19 \cdot 10^{-3}) \cdot (56 + 160)}{2} = 1,67(\text{В}).$$

Розрахуємо елементи схеми (див. рис. 3.1), що забезпечують бажаний режим роботи при постійному струмі [13].

Розрахуємо опору базового сепаратора за методикою [13].

Знайдемо струм I_{oe} в робочій точці за формулою

$$I_{oe} = I_{\delta o} + I_{\kappa o} = 0,5 \cdot 10^{-3} + 14 \cdot 10^{-3} = 0.0145(\text{А});$$

$$r_e \approx \frac{26}{I_{eo[\text{мА}]}} \approx \frac{26}{14,5} = 1,8(\text{Ом});$$

$$R_{exe} = r_{\delta} + r_e \cdot (1 + h_{21e}) \approx 100 + 1,8 \cdot (1 + 50) \approx 192(\text{Ом}).$$

Задаємося значенням опору $R_{д2}=(5 \div 10)R_{вхе}=6 \cdot 192=1,152\text{кОм}$ та обираємо зі стандартного значення опору $R_{д2}=1,2\text{кОм}$, і струмом подільника $I_{под}=10 \cdot I_{\delta o}=10 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3}=5 \cdot 10^{-3}\text{А}$. Загальний опір для базового подільника буде рівним: $R_{под.}=E/I_{под.}=50/5 \cdot 10^{-3}=10\text{кОм}$.

Опір першого резистора базового подільника буде

$$R_{д1} = R_{под} - R_{д2} = 10000 - 1200 = 8,8(\text{кОм}),$$

Обрано стандартне значення опору $R_{д1} = 9,1 \text{ кОм}$.

Розрахунок за змінним струмом опору дільника проведемо за формулою

$$R_{\partial} = \frac{R_{\partial 1} R_{\partial 2}}{R_{\partial 1} + R_{\partial 2}} = \frac{9,1 \cdot 1,2}{9,1 + 1,2} = 1,06(\text{кОм});$$

$$R_{\partial ж. \partial} = \frac{R_{\partial ж} R_{\partial}}{R_{\partial ж} + R_{\partial}} = \frac{50 \cdot 1060}{50 + 1060} \approx 48(\text{Ом}),$$

де $R_{\partial ж}$ – це вихідний опір емітерного повторювача що рівний 50 Ом.

Оскільки загальний опір в колі емітера $R_{e. заг.} = \frac{U_e}{I_{oe}} = \frac{5}{0,0145} = 345 \text{ Ом}$, тому

значення R_e і C_e будуть: $R_e = R_{e. заг.} - R_{e. кор.} = 345 - 160 = 185 \text{ Ом}$; обирно значення $R_e = 200 \text{ Ом}$.

З врахуванням зворотного зв'язку, що вноситься резистором $R_{e. кор}$ наскрізна крутість характеристики кола емітера буде рівна

$$S_{ec} = \frac{1}{R_{кор} + r_e + \frac{R_{\partial ж \partial} + r_{\bar{\sigma}}}{1 + h_{21e}}}; \quad (3.30)$$

$$S_{ec} = \frac{1}{160 + 1,8 + \frac{48 + 100}{1 + 50}} = 6,1 \cdot 10^{-3} \left(\frac{A}{B} \right).$$

тоді

$$C_e = \frac{0,16}{f_n \cdot R_e} \sqrt{\frac{(1 + S_{ec} R_e)^2 - M_{ne}^2}{M_{ne}^2 - 1}}; \quad (3.31)$$

$$C_e = \frac{0,16}{100 \cdot 185} \sqrt{\frac{(1 + 6,1 \cdot 10^{-3} \cdot 185)^2 - 1,012^2}{1,012^2 - 1}} = 104,6(\text{мкФ}),$$

$$\text{де } M_{ne} = \sqrt{M_{н.каск.}} = \sqrt{1,025} = 1,012.$$

Вибираємо стандартне значення ємності $C_e = 110 \text{ мкФ}$.

Без радіочастотної корекції передавача необхідна ємність конденсатора C_e була б $F=3,1$ рази більшою.

Знайдемо роздільну здатність на вході каскаду за формулою

$$C_p = \frac{1}{2\pi \cdot f_n \left(R_{дж} + \frac{1}{g_{ex}} \right) \cdot \sqrt{M_{н.кас}^2 - 1}}, \quad (3.32)$$

$$C_p = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot \left(50 + \frac{1}{0,6 \cdot 10^{-3}} \right) \cdot \sqrt{1,025 - 1}} = 5,87(\text{мкФ}).$$

Приймаємо значення ємності $C_p = 6,2 \text{ мкФ}$.

3.2 Електричний розрахунок опорного генератора

Розрахуємо опорний генератор, що працює на частоті $8,192 \text{ МГц}$ за методикою [7].

Підбирайте резонатори і тріоди з відомими параметрами C_0 , R_1 , L_1 і f_1 відповідно до робочої частоти і умов роботи генератора: при виборі тріода робоча частота кварцевого генератора повинна бути менше $0,5 \text{ фс}$ (на заданій

частоті). діапазон, це легко реалізувати).

Компоненти схеми встановлення частоти CG розраховуються від керуючого резистора:

$$R_y = 1 / S \cdot \gamma_1 (\theta), \quad (3.33)$$

де S – це крутизна апроксимованої статичної характеристики струму колектора транзистора;

θ - це кут відсічки ;

$\gamma_1 (\theta)$ - це коефіцієнт розкладу по першій гармоніці синусоїдальної періодичної послідовності імпульсів.

Струм колектору рекомендовано обирати в інтервалі 0,5...5,0 мА. Коефіцієнт $\gamma_1 (\theta)$ обираю у межах 0,1...0,5.

Для ємнісної триточки:

$$R_y = X_1 \cdot X_2 / R_1, \quad (3.34)$$

де $X_1 = 1 / \omega \cdot (C1 + C_{\text{вих}})$;

$X_2 = 1 / \omega \cdot (C1 + C_{\text{вх}})$;

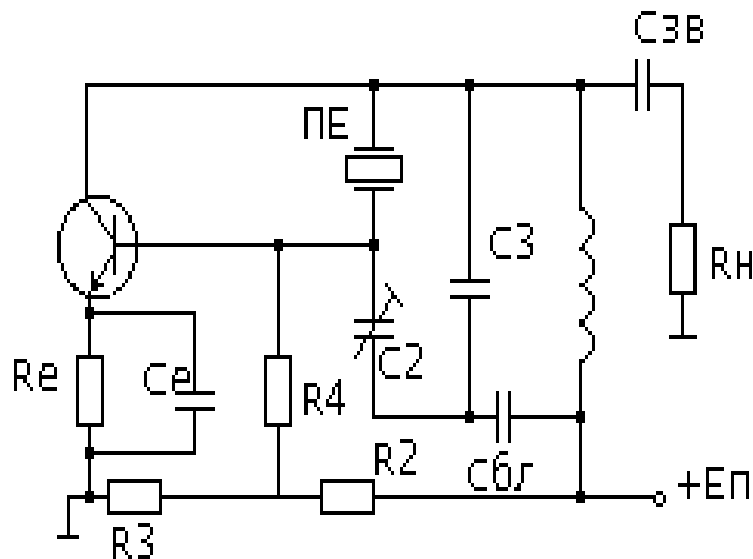


Рисунок 3.2 – Схема автогенератора з кварцовою стабілізацією

Розрахуємо кварцовий автогенератор з кварцом між колектором і базою. Початкові дані для розрахунку

$$P_H = 0,1 \text{ мВт};$$

$$f = 8,129 \text{ МГц.}$$

Обираємо просту одноконтурну схему кварцового генератора з резонатором між колектором і базою див. Рис.3 і кварцовий резонатор РГ - 0,5 з такими параметрами :

$$R_1 = 50 \text{ Ом};$$

$$C_0 = 5 \text{ пФ};$$

$$Q_{кр} = \omega_1 \cdot L_1 / R_1 = 10^5;$$

$$P_{кв доп} = 2 \text{ мВт} - \text{допустима потужність розсіювання на резонаторі.}$$

Обираємо згідно [10] $a \approx P_H / P_{кр} = 0,1$, де $P_{кр}$ – це потужність, що розсіюється на резонаторі.

Знаходимо

$$\tau_0 = \omega_1 \cdot C_0 \cdot R_1 = 2 \cdot 3,14 \cdot 8,192 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 50 = 0,013(\text{с}),$$

де $\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot f_1$ і $f_1 = 1 / (2\pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1})$ а f_1, L_1, C_1 – це частота послідовного резонансу та динамічні реактивні опори КГ на n – й гармоніці.

Потужність розсіювання на резонаторі рівна

$$P_{нр} = P_H / a = 0,1 / 0,1 = 1(\text{мВт}).$$

Оскільки умова $R_{пр} < R_{кр доп}$ виконується, це означає, що обчислення генератора можна продовжити.

Ми вибираємо триод GT311 (можна використовувати імпортоване моделювання, але передумова полягає в тому, що параметри та характеристики схожі). Його параметри [11]

$F_s = 65 \text{ МГц}; I_{к. max} = 50 \text{ мА}$ – це допустимий струмк колектора; $P_{к. max} = 150$

мВт; $E_{к. \max} = 15 \text{ В}$; $E_{отс} = 0,3 \text{ В}$; $E_{ке} \leq (0,4..0,5)$, а тому вибірано $E_{ке. \max} = 5 \text{ В}$;
 $I_{км} \leq 0,5$ $I_{к. \max} = 10 \text{ мА}$.

Перевіряємо придатність по частоті даного транзистора за умовою

$$f_{ген.} < 0,5 \cdot f_s = 0,5 \cdot 65 = 32,5 \text{ (МГц)}.$$

Даний транзистор обраний вірно.

Визначимо $St = S \cdot \gamma_1(\theta)$, де S – це локальна крутизна апроксимованої статичної характеристики транзистора при $i_k = 0,5 i_{км}$.

У відповідності з [11] отримано $S = 0,127 \text{ А / В}$.

Потім беремо значення коефіцієнту $\gamma_1(\theta) = 0,2$, за умови, що ця величина кута відсічки дорівнює $\theta = 60^\circ$.

При цьому визначено, що $S_1 = 0,0254 \text{ А / В}$.

Тоді нормована по частоті f_s частота коливань

$$\Omega_s = f / f_s = 8,192 / 65 = 0,126.$$

Враховави відношення [10]:

$$\chi = C_{1e} / C_2 = i_{км}^2 \cdot \gamma_1(\theta) [2 P_{кр} \cdot S \cdot (1 - \cos\theta)^2 \cdot (1 + a)]^{-1},$$

$$C_{1e} = \omega_1^{-1} \{ [\chi \cdot S_1 (1 + 2\tau_0 \cdot \Omega_s) R_1^{-1} \cdot (1 + a)^{-1} \cdot (1 + \Omega_s)^{-1}]^{0,5} - \omega_1 \cdot C_0 \}.$$

Отримано, що $\chi = 0,01^2 \cdot 0,2 \cdot [2 \cdot 10^{-3} \cdot 0,127 \cdot 0,5^2 \cdot 1,1]^{-1} \approx 0,29$

$$C_{1e} = (6,28 \cdot 8,192 \cdot 10^6)^{-1} \cdot \{ [0,29 \cdot 0,0254 (1 + 2 \cdot 0,013 \cdot 0,126) \cdot 50^{-1} \cdot 1,1^{-1} \cdot (1 + 0,126^2)]^{0,5} - 2\pi \cdot 8,192 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \} = 222,08 \cdot 10^{-12} \text{ (Ф)}.$$

$C_2 = C_{1e} / \chi = 222,08 / 0,29 = 765,8 \text{ пФ}$. Обирано $C_2 = 820 \text{ пФ}$.

