

Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки
Факультет _____ Електронної та біомедичної інженерії
Кафедра _____ Мікроелектроніки, електронних приладів та пристроїв
Спеціальність (напрямок) _____ 171 Електроніка
Освітня програма _____ «Електронні пристрої та системи»

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

Пояснювальна записка

_____ перший (бакалаврський)

(рівень вищої освіти)

_____ Розробка прототипу аналогового музичного синтезатора на основі
_____ субтрактивного синтезу

(тема)

Виконав: студент __ 4 __ курсу,

групи _____ ЕЕПС-21-1

_____ Сенніков І. С.

(прізвище, ініціали)

Керівник _____ Глухов О. В.

(прізвище, ініціали)

Рецензент _____ Галат О. Б.

(прізвище, ініціали)

Допускається до захисту

Зав. кафедри _____

(підпис)

_____ Бондаренко І. М.

(прізвище, ініціали)

2025 р.

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет _____ Електронної та біомедичної інженерії _____

Кафедра _____ Мікроелектроніки, електронних приладів та пристроїв _____

Рівень вищої освіти _____ перший (бакалаврський) _____

Спеціальність (напрямок) _____ 171 Електроніка _____

(код і повна назва)

Освітня програма _____ «Електронні пристрої та системи» _____

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Зав. кафедри _____

(підпис)

« ____ » _____ 20 __ р.

ЗАВДАННЯ

НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

студентові: _____ Сеннікову Іллі Сергійовичу _____

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Розробка прототипу аналогового музичного синтезатора на основі субтрактивного синтезу

затверджена наказом по університету від 26 05 2025__ р. №415 Ст _____

2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії 12 червня 2025 р.

3. Вихідні дані до роботи _____

4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі поняття музичного звуку та взаємодії музичних звуків, стандартні структурні та схемотехнічні рішення побудови музичних аналогових синтезаторів, структурна схема розроблюваного

музичного аналогового синтезатора субтрактивного синтезу та електричні
принципові схеми її функціональних блоків.

5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслеників, схем, плакатів,
комп'ютерних ілюстрацій (слайдів) _____

6. Календарний план

№	Назва етапів роботи	Терміни виконання роботи	Примітка
1	Інформаційно-тематичний пошук	05.05.2025	
2	Аналіз зібраної інформації	08.05.2025	
3	Пошук додаткових джерел	12.05.2025	
4	Структурування матеріалу	16.05.2025	
5	Моделювання на ЕОМ	20.05.2025	
6	Оформлення пояснювальної записки	25.05.2025	
7	Захист атестаційної роботи	12.06.2025	

Дата видачі завдання 05 травня 20 25 р.

Студент _____

(підпис)

Керівник роботи _____ Доц. каф. МЕЕПІ Глухов О. В.

(підпис)

(посада, прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до кваліфікаційної роботи: 88 сторінок, 83 рисунки, 2 таблиці, 18 посилань

МОДЕЛЮВАННЯ РОБОТИ ЕЛЕКТРИЧНИХ СХЕМ НА ЕЛЕКТРОННО-ОБЧИСЛЮВАЛЬНІЙ МАШИНІ, МУЗИЧНИЙ АНАЛОГОВИЙ СИНТЕЗАТОР, РОЗРОБКА ПРОТОТИПУ ЕЛЕКТРОННОГО МУЗИЧНОГО ІНСТРУМЕНТУ, СИНТЕЗ ЗВУКУ, СУБТРАКТИВНИЙ СИНТЕЗ

Об'єкт дослідження – функціональна структура та схемотехніка музичного аналогового синтезатора на основі субтрактивного синтезу.

Мета роботи – розробка прототипу музичного субтрактивного синтезатора засобами аналогової схемотехніки.

Метод – моделювання роботи функціональних модулів субтрактивного аналогового синтезатора.