Визначено величини реактивних опорів:

$$X_1 = -1 / (\omega_1 C_{1e}) = -88,2(\text{Ом}).$$

$$X_2 = -1 / (\omega_1 C_2) = -23,7(\text{Ом})$$

Індуктивність L_2 і ємність C_3 визначено з умови

$$1 + \omega_1^2 \cdot L_2 \cdot C_3 < n^2 \cdot (n-2)^2,$$

де n і $(n-2)$ – це номер обраної для збудження і нижньої ближньої непарної гармоніки.

Прийнявши $\omega_1^2 \cdot L_2 \cdot C_3 = 2$, з рівняння

$$C_{1e} = C_3 \cdot [1 - (\omega_1^2 \cdot L_2 \cdot C_3)^{-1}].$$

Далі отримано $C_3 = 222,08 \cdot 10^{-12} (1-0,5)^{-1} = 444,18 \text{ пФ}$, тобто $C_3 = 470 \text{ пФ}$.

За умови, що C_3 відомо, визначено L_2

$$L_2 = (\omega_1^2 \cdot L_2 \cdot C_3) / (\omega_1^2 \cdot C_3);$$

$$L_2 = 2 \cdot (6,28 \cdot 8,192 \cdot 10^6)^{-2} \cdot (470 \cdot 10^{-12})^{-1} = 1,6(\text{мкГн}).$$

Відносна різниця між частотами f_1 і f обчислена за формулою

$$\Delta f / f_1 = (f - f_1) / f_1 ;$$

$$\begin{aligned} \Delta f / f_1 &\approx [X_1 \cdot (1 + \chi) + \Omega_s \cdot R_1] / \{ [2\tau_0 \cdot X_1 \cdot (1 + \chi) + (\tau_0 \cdot \Omega_s - 1) \cdot R_1] \cdot 2 \cdot Q_{кр} \} = \\ &= 120,078 / (9,99 \cdot 10^6) = 1,2 \cdot 10^{-5}. \end{aligned}$$

Для точної настройки кварцового резонатора потрібно одну ємність C_2 або C_3 обрати підстроювальною.

Режим роботи транзистора буде

$$I_{k0} = \alpha_0(\theta) \cdot i_{kM} = 2,2(\text{mA});$$

$$I_{k1} = \alpha_1(\theta) \cdot i_{kM} = 3,9(\text{mA}).$$

Визначено амплітуду напруги на базі

$$U_{\delta} = i_{kM} / S_1 \cdot \gamma_1(\theta) = 10^{-2} / (0,0254 \cdot 0,2) \approx 0,21(\text{В}).$$

Амплітуда напруги на колекторі буде

$$U_{ke} = 2 \cdot P_1 / (I_{k1} \cdot \cos\varphi_k),$$

де $\cos\varphi_k = [1 + (S_1 \cdot X_2 + \Omega_s)^2]^{-0.5} = 0,808.$

$$U_{ke} = 2 \cdot 1,1 \cdot 10^{-3} / (3,9 \cdot 10^{-3} \cdot 0,808) = 0,7(\text{В}).$$

Потужність, що підводиться до колекторного кола і, що розсіюється на колекторі транзистора

$$P_0 = I_{k0} \cdot E_{ke} = 2,2 \cdot 3,5 = 7,7(\text{мВТ});$$

$$P_k = P_0 - P_1 = 7,7 - 1,1 = 6,6\text{мВТ} < [P_{k.\text{max}}].$$

Постійна складова струму бази буде визначатися таким чином

$$I_{\delta 0} = I_{k0} / \beta_0 = 2,2 \cdot 10^{-3} / 50 = 0,044(\text{mA}).$$

Розраховано величину напруги зміщення на базі транзистора за

$$E_{60} \approx E_{отс} + U_6 \cdot [\gamma_0(\theta) \cdot (1 + \Omega_s^2)^{-0.5} - \gamma_0(\pi - \theta)] =$$

$$= 0,3 + 0,21 \cdot [0,11 \cdot (1 + 0,126^2)^{-0.5} - 0,61] = 0,194 \text{ (В)}.$$

Прийняли, що $R_e = (100 \dots 500) \text{ Ом} = 400 \text{ Ом}$ [12].

Опір R_4 визначено з урахуванням відношення, тоді

$$R_4 = (10 \dots 20) X_2 = (237 \dots 474) \text{ Ом, обираю } R_4 = 400 \text{ Ом}.$$

Напруга джерела живлення буде

$$E_k = E_{ке} + (I_{к0} + I_{60}) \cdot R_e = 3,5 + (2,2 \cdot 10^{-3} + 0,044 \cdot 10^{-3}) \cdot 400 = 4,39 \text{ (В)}.$$

Обрано значення 5В в якості напруги джерела живлення.

Напруги в точці з'єднання R_2 , R_3 та R_4 позначено E_d

$$E_d = E_{60} + (I_{к0} + I_{60}) \cdot R_e + I_{60} \cdot R_4 = 0,194 + 0,89 + 0,02 = 1,1 \text{ (В)}.$$

Струм через подільник дорівнює

$$I_d = 5 \cdot I_{60} = 0,22 \text{ (мА)},$$

Номінали резисторів подільника

$$R_3 = (E_k - E_d) / I_d = 5 - 1,1 / 0,22 \cdot 10^{-3} = 17,8 \text{ (кОм)};$$

$$R_2 = E_d / (I_d - I_{60}) = 1,1 / (0,22 \cdot 10^{-3} - 0,044 \cdot 10^{-3}) = 6,25 \text{ (кОм)}.$$

Стандартні значення резисторів приймемо з деяких номіналів $R_2 = 18$

кОм; $R_3 = 6,8$ кОм [12].

Вибір конденсаторів для автоматичних генераторів вимагає особливої уваги. Як правило, реактивна потужність, постійна напруга і змінна напруга на елементах схеми невеликі, за цими параметрами підійде будь-який високочастотний конденсатор. Основну увагу слід звернути на те, щоб конденсатор мав достатню добротність і високу постійну ємність при зміні температури і вологості зовнішнього середовища. Добротність схеми визначається значенням Q індуктивності Q_L і конденсатора Q_c

$$Q_k = Q_L \cdot Q_c / (Q_L + Q_c)$$

Добротність котушки індуктивності завжди менша за добротність конденсатора, який, як правило, визначає добротність схеми. Для забезпечення максимальної добротності схеми. Необхідно виключити деградацію через недостатню добротність конденсатора. При $Q_c > Q_L$. У сучасних генераторах в основному використовуються керамічні і склокерамічні конденсатори типу КХК, які також захищені від вологи порцеляновим корпусом.

Температурний коефіцієнт ємності контурних конденсаторів автогенератора обирають поблизу нульового значення (група МПО з $ТКЄ = 0 \pm 30 \cdot 10^{-6} \text{ К}^{-1}$. Від'ємне значення $ТКЄ$ корисно для компенсації додатного температурного коефіцієнту контурної котушки індуктивності, який у котушок індуктивності складає $10..20 \cdot 10^{-6}$. Для точного встановлення заданої частоти автогенератора в складі його коливального контуру повинна знаходитись регулюючи елементи. В більшості випадків в ролі регулюючого елементу виступає підстроювальний конденсатор «тример», який повинен володіти приблизно такими ж якостями як і контурний. Додаткові вимоги : плавність регулювання, надійна фіксація встановленого положення в умовах вібрації та інших механічних зовнішніх впливах. Найкращими для автогенераторів є коаксіальні підстроювальні конденсатори або трубчаті

типу КПКТ.

3.3 Розрахунок регулятора температури

На рис (3.3) зображена схема регулятора температури для стабілізації температури кварцового резонатора опорного генератора.

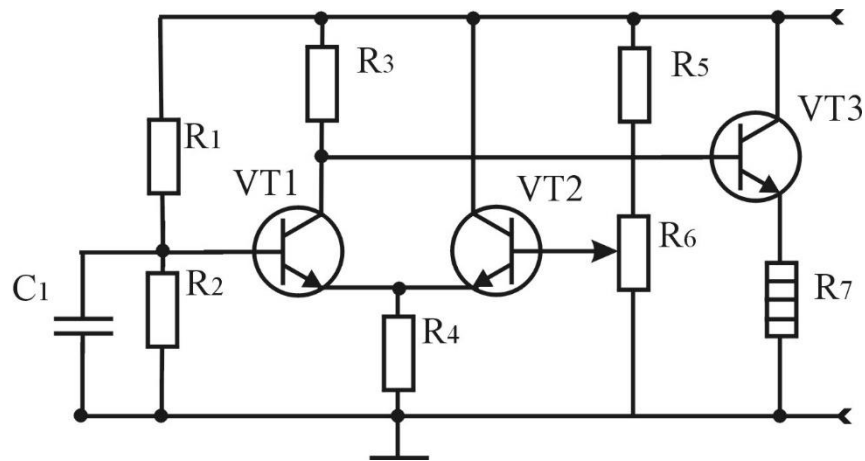


Рисунок 3.3 – Схема регулятора температури в середині термостата

З підвищенням температури в середині термостата зменшується опір термістора, який знаходиться в середині термостата, і зменшується напруга, подавана на базу першого транзистора. Ця напруга порівнюється з напругою, яка знімається з потенціометра, призначеного для регулювання температури. Різниця цих двох напруг підсилюється диференціальним підсилювачем і подається на підігрівач, так, що при підвищенні температури зменшується кількість тепла, виділяемого в нагрівачу.

Після розрахунку вихідного каскаду переходимо до розрахунку каскадів попереднього підсилення. Ці каскади повинні забезпечити коефіцієнт підсилення

$$K_{np} \geq \frac{K}{K_{вих} K_{ЕП}} = \frac{10}{6 \cdot 0,9} = 1,86, \quad (3.35)$$

де K – коефіцієнт підсилення підсилювача на середніх частотах; $K_{\text{ЕП}}$ – коефіцієнт передачі емітерних повторювачів на середніх частотах. Задамо $K_{\text{ЕП}}=0,85 \div 0,98$.

Допустимі частотні спотворення в кожному каскаді в ВЧ області знаходять по формулам:

$$\varepsilon'_{\text{в пр}} = (\varepsilon_{\text{в}} - \varepsilon_{\text{в вих}} - \varepsilon_{\text{в ЕП}} - \varepsilon_{\text{в рег}}) / n; \quad \varepsilon'_{\text{в пр1}} = \frac{\varepsilon'_{\text{в пр}}}{n}, \quad (3.36)$$

де $\varepsilon'_{\text{в пр1}}$, $\varepsilon_{\text{в ЕП}}$, $\varepsilon_{\text{в рег}}$ – допустимий спад частотної характеристики в області ВЧ відповідно для одного каскаду попереднього підсилення, емітерних повторювачів, схеми регулювання підсилення; n – кількість каскадів попереднього підсилення

Величини $\varepsilon_{\text{в ЕП}}$, $\varepsilon_{\text{в рег}}$ задають в таких межах:

$$\varepsilon_{\text{в ЕП}} \approx \varepsilon_{\text{в рег}} \approx 0,05 - 0,01.$$

$$\varepsilon'_{\text{в пр1}} = (\varepsilon_{\text{в}} - \varepsilon_{\text{в вих}} - \varepsilon_{\text{в ЕП}} - \varepsilon_{\text{в рег}}) / n = (0,3 - 0,12 - 0,02 - 0,02) / 1 = 0,14$$

Проведемо вибір транзистора каскаду попереднього підсилення за методикою аналогічною розрахунку вихідного каскаду.