Актуальність: розвиток електронної музики створив попит на електронні музичні інструменти, особливо на музичні синтезатори, тобто пристрої, що можуть генерувати штучний звуковий сигнал складних форм хвилі в межах хроматичного звукоряду та мають широкі можливості для створення та налаштування бажаного звуку, тобто синтезу. Найпростішим та найпопулярнішим є метод субтрактивного синтезу звуку. Аналогові синтезатори мають перевагу над цифровими через неперервність генерованих, керуючих та результуючих сигналів за амплітудою та часом.

ABSTRACT

Explanatory note to the qualifying work: 88 pages, 83 figures, 2 tables, 18 references

SIMULATION OF THE OPERATION OF ELECTRONIC CIRCUITS ON A COMPUTER, MUSICAL ANALOG SYNTHESIZER, РОЗРОБКА ПРОТОТИПУ ЕЛЕКТРОННОГО МУЗИЧНОГО ІНСТРУМЕНТУ, СИНТЕЗ ЗВУКУ, СУБТРАКТИВНИЙ СИНТЕЗ

The object of research is the functional structure and circuit design of a musical analog synthesizer on the basis of subtractive synthesis.

The purpose of the work is to develop a prototype of a musical subtractive synthesizer using analog circuit design.

The research method is modeling of the functional modules of the subtractive analog synthesizer.

Relevance: The development of electronic music has created a demand for electronic musical instruments, especially for musical synthesizers, i.e. devices that can generate an artificial sound signal of complex waveforms within the chromatic scale and have wide possibilities for creating and adjusting the desired sound, i.e. synthesis. The simplest and most popular method is subtractive synthesis of sound. Analog synthesizers have an advantage over digital ones due to the continuity of the generated, control and resulting signals in amplitude and time.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ	8
ВСТУП	10
1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД СТАНДАРТНИХ КОНСТРУКЦІЙ ТА СХЕМОТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ ПОБУДОВИ АНАЛОГОВИХ МУЗИЧНИХ СИНТЕЗАТОРІВ НА ОСНОВІ СУБТРАКТИВНОГО СИНТЕЗУ	12
1.1 Фундаментальні розуміння музично-технічних вимог до електронних музичних інструментів	12
1.1.1 Музичний звук	12
1.1.2 Взаємодія музичних звуків	14
1.2 Стандартні конструкції та схемотехнічні рішення побудови аналогових музичних синтезаторів на основі субтрактивного синтезу	17
2 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ АНАЛОГОВОГО МУЗИЧНОГО СИНТЕЗАТОРА СУБТРАКТИВНОГО СИНТЕЗУ ЗГІДНО ЗІ ЗАВДАННЯМ НА ПРОЕКТУВАННЯ	22
2.1 Формулювання розгорнутого технічного завдання	22
2.2 Розробка структурної схеми	23
3 РОЗРОБКА ЕЛЕКТРИЧНОЇ ПРИНЦИПОВОЇ СХЕМИ АНАЛОГОВОГО МУЗИЧНОГО СИНТЕЗАТОРА СУБТРАКТИВНОГО СИНТЕЗУ	25
3.1 Розробка схеми живлення	25
3.2 Розробка схеми клавіатури керування напругою	28
3.3 Розробка схеми осцилятора керованого напругою	40
3.3.1 Розробка схеми осцилятора низької частоти	49
3.4 Розробка схеми фільтра керованого напругою.....	55
3.5 Розробка схеми підсилювача керованого напругою	66
3.6 Розробка схеми мікшера.....	72
3.7 Розробка генератора огибаючої.....	75
ВИСНОВКИ.....	85

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ	87
ДОДАТОК А	Ошибка! Закладка не определена.
ДОДАТОК Б	Ошибка! Закладка не определена.
ДОДАТОК В	Ошибка! Закладка не определена.
ДОДАТОК Г	Ошибка! Закладка не определена.
ДОДАТОК Ґ	Ошибка! Закладка не определена.
ДОДАТОК Д	Ошибка! Закладка не определена.
ДОДАТОК Е	Ошибка! Закладка не определена.
ДОДАТОК Є	Ошибка! Закладка не определена.
ДОДАТОК Ж	Ошибка! Закладка не определена.
ДОДАТОК З	Ошибка! Закладка не определена.
ДОДАТОК И	Ошибка! Закладка не определена.
ДОДАТОК І	Ошибка! Закладка не определена.
ДОДАТОК Ї	Ошибка! Закладка не определена.