В якості активного елемента каскаду попереднього підсилення обираємо теж транзистор КТ602Г. По його вихідним характеристикам визначаємо $U_{\text{поч.}}=5\text{В}$, задась $U_{\text{е}}=5\text{В}$ [11]. Перевіримо задовільність параметрів транзистора умовам

$$U_{\text{ке max}} \geq \Delta U_{\text{вих}} + U_{\text{поч.}} + U_{\text{е}} = 20 + 5 + 5 = 30(\text{В});$$

$$f_{\text{г}} \geq 20 \div 50 f_{\text{с}} = 20 \div 500(\text{МГц}).$$

Транзистор КТ602Г відповідає вказаним вимогам, і має такі параметри

$$g_{21} \approx 40 \cdot 10^{-3} \text{ см}; r_6 = 100 \text{ Ом}; C_k = 8 \cdot 10^{-12} \text{ пФ}; g_{21} = 40 \cdot 10^{-3} \text{ см};$$

$$f|Y_{21}| = 15 \text{ МГц}; \tau \approx 10 \cdot 10^{-9} \text{ с.}$$

Потрібно відмітити що всі каскади попереднього підсилення виконують на ідентичних по типу транзисторах.

На початку розрахунку таких каскадів визначають можливість забезпечення необхідного підсилення $K_{пр}$ з допомогою ($n=1$) каскаду типу СЕ (СВ) без корекції. Для цього обчислюють еквівалентну провідність навантаження g'_2 і провідність g_k

$$g'_2 = g_{21}/K_{пр} = 40 \cdot 10^{-3}/1,86 = 0,022;$$

$$g_k = g'_2 - g_{22i} - g_{вх\ i+1} = 0,022 + 10^{-4} + 0,6 = 0,0213 \text{ См.}$$

Тут i в подальшому індекс i відноситься до розраховуємого каскаду, індекс $i+1$ – до наступного, індекс $i-1$ – до попереднього. Вважається, що при $g'_2 < 10^{-3} \div 10^{-4} \text{ См}$ створювати попередній підсилювач на одному каскаді недоцільно.

При $g'_2 \geq 10^{-3} \div 10^{-4} \text{ См}$ перевіряють доцільність величини g'_2 з точки зору частотних спотворень, тобто щоб при обрахованому по (3.37) значенні g'_2 виконувалась нерівність:

$$\varepsilon_{в\ npl} < \varepsilon_{в\ пр}, \text{ де } \varepsilon_{в\ npl} \approx \frac{1}{2} \left[\frac{\omega_{в} \cdot C'_2 \cdot (\omega_{в})}{g'_2} \right]^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{f_{в}}{f|Y_{21}|} \right)^2;$$

$$C'_2(\omega_{в}) = C_{22}(\omega_{в}) + C_{вх\ i+1}(\omega_{в}) + C_M = 20 \cdot 10^{-12} + 48,6 \cdot 10^{-12} + 5 \cdot 10^{-12} = 75 \text{ пФ.}$$

$$\varepsilon_{в\ npl} \approx \frac{1}{2} \left[\frac{10 \cdot 10^6 \cdot 75 \cdot 10^{-12}}{0,022} \right]^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{10 \cdot 10^6}{15 \cdot 10^6} \right)^2 = 0,22$$

Так як $\varepsilon_{в\text{ пр}1}=0,22 > \varepsilon'_{в\text{ пр}1}=0,14$ добитись зменшення $\varepsilon_{в\text{ пр}1}$ при даному g'_2 можна за рахунок використання ВЧ корекції. Розрахунок спада $\varepsilon_{в\text{ пр}1}$ частотної характеристики в цьому випадку потрібно проводити з допомогою графіків рис. 2,52 або 2,54. По цим графікам і попередньо розрахованому значенню

$X_{в}=\omega_{в} \cdot C'_2(\omega_{в})/g'_2=6,28 \cdot 10^6 \cdot 75 \cdot 10^{-12}/0,022=0,21$ визначають $\varepsilon_c=0,02$, а по ньому величину $\varepsilon_{в\text{ пр}1} = \varepsilon_c + \varepsilon_{|Y_{21}|}=0,02+0,024=0,044$.

Визначаємо параметри каскаду попереднього підсилення за формулами

$$R_{кор} = \frac{d(1 + g_{21} \cdot R_f)}{g_{21}}; \quad C_{кор} = \frac{(1 + d) \cdot \tau_2(\omega_в)}{d \cdot m \cdot R_{кор}}$$

$$R'_2 = \frac{0,21}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 75 \cdot 10^{-12}} \approx 45 \text{ (Ом)}; \quad g'_2 = \frac{1}{R'_2} = \frac{1}{45} \approx 0,022 \text{ (См)};$$

$$R_{\kappa} = \frac{1}{0,0213} \approx 47 \text{ (Ом)}; \quad g_{\kappa} = \frac{1}{R_{\kappa}} = \frac{1}{1200} \approx 0,0212 \text{ (См)};$$

$$\tau_2 = R'_2(\omega)C'_2(\omega) = 0,022 \cdot 75 \cdot 10^{-12} = 1,65 \cdot 10^{-8} \text{ (с)};$$

$$R_{кор} = \frac{0,5 \cdot (1 + 40 \cdot 10^{-3} \cdot 56)}{40 \cdot 10^{-3}} \approx 160 \text{ (Ом)};$$

$$C_{кор} = \frac{(1 + 2) \cdot 3,3 \cdot 10^{-8}}{2 \cdot 1,2 \cdot 160} \approx 270 \text{ (нФ)}.$$

Зниження спотворень $\varepsilon_{в\text{ пр}1}$ можна також досягти за рахунок ввімкнення ЕП між виходом попереднього підсилювача (транзистор T_3) і входом вихідного каскаду (транзистор T_5). Підсилювач має безпосередні зв'язки між каскадами. Розрахунок ЕП потрібно почати з визначення опору резистора R_{10} . Попередньо потрібно вибрати транзистори і режими їх роботи, тоді

$$R_{10} = U_{R10}/I_{eT4} = (U_{eT5} + U_{6oT5}) / I_{eT5}$$

При цьому коефіцієнт передачі ЕП:

$$K_{EP} = \frac{g_{21} R'_{нек}}{1 + g_{21} R'_{нек}},$$

$$\text{де } R'_{нек} = 1/g'_3 = 1/g_{вх\ i+1} + g_{22\ i} + 1/R_{10}$$

3.4 Комп'ютерне схемотехнічне моделювання підсилювача потужності

Для моделювання буде використано пакет схем Electronic Workbench. Ця версія редактора схем набагато краща за попередню та дуже проста у використанні. Єдиним недоліком нашого використання є те, що ця версія англійською мовою.

Ми використовуємо цей редактор через його широкі можливості. У режимі аналізу змінного струму амплітудна частотна характеристика (АСС), фазова частотна характеристика (ФСС) і час групової затримки (GDT) між будь-якими двома вузлами є логарифмічними або лінійними обчисленнями, масштабованими вздовж частотної осі; у режимі аналізу постійного струму залежність постійної напруги на будь-якому вузлі схеми обчислюється як функція постійної напруги на іншому вузлі.

У редакторі схем Electronic Workbench є інші режими аналізу схем, які ми не використовували в цьому дипломному проекті.

Ознайомившись зі схемою, вивчимо її, особливо амплітудно-частотну характеристику підсилювача. Для цього в редакторі схем Electronic Workbench потрібно навести маніпулятор головного меню на пункт «Аналіз» і натиснути ліву кнопку «миші». Після цього вибираємо схему, яку нам

потрібно проаналізувати, тобто проаналізуємо її за допомогою аналізатора частотної характеристики.

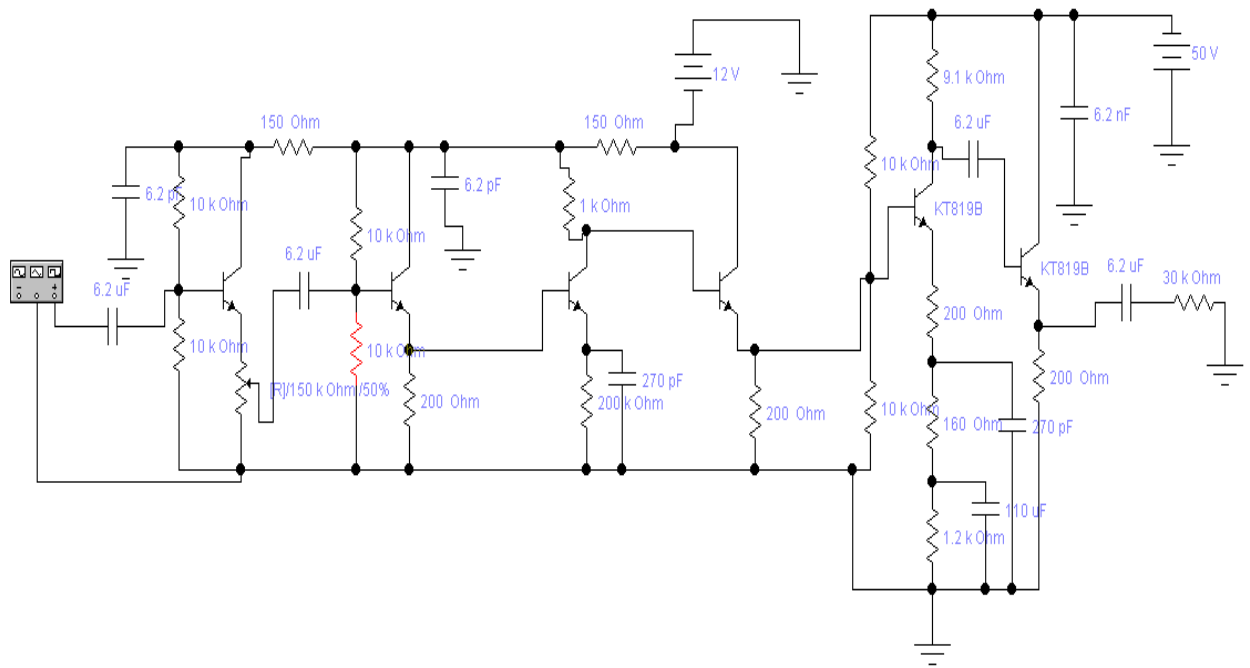


Рисунок 3.4- Модель підсилювача потужності в схемному редакторі Electronic Workbench 5.12

Досліджуватимуться різні значення номінального значення опору навантаження підсилювального контуру.

Після вибору потрібного аналізу на екрані з'являється меню, в якому ми можемо ввести необхідні параметри згідно технічного завдання, вказавши номери вузлів, під час яких буде проводитися аналіз обраного контуру. Потім клацніть кнопку меню «Simulate» (Імітація), щоб спостерігати за аналізом обраної схеми.

Результати моделювання підсилювача показані на малюнках 3.5-3.8.

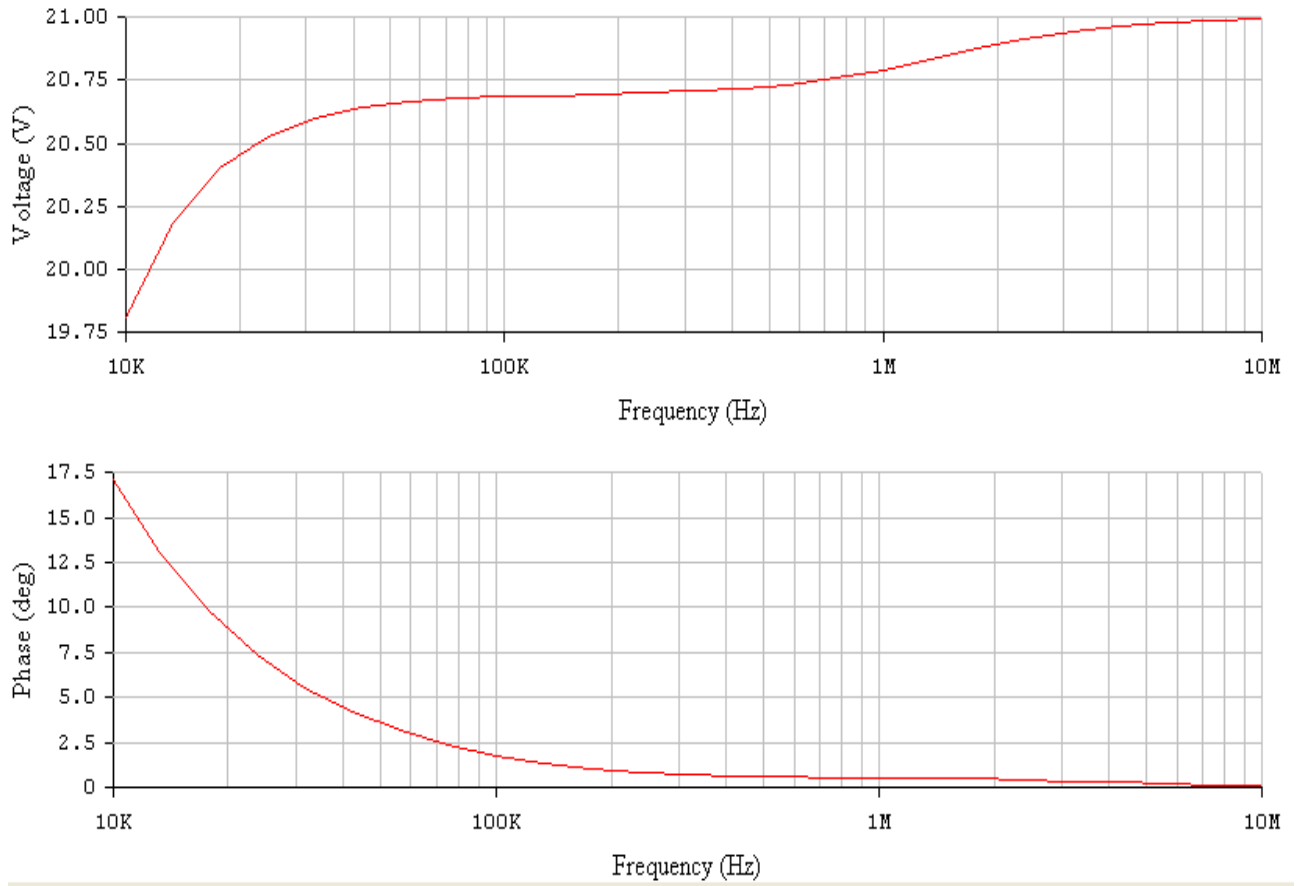


Рисунок 3.5 - АЧХ та ФЧХ підсилювача потужності

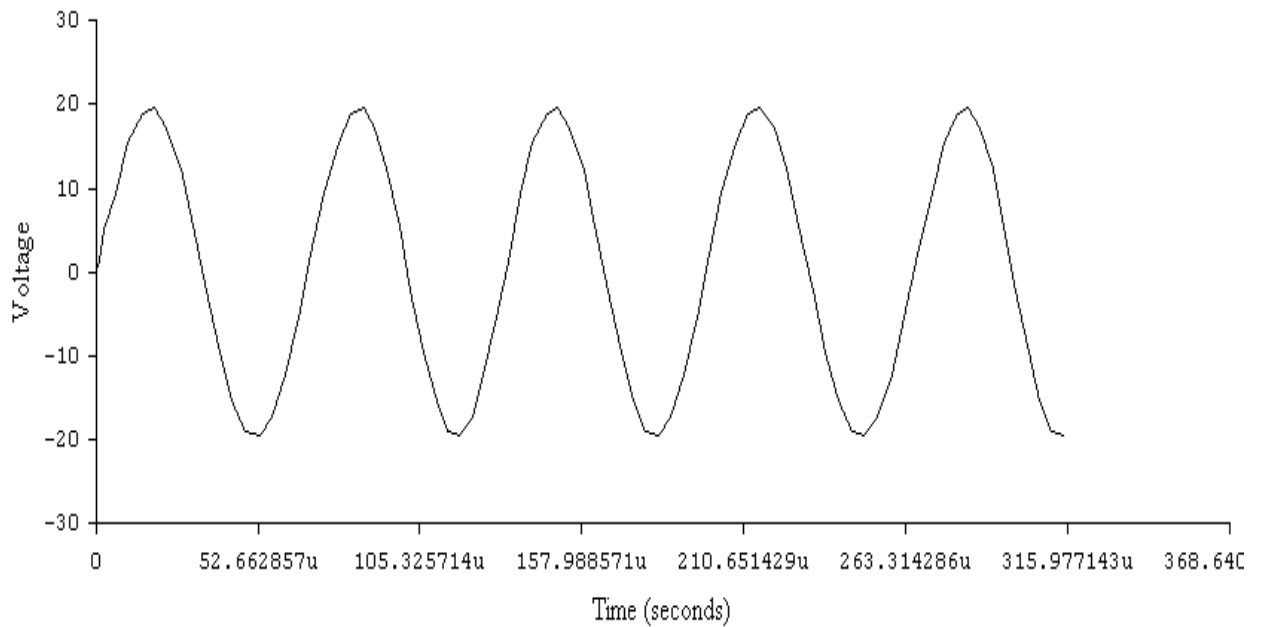


Рисунок 3.6 - Осцилограма вихідного сигналу (синусоїда)

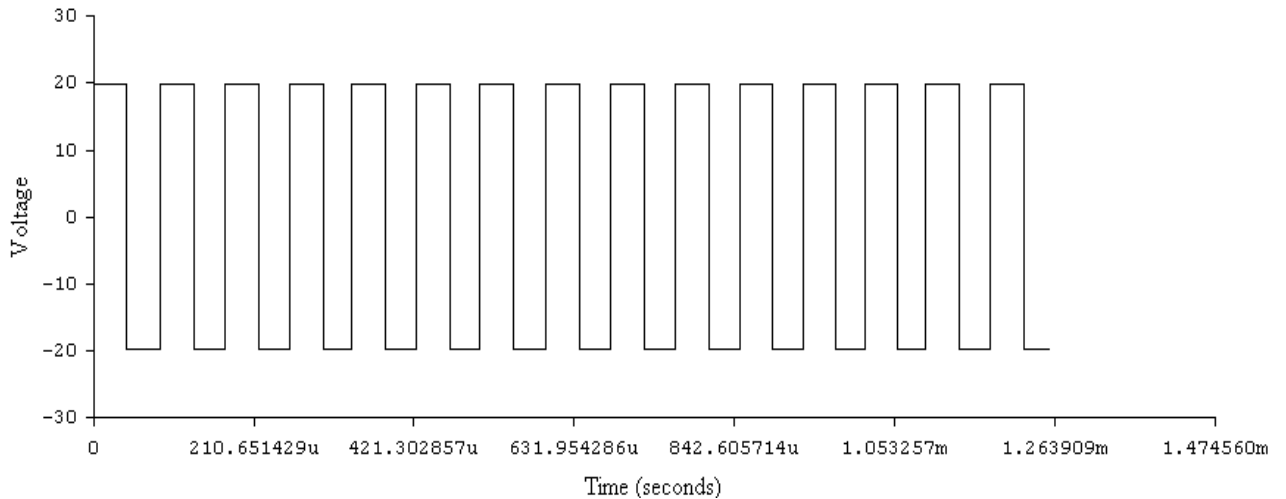


Рисунок 3.7 - Осцилограма вихідного сигналу(меандр)

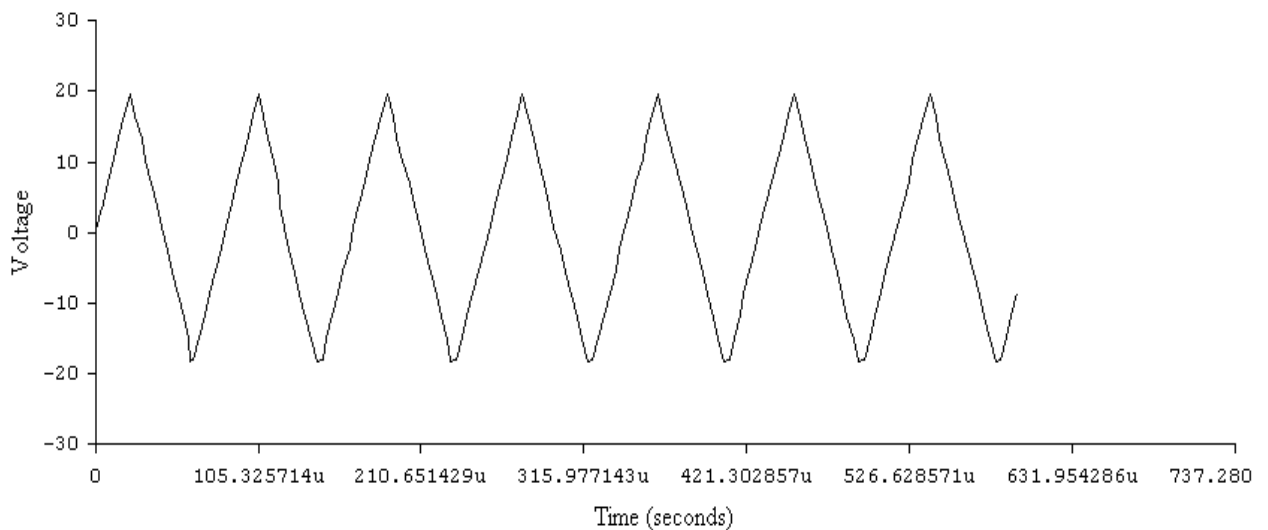


Рисунок 3.9 - Осцилограма вихідного сигналу (трикутник)

З результатів моделювання можна зробити наступні висновки: - При моделюванні частотної характеристики ми спостерігали ефект застосування емітерної корекції в схемі підсилювача, тобто на нижчих частотах коефіцієнт посилення трохи менший, ніж на вищих частотах. підключити

При зменшенні ємності розв'язувального конденсатора АЧХ практично не змінюється в діапазоні середніх і високих частот, але збільшується коефіцієнт частотних спотворень на низьких частотах робочого діапазону, це пов'язано зі зменшенням постійної часу ланцюга розділення, що, у свою чергу, призводить до тривалого спотворення сигналу (падіння піку імпульсу).

Таким чином, моделювання частотної характеристики підсилювача потужності підтверджує правильність розрахунку.

3.5 Висновки до розділу

В розділі електричних розрахунків здійснено розрахунок електричних режимів основних аналогових вузлів пристрою а саме: кінцевого каскаду підсилення, опорного генератора та регулятора температури. Також були розраховані номінали резисторів та конденсаторів і в відповідності до розрахунків були обрані стандартні номінали. Здійснено комп'ютерне схемотехнічне моделювання підсилювача потужності.

4 ОХОРОНА ПРАЦІ

Питання охорони праці є одним з найважливіших на сучасному етапі життя нашого суспільства, у період, коли роботодавці ставлять для себе основним завданням якнайшвидше з мінімальним вкладенням засобів отримати найбільший прибуток. Мало уваги приділяється охороні праці, а часом вимоги охорони праці і взагалі ігноруються. При цьому не враховується те, що при комплексній дії на людину шкідливих виробничих чинників значно зменшується продуктивність праці. Зростання непродуктивних витрат часу обумовлюється також поганою організацією робочих місць, зокрема неврахуванням ергономічних вимог, невдалим розташуванням приладів, відсутність умов для тимчасового відпочинку тощо. Керівники підприємств забувають про те, що в результаті поліпшення умов праці нормалізується психологічний клімат, підвищується налагодженість у роботі, а, отже, зростає продуктивність праці.

Розробка широкодіапазонного генератора з цифровим установленням частоти сигналів відбувалася в приміщенні, яке обладнане робочими місцями з ПК. На розробника могли мати вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори:

1. Фізичні:

- підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони;
- підвищена чи понижена температура повітря робочої зони;
- підвищений рівень шуму на робочому місці;
- підвищений рівень електромагнітного випромінювання;
- підвищена чи понижена іонізація повітря;
- недостатня освітленість робочої зони;
- відсутність чи нестача природного освітлення.

2. Психофізіологічні: статичне перевантаження; розумове перевантаження; емоційні перевантаження.

Відповідно до наведених факторів здійснюємо планування щодо безпечного виконання роботи.

4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

4.1.1 Обладнання робочого місця

Робоче місце – це зона простору, що оснащена необхідним устаткуванням, де відбувається трудова діяльність одного працівника чи групи працівників.

Раціонально організоване робоче місце забезпечує умови праці і правильну побудову робочого процесу. Кожне робоче місце має свої специфічні особливості, пов'язані з особливостями організації виробничого процесу, різноманіттям форм конкретної праці.

Конструкція робочого місця розробника і взаємне розташування всіх його елементів повинне відповідати антропометричним, фізичним і психологічним вимогам. Велике значення має також характер роботи. [15]

Раціональне планування робочого місця передбачає чіткий порядок і сталість розміщення предметів, засобів праці і документації. Те, що потрібно для виконання робіт частіше, розташоване в зоні легкої досяжності робочого простору.

Вимоги до конструкції меблів (робочий стіл, стілець (крісло), розташованих на робочих місцях користувача ПК, визначаються вимогами [18]. Відповідно до вимог екран ПК слід розташовувати на оптимальній відстані від очей працівника, але не ближче 0,4 м залежно від розміру екрана монітора.

Висота робочої поверхні столу для ПК має бути в межах 680 - 800 мм, а ширина - забезпечувати можливість виконання операцій в зоні досяжності моторного поля. Рекомендовані розміри столу: висота - 725 мм, ширина - 600 -1400 мм, глибина - 800 - 1000 мм.

Робочий стіл для ПК повинен мати простір для ніг висотою не менше 600 мм, шириною не менше 500 мм, глибиною на рівні колін не менше 450 мм, на рівні витягнутої ноги – не менше 650 мм.

Робочий стіл для ПК, як правило, має бути обладнаним підставкою для ніг шириною не менше 300 мм та глибиною не менше 400 мм, з можливістю регулювання по висоті в межах 150 мм та кута нахилу опорної поверхні - в межах 20 град. Підставка повинна мати рифлену поверхню та бортик на передньому краї заввишки 10 мм. Застосування підставки для ніг тими, у кого ноги не дістають до підлоги, є обов'язковим.

Основні вимоги щодо роботи на ПК:

- не залишати працюючі ПК і їхні пристрої без нагляду;
- підключати і відключати роз'єми кабелів пристроїв ПК тільки при відключеній напрузі;
- подавати напругу на пристрої і окремі блоки ПК тільки після ретельної перевірки надійності кріплення провідників заземлення, справності кабелів і роз'ємів мережі електроживлення;
- при виявленні запаху горілого в пристроях ПК необхідно вимкнути апаратуру, повторно не включати і звернутися до спеціаліста з технічного обслуговування ПК;
- для профілактики порушень і підтримання працездатності оператора ПК власником повинні бути введені додаткові регламентовані перерви для відпочинку;
- у період роботи за дисплеєм необхідно передбачити через кожні 40 – 45 хв три-п'ятихвилинні перерви для відпочинку. Середня сумарна тривалість роботи за монітором за день не повинна перевищувати 4 год, а за тиждень 20 год [17].

В приміщенні, де проводилася робота використовується чотири провідна трифазна електромережа з заземленим нульовим проводом. Величина напруги цієї мережі становить 380 х 220В (фазна напруга (фаза –

«0») – 220В, а міжфазна лінійна (фаза – фаза) – 380В). Категорія умов з небезпеки електротравматизму – без підвищеної небезпеки [18].

Для запобігання електротравмам у приміщенні здійснюються:

- 1) ізоляція нормально струмоведучих елементів електроустаткування відповідно з вимогами нормативів;
- 2) захисне заземлення із використанням природних заземлювачів;
- 3) систематичне проведення інструктажу з електробезпека;
- 4) суворе дотримання правил електробезпеки на робочому місці.

Таким чином, рівень організації та обслуговування робочих місць значно впливає на ступінь важкості, стомливості й привабливості праці. Чим раціональніше організоване робоче місце, чим воно зручніше, чим краще забезпечене всім необхідним для безперебійної та ритмічної роботи, тим менш утомливою буде праця, тим більша її привабливість, тим вищі працездатність працівника і рівень продуктивності його праці.

4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

4.2.1 Мікроклімат

Виробниче приміщення – замкнений простір в спеціально призначених будинках та спорудах, в яких постійно (по змінах) або періодично (протягом частини робочого дня) здійснюється трудова діяльність людей.

Мікрокліматичні умови на робочому місці, у виробничих приміщеннях – найважливіший санітарно-гігієнічний фактор, від якого багато в чому залежить стан здоров'я та працездатність людини. Визначається він поєднанням таких показників або параметрів, як температура повітря і поверхонь, відносна вологість, швидкість руху (рухливість) повітря, тепловипромінювання.

У санітарних нормах ДСН 3.3.6.042-99 [19] встановлені величини параметрів мікроклімату, що створюють комфортні умови. Ці норми

встановлюються залежно від пори року, характеру трудового процесу і характеру виробничого приміщення (значні або незначні тепловиділення).

Робота проектувальника за енерговитратами відноситься до категорії I а (енерговитрати до 139Дж/с) [20]. Допустимі параметри мікроклімату для цієї категорії наведені в табл.4.1.

Таблиця 4.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Параметр мікроклімату	Величина
Холодний	Температура повітря в приміщенні	21 ... 25 ° С
	Відносна вологість	40 ... 60%
	Швидкість руху повітря	до 0,1 м / с
Теплий	Температура повітря в приміщенні	22 ... 28 ° С
	Відносна вологість	40 ... 60%
	Швидкість руху повітря	0,1 ... 0,2 м / с

Для забезпечення необхідних за нормативами параметрів мікроклімату в приміщенні використовується централізована парова система опалення (для підтримання температури в холодний період року) та система кондиціонування (для підтримання температури в теплий період року), а також систематичне (раз за зміну) вологе прибирання.

4.2.2 Склад повітря робочої зони

Чистота повітря виробничого середовища є важливим фактором підтримання стабільної працездатності працівників, формування у них позитивного ставлення до роботи, підвищення продуктивності праці. Багатьма дослідженнями доведено, що система дихання людини найменш пристосована до забрудненої атмосфери. Слизові оболонки, легеневий апарат піддаються більшому впливу забрудненого повітря, ніж очі та шкіряний покрив. Разом з тим велика кількість виробничих процесів супроводжується утворенням дрібних часточок твердих або рідких речовин, які утримуються в повітрі. Кількість домішок – газів, парів, пилу, які містяться в одному літрі

або одному кубічному метрі повітря у грамах, характеризує ступінь забруднення виробничого середовища.

В приміщенні, де виконується робота, можливими шкідливими речовинами у повітрі є фенол, пил та озон. Джерелами цих речовин є офісна техніка. Пил потрапляє у приміщення ззовні, через вікна, двері та заноситься співробітниками.

ГДК шкідливих речовин, які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³		Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньо добова	
Фенол	0,01	0,01	3
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4
Озон	0,16	0,03	1

Параметри іонного складу повітря на робочому місці, що обладнане ПК, повинні відповідати допустимим нормам (табл.4.3).

Таблиця 4.3 – Рівні іонізації повітря приміщень при роботі на ПК

Рівні	Кількість іонів в 1 см ³	
	n+	n-
Мінімально необхідні	400	600
Оптимальні	1500-3000	3000-5000
Максимально необхідні	50000	50000

Забезпечення складу повітря робочої зони здійснюється за допомогою системи кондиціонування та вологого прибирання.

4.2.3 Виробниче освітлення

Освітлення на робочих місцях справляє багатоплановий вплив на працівника, зокрема на його емоційний стан, працездатність, мотивацію, продуктивність і безпеку праці. Світло є не тільки важливою умовою роботи

зорового аналізатора, а й біологічним фактором розвитку організму людини в цілому. Для людини день і ніч, світло і темрява визначають біологічний ритм – неспання та сон. Отже, недостатня освітленість або її надмірна кількість знижують рівень збудженості центральної нервової системи і активність усіх життєвих процесів. Раціональне освітлення є важливим фактором загальної культури виробництва. Неможливо забезпечити чистоту та порядок у приміщенні, в якому напівтемрява, світильники брудні або в занедбаному стані.

Згідно ДБН В.2.5-28-2018 [21] в приміщенні, де здійснюється робота за допомогою ПК необхідно застосувати систему комбінованого освітлення. Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні для роботи зазначені у таблиці 4.4.

Таблиця 4.4 - Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фона	Освітленість, лк		КПО, e_n , %			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Високі точності	0,3 - 0,5	III	г	великий	світлий	700	300	5	2	3	1,2

Для забезпечення достатнього освітлення передбачені такі заходи:

- 1) Максимальне використання бічного природного освітлення.

2) Систематичне очищення скла від бруду – не рідше двох разів на рік.

3) Систематична заміна перегорілих ламп.

4.2.4 Виробничий шум

Шкідливий та небезпечний вплив шуму на організм людини встановлено з повною достовірністю. Ступінь такого впливу, переважно, залежить від рівня та характеру шуму, форми та тривалості впливу, а також індивідуальних особливостей людини. Численні дослідження підтвердили той факт, що шум належить до загальнофізіологічних подразників, які за певних обставин можуть впливати на більшість органів та систем організму людини. Так, дія шуму може спричинити нервові, серцево-судинні захворювання, виразкову хворобу, порушення обмінних процесів та функціонування органів слуху тощо.

Джерелом шуму під час розробки підсистеми контролю знань користувачів дистанційних курсів технічних дисциплін з використанням сучасних технологій програмування є працююча офісна техніка, а також – рух автотранспорту біля будинку. У табл. 4.5 вказані граничні рівні звуку залежно від категорії тяжкості і напруженості праці, що є безпечними відносно збереження здоров'я і працездатності згідно ДСН 3.3.6.037-99 [22].

Таблиця 4.5 – Граничні рівні звуку, дБ, на робочих місцях.

Категорія напруженості праці	Категорія важкості праці			
	I. Легка	II. Середня	III. Важка	IV. Дуже важка
I. Мало напружений	80	80	75	75
II. Помірно напружений	70	70	65	65
III. Напружений	60	60	-	-
IV. Дуже напружений	50	50	-	-

Для зниження рівня шуму стіни і стеля приміщень, де встановлені комп'ютери, можуть бути облицьовані звукопоглинальними матеріалами.

Для забезпечення допустимих параметрів шуму доцільно використовувати комп'ютери з пасивним охолодженням та встановити пластикові вікна, які мають достатню звукоізоляцію.

4.2.5 Виробничі випромінювання

Розробка підсистеми контролю знань користувачів дистанційних курсів технічних дисциплін з використанням сучасних технологій програмування відбувалася за допомогою ПК, відповідно існує ймовірність впливу ЕМП на працівника.

Ступінь впливу електромагнітних випромінювань на організм людини взагалі залежить від діапазону частот, тривалості опромінення, характеру опромінення, режиму опромінення, розмірів поверхні тіла, яке опромінюється, та індивідуальних особливостей організму. У результаті дії ЕМП на людину можливі гострі та хронічні форми порушення фізіологічних функцій організму.

Ці порушення виникають в результаті дії електричної складової ЕМП на нервову систему, в також на структуру кори головного та спинного мозку, серцево-судинної системи. У більшості випадків такі зміни в діяльності нервової та серцево-судинної системи мають зворотній характер, але в результаті тривалої дії вони накопичуються, підсилюються з плином часу, але, як правило, зменшуються та зникають при виключенні впливу та поліпшенні умов праці. Тривалий та інтенсивний вплив ЕМП призводить до стійких порушень та захворювань.

Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань від монітору комп'ютера представлені в табл. 4.6.

Заходи щодо зменшення впливу на працівника електромагнітного випромінювання: оптимальна організація робочого місця, доцільне

розміщення технологічного устаткування, дотримання гігієнічно-обґрунтованих режимів праці та відпочинку, зменшення часу перебування у зоні опромінення.

Таблиця 4.6 – Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань

Найменування параметра	Допустимі значення
Напруженість електричної складової електромагнітного поля на відстані 50 см від поверхні відеомонітору	10 В/м
Напруженість магнітної складової електромагнітного поля на відстані 50 см від поверхні відеомонітору	0,3 А/м
Напруженість електростатичного поля не повинна перевищувати:	для дорослих користувачів 20кВ/м для дітей 15кВ/м

4.3 Пожежна безпека

Пожежна безпека – це стан об'єкта, при якому з регламентованою ймовірністю виключається можливість виникнення та розвиток пожежі і впливу на людей її небезпечних факторів, а також забезпечується захист матеріальних цінностей. Забезпечення пожежної безпеки є складовою частиною виробничої та іншої діяльності посадових осіб, працівників підприємств, установ, організацій та підприємців. Це повинно бути відображено у трудових договорах (контрактах) та статутах підприємств, установ та організацій.

В приміщенні, де проводилася робота, використовуються тільки негорючі речовини та матеріали у холодному стані, тому за ступенем вибухопожежної та пожежної небезпеки приміщення відноситься до категорії «Д» [20]. За вогнестійкістю приміщення відноситься до третьої категорії [11].

4.3.1 Технічні рішення системи запобігання пожежі

Можливі причини виникнення пожежі у приміщенні, де виконувалася робота такі:

- несправна електропроводка (іскріння, перегрів провідників, пересихання електроізоляційних матеріалів);
- використання електропобутових пристроїв (електрочайники, обігрівачі); попадання вологи на працююче електрообладнання;
- залишення без нагляду увімкннутих комп'ютерів, обчислювальної техніки та інших електроприладів.

Для запобігання виникнення пожежі доцільні такі заходи:

- проведення навчань з питань пожежної безпеки (інструктажі та пожежно-технічні мінімуми);
- суворе дотримання правил і норм, визначених чинними нормативними документами при реконструкції приміщень, будівлі, технічне переобладнання електромережі, опалення, вентиляції, освітлення тощо;
- заборона паління та застосування відкритого вогню у приміщенні;
- своєчасне проведення профілактичних оглядів, випробувань, ремонтів обчислювальної техніки та допоміжного устаткування.

4.3.2 Технічні рішення системи протипожежного захисту

Система протипожежного захисту – це сукупність організаційних заходів а також технічних засобів, спрямованих на запобігання впливу на людей небезпечних чинників пожежі та обмеження матеріальних збитків від неї. Протипожежний захист підприємства здійснюється за такими чотирма напрямками.

1. Обмеження розмірів та поширення пожежі: розміщення будівель та споруд на території об'єкта із дотриманням протипожежних розривів та інших вимог пожежної безпеки; дотримання обмежень стосовно кількості

поверхів будівель та площі поверху; правильне планування та розміщення виробничих цехів, приміщень, діляниць у межах будівлі; вибір будівельних конструкцій необхідних ступенів вогнестійкості; встановлювання протипожежних перешкод у будівлях, системах вентиляції; облаштування систем автоматичної пожежної сигналізації та пожежогасіння.

2. Обмеження розвитку пожежі: обмеження кількості горючих речовин, що одночасно знаходяться в приміщенні; використання оздоблювальних будівельних та конструкційних матеріалів з нормативними показниками вибухопожежонебезпечності.

3. Забезпечення безпечної евакуації людей та майна: вибір такого об'ємно-планувального та конструктивного виконання будівлі, щоб евакуація людей була завершена до настання гранично допустимих рівнів чинників пожежі; застосування аварійного вимкнення устаткування та комунікацій; облаштування систем протидимового захисту, які запобігають задимленню шляхів евакуації; влаштування необхідних шляхів евакуації (коридорів, сходових кліток, зовнішніх пожежних драбин), раціональне їх розміщення та належне утримання.

4. Створення умов для успішного гасіння пожежі: встановлення в будівлях та приміщеннях установок пожежної автоматики; забезпечення приміщень нормованою кількістю первинних засобів пожежогасіння.

У приміщенні на випадок виникнення пожежі для обмеження її розповсюдження знаходиться переносний вуглекислотний вогнегасник типу ОУ-5, що відповідає нормам [22]. Підходи до засобів первинного пожежогасіння та відключення електросхем устаткування вільні.

У коридорі приміщення розташована схема евакуації людей при пожежі. Шляхи евакуації з відділу відповідають правилам пожежної безпеки. У будинку є два виходи, ширина коридору – 2-3 метри, ширина дверей – 0,8 м., двері відкриваються по ходу руху людей у випадку евакуації.

ВИСНОВКИ

В бакалаврській дипломній роботі проведено проектування широкодіапазонного високостабільного генератора з цифровим установленням частоти сигналів.

Побудова генераторів з прецизійною стабільністю частоти і фази, чистим спектром генерованих коливань і швидкою перестройкою в широкому діапазоні неперервної шкали робочих частот представляє великі технічні труднощі, оскільки ці вимоги суперечливі. Тому в якості основного вузла вимірювального широкодіапазонного генератора був використаний синтезатор частоти, який представляє собою генеруючий пристрій дискретної шкали частот, синтезованої з коливань лише декількох або, в нашому випадку, одного еталонного автогенератора з прецизійною стабільністю частоти. В якості еталонного генератора в роботі використаний кварцовий автогенератор з довготривалою нестабільністю $\Delta f_{\text{ет.}}/f_{\text{ет.}} < 10^{-7}$.

З врахуванням поставлених у технічному завданні вимог було обґрунтовано вибір та розробку структурної схеми, по якій і спроектовано електричну схему діапазонного генератора стандартних сигналів. Проведено ряд електричних розрахунків каскадів пристрою, результати яких підтвердили можливість реалізації необхідних функцій на основі вибраних схемних рішень. А моделювання каскаду кінцевого підсилення у схемному редакторі Electronic Workbench.5.12 підтвердив правильність проведених електричних розрахунків.

У порівнянні з іншими серійними функціональними генераторами які побудовані на аналоговій елементній базі, розроблений у бакалаврській дипломній роботі і пристрій побудований на сучасній елементній базі вітчизняного та закордонного виробництва що дає змогу добитися високої точності встановлення частоти. Висока точність і стабільність сигналу генератора дозволяє його застосування для виробництва і налагодження професійної апаратури високої якості.

Таблиця 1 – Порівняння результатів технічного завдання, та проектування

Параметр, що досліджувався	Задане значення в технічному завданні	Отримане значення при проектуванні
Діапазон частот, МГц	0,1-10	0,1-10
Максимальна амплітуда вихідної напруги, В	20	20,7
Відносна нестабільність частоти, $\Delta f_{\text{ст.}}/f_{\text{ст}}$	10^{-7}	10^{-7}
Споживана потужність, Вт	1.5	<1.5
Підключення до ЕОМ	LPT	LPT

Виходячи з таблиці 1 можна стверджувати, що були реалізовані усі вимоги індивідуального завдання.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Засоби та організація зв'язку в артилерійських підрозділах : навч. посіб. / Ю. І. Пушкарьов, Л. С. Демидко, М. М. Ляпа. – Суми : Сумський державний університет, 2014. – 259 с
2. Бондаренко І.М. Мікроелектроніка НВЧ. Ч.2. Напівпровідникові елементи та пристрої НВЧ: навч. посібник для студентів ЗВО. – Харків: ХНУРЕ, 2019. – 172 с.
3. Поджаренко В.О., Кучерук В.Ю., Севастьянов В.М. Основи мікропроцесорної техніки. Навчальний посібник. - Вінниця: ВНТУ, 2006. - 226 с.
4. Поліщук Є.С., Дорожовець М.М., Яцук В.О. та ін. Метрологія та вимірювальна техніка: підручник / Є. С. Поліщук, М. М. Дорожовець, В. О. Яцук, В.М. Ванько, Т. Г. Бойко; За ред. проф. Є. С. Поліщука - 2-е вид., переробл. і доповн. – Л. : Вид-во Львів. політехніки, 2012. –534 с.
5. Радіопередавальні пристрої : навчальний посібник / В. М. Ткачук, С. М. Цирульник, Т. А. Петренко. – Вінниця : Т. П. Барановська, 2015. – 188 с.
6. Хаїзмон І. Я. Техніка передачі інформації. Функціональні вузли та схеми. Ч.1. / І. Я. Хаїзмон. – Вінниця.: ВДТУ, 2000 р. – 143с.
7. Методи і засоби обробки небезпечних сигналів / [Азаров О. Д. Максименко Г.О., Хорошко В. О., Яремчук Ю. Є.]. – Вінниця: ВНТУ, 2005. – 282 с.
8. Захист інформації в телекомунікаційних системах / [Конахович Г. Ф., Климчук В. П., Паук С. М., Потапов В. Г.]. – К.: "МК-Пресс", 2005. – 288 с
9. Бондаренко І.М. Системи радіозв'язку. Кн.2, ч.1. Радіолінії зв'язку: Навч. посібник. – Харків.: ХІ ВПС, 2003. – 162 с.
10. Петренко Т. А. Підсилювальні пристрої. Підручник./ Т. А. Петренко, К.: Вища шк, – 1995р. 134 с.
11. Огороднійчук М.Д. Аналогові електронні пристрої./ М. Д. Огороднійчук, Київ 2000р. – 380 с.

12. Рудик В.Д. Аналогові та підсилювальні електронні пристрої. Частина 2 / В. Д. Рудик, Вінниця: ВДТУ, 2001. – 40 с.
13. Рудик В. Д, Шутило М. А. Аналогові та підсилювальні електронні пристрої. Лабораторний практикум. Частина 3. / В. Д. Рудик, М. А. Шутило, Вінниця: ВДТУ. 2002. – 30 с.
14. ДСТУ ISO 45001:2019 Системи управління охороною здоров'я та безпекою праці. Вимоги та настанови щодо застосування (ISO 45001:2018, IDT). URL: http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=88004.
15. ДСТУ 8604:2015 Дизайн і ергономіка. Робоче місце для виконання робіт у положенні сидячи. Загальні ергономічні вимоги. URL: http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=71028
16. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. URL: http://sop.zp.ua/norm_npraop_0_00-7_15-18_01_ua.php
17. Про мінімальні вимоги безпеки при роботі з дисплейним обладнанням: 90/270/ЕЭС. Брюссель : Рада Європейських співтовариств, 1990. URL: <http://docs.pravo.ru/document/view/32704903/>
18. Правила улаштування електроустановок - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://www.energiy.com.ua/PUE.html>
19. ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972>
20. Гігієнічна класифікація праці (за показниками шкідливості і небезпеки факторів виробничого середовища від 12.08.1986 № 4137-86. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://zakon4.rada.gov.ua/laws/show/v4137400-86>
21. ДБН В.2.5-28-2018 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/prirodne-i-shtuchne-osvitlennja-nor8425.html>

22. ДСН 3.3.6.037-99 Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/sanitarni-normi-virobnichogo-shumu-ultrazvuku-ta-infrazvuku-nor4878.html>

23. ДСТУ Б В.1.1-36:2016 Визначення категорій приміщень, будинків та зовнішніх установок за вибухопожежною та пожежною небезпек. URL: https://dbn.co.ua/load/normativy/dstu/dstu_b_v_1_1_36/5-1-0-1759

24. ДБН В.1.1-7:2016 Пожежна безпека об'єктів будівництва. Загальні вимоги. URL: http://www.poliplast.ua/doc/dbn_v.1.1-7-2002.pdf.

25. Наказ Міністерства внутрішніх справ України «Про затвердження Правил експлуатації та типових норм належності вогнегасників». URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0225-18#Text>.

Додаток А
(обов'язковий)

**ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ НАВЧАЛЬНОЇ (БАКАЛАВРСЬКОЇ)
ДИПЛОМНОЇ РОБОТИ**

**ШИРОКОДІАПАЗОННИЙ ГЕНЕРАТОР З ЦИФРОВИМ
УСТАНОВЛЕННЯМ ЧАСТОТИ СИГНАЛІВ**

**ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ**

Назва роботи: «Широкодіапазонний генератор з цифровим
установленням частоти сигналів»

Тип роботи: БДР
(БДР, МКР)

Підрозділ ІРТС, ІЕС
(кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Unicheck

Оригінальність 81,2% Схожість 18,8%

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

1. Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.
2. Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її виконання автором. Роботу направити на розгляд експертної комісії кафедри.
3. Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

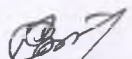
Особа, відповідальна за перевірку


(підпис)

Олександр ЗВЯГІН
(прізвище, ініціали)

Ознайомлені з повним звітом подібності, який був згенерований системою Unicheck щодо роботи.

Автор роботи


(підпис)

Ростислав СУХОВ
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи


(підпис)

АНТОН САВИЦЬКИЙ
(прізвище, ініціали)

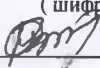
Додаток Б
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНИЙ МАТЕРІАЛ

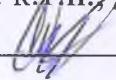
**ШИРОКОДІАПАЗОННИЙ ГЕНЕРАТОР З ЦИФРОВИМ
УСТАНОВЛЕННЯМ ЧАСТОТИ СИГНАЛІВ**

Виконав: студент 4-го курсу, групи ТКР-196
спеціальності 172 – Телекомунікації та
радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

 Сухов Р. Б.
(прізвище та ініціали)

Керівник: к.т.н., доц., доцент каф. ІРТС

 Савицький А. Ю.
(прізвище та ініціали)

« 15 » 06 2023 р.

Вінниця ВНТУ - 2023 рік

Структурна схема широкодіапазонного генератора

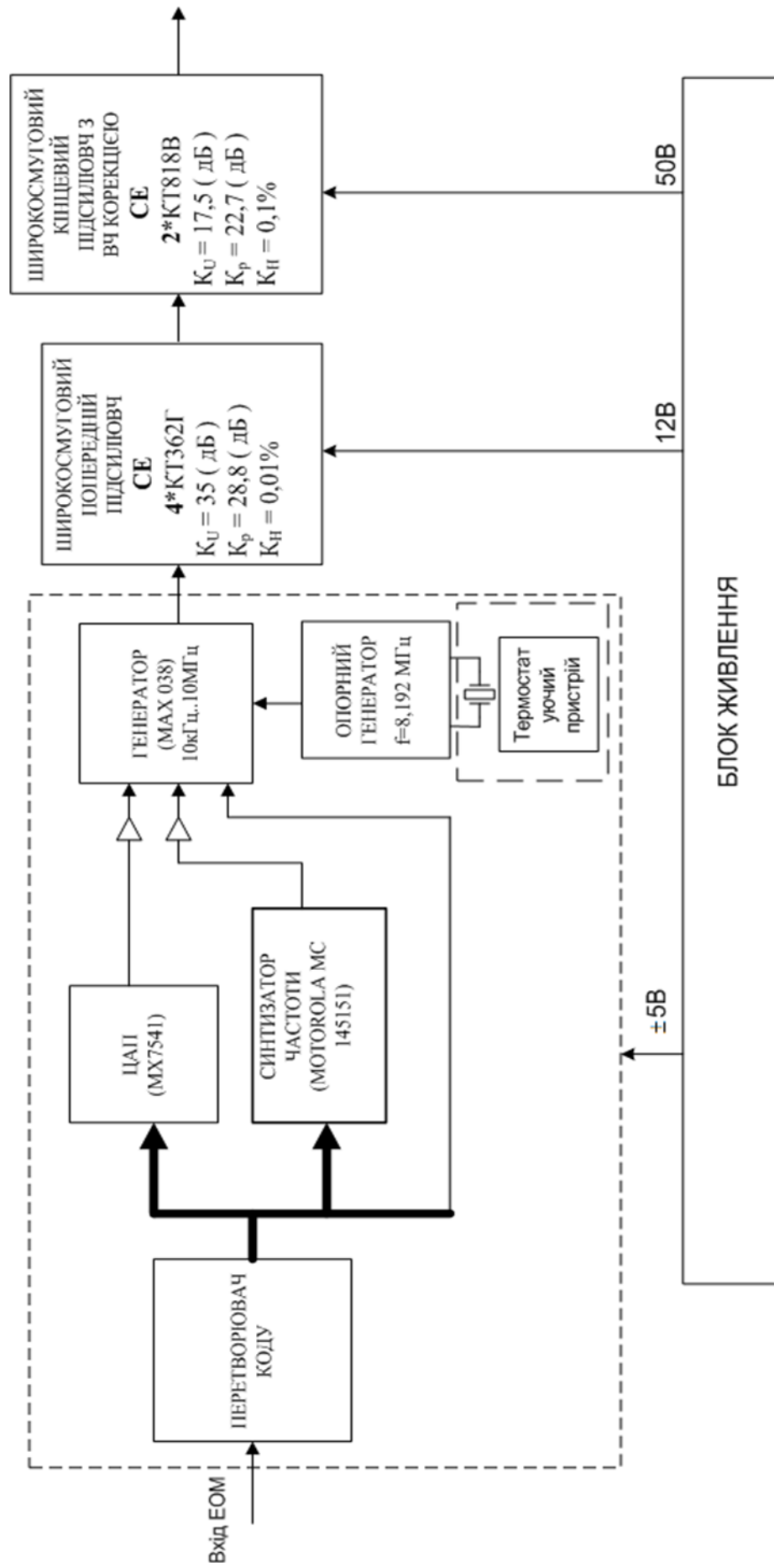
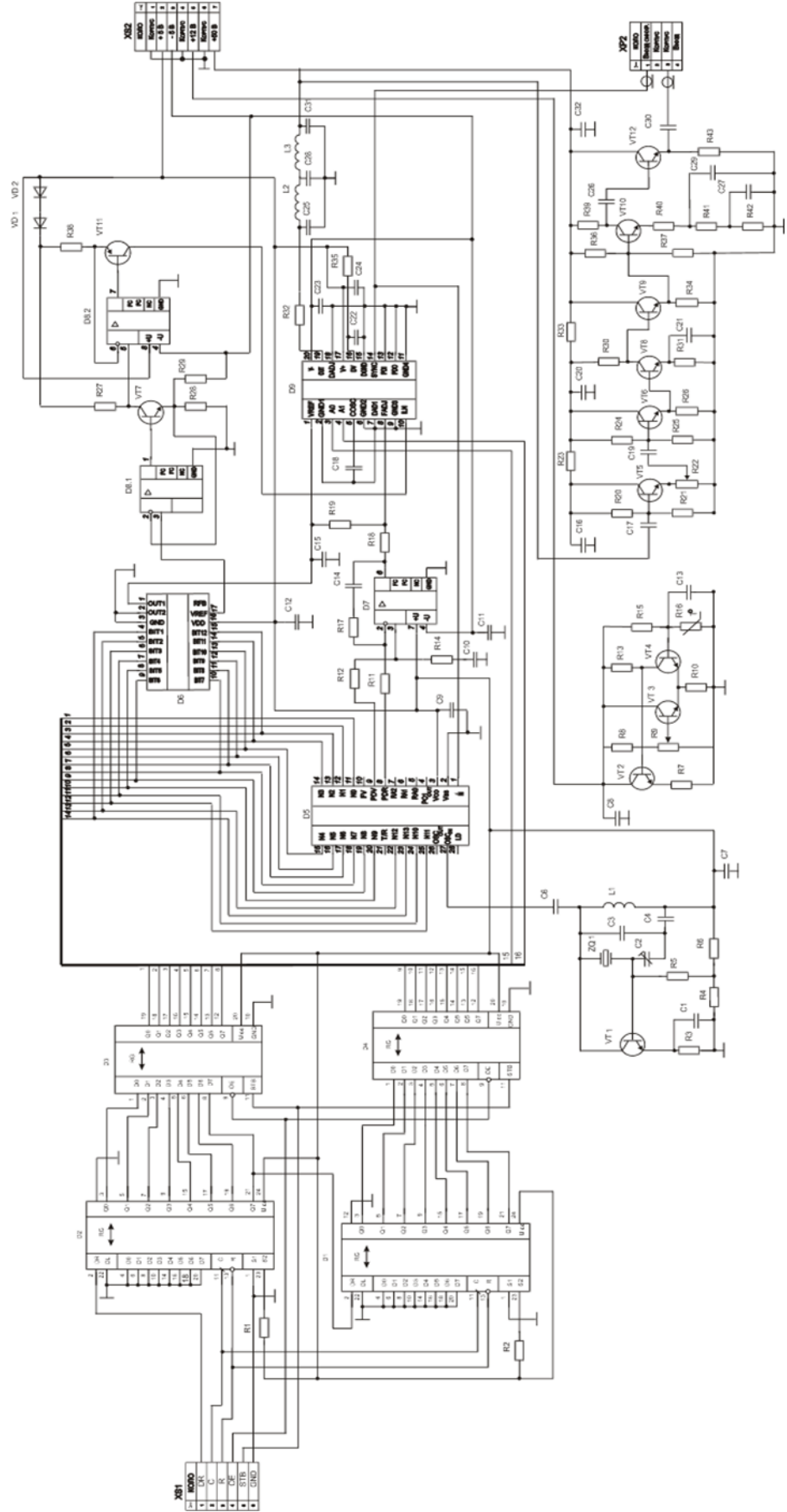


Схема електрична принципова широкодіапазонного генератора



Результати моделювання каскадів пристрою

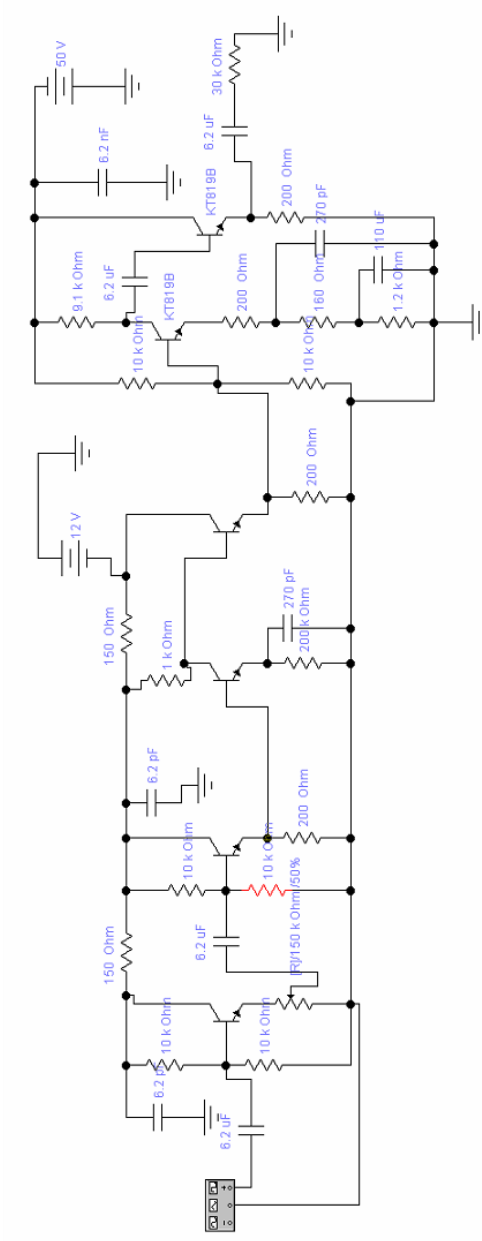


Рисунок 1- Модель підсилювача потужності в схемному редакторі Electronic Workbench 5.12

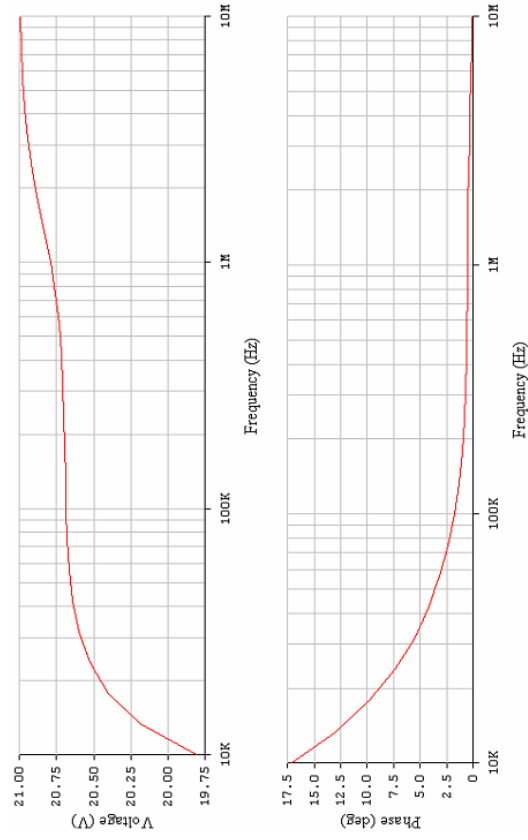
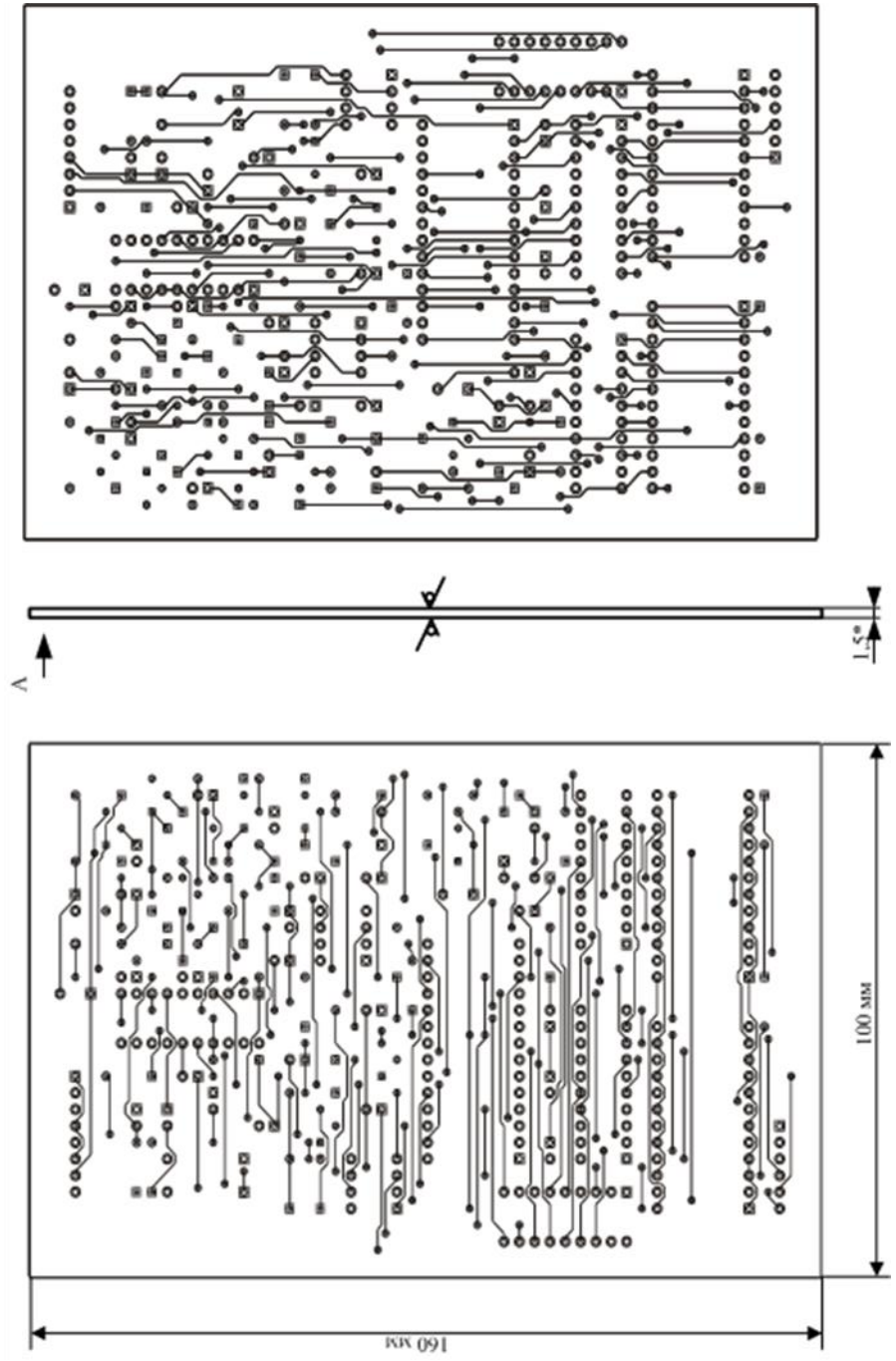
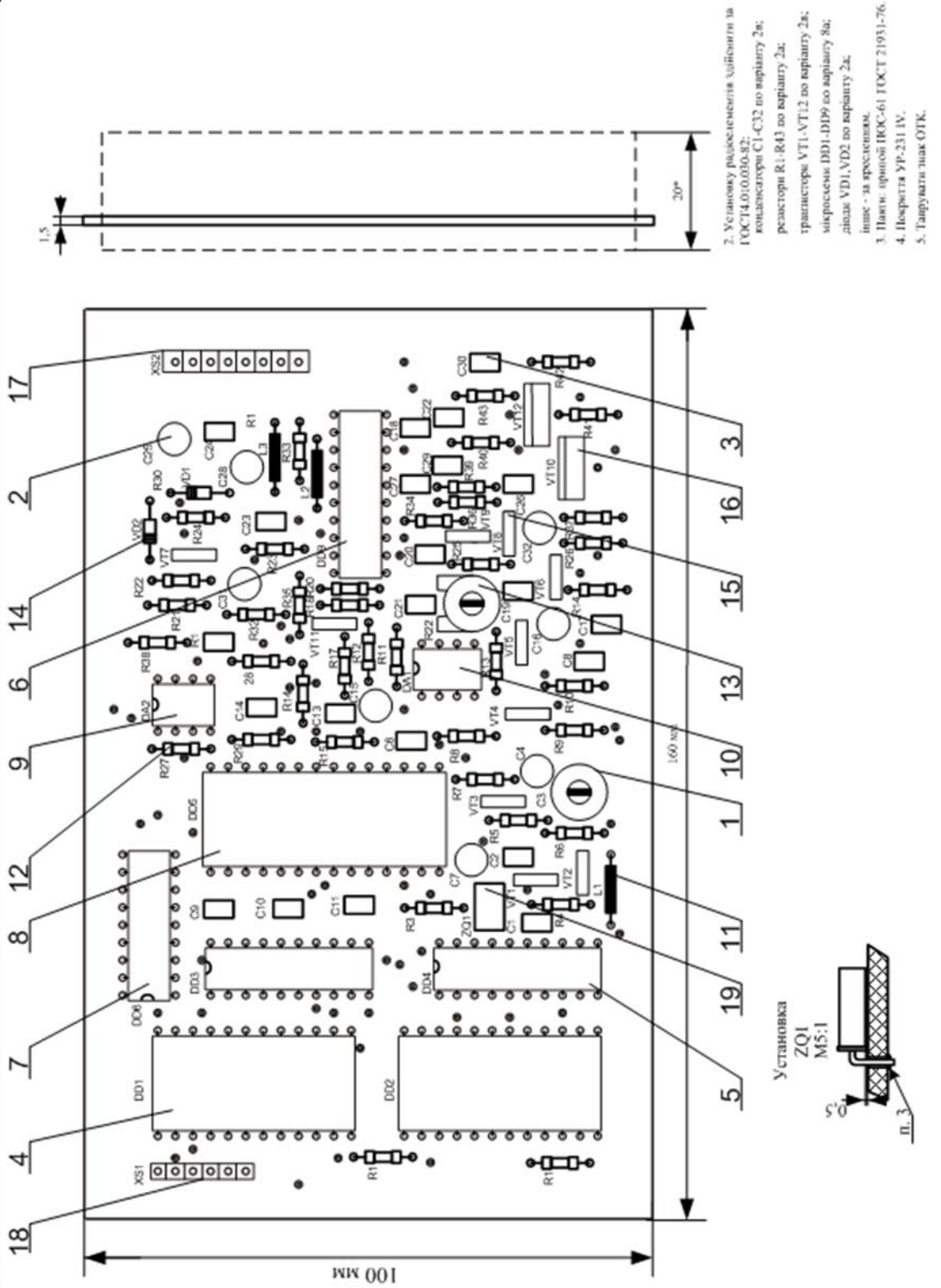


Рисунок 2- АЧХ та ФЧХ підсилювача потужності

Плата друкована широкодіапазонного генератора



Складальне креслення



Загальний вигляд конструкції широкодіапазонного генератора