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ І
ТЕРМІНІВ

1 В/окт – один вольт на октаву;

Аліасинг – явище накладання спектрів складових сигналу при дискретизації;

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика;

Вібрато – періодичні зміни висоти, амплітуди чи тембру музичного звуку;

ГО – генератор огибаючої;

ЕМІ – електронний музичний інструмент;

ЕОМ – електронна обчислювальна машина;

КН – керуюча напруга;

ОКН – осцилятор керований напругою;

ОНЧ – осцилятор низької частоти;

ОП – операційний підсилювач;

ПКН – підсилювач керований напругою;

Портаменто – спосіб виконання, у якому наступна нота не відразу береться точно (в звуко-висотному відношенні), а використовується плавний перехід до потрібної висоті від попередньої ноти;

ФКН – фільтр керований напругою;

ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач;

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція;

Інтонація – властивість музичного звуку створювати відчуття певної висоти, прямо пропорційна періоду акустичної хвилі;

CV – control voltage;

EG – envelope generator;

LFO – low-frequency oscillator;

PWM – pulse-width modulation.

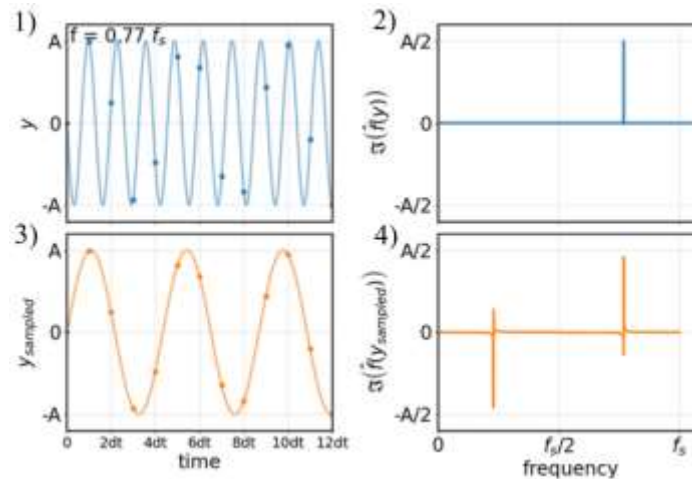
VCA – voltage-controlled amplifier;

VCF – voltage-controlled filter;

VCO – voltage-controlled oscillator;

ВСТУП

По ходу розвитку людських культури, науки та технологій, неминучого розвитку зазнавала й така галузь мистецтва, як музика. Починаючи з другої половини ХХ сторіччя науково-технічна база набула достатнього стану, щоб уможливити створення електронних музичних інструментів (далі ЕМІ). Із створенням перших музичних синтезаторів остаточно сформувалася та відокремилася галузь електронної музики, яка зазнає постійного розвитку та із наближенням до сучасності стає тільки більш актуальною, а ЕМІ для її створення стають тільки більш затребуваними. Із наближенням до кінця ХХ та особливо з початком ХІ сторіччя починається розвиток та активне впровадження цифрових ЕМІ, у тому числі й цифрових синтезаторів, які мають перевагу над аналоговими за рахунок нижчої собівартості, яка безперервно та суттєво зменшується із розвитком цифрових ІМС. Але цифрові синтезатори мають недолік у вигляді явища накладання спектрів (аліасингу) при генерації сигналів через необхідність округлення часу виникнення розриву за амплітудою або швидкістю до найближчого доступного в часі дискретного відліку [6]. У цифровому генераторі сигналів час представлений не як безперервна величина, а як рівномірно розташовані моменти (відліки) через інтервали (періоди) часу, що відповідають частоті дискретизації. Коли генерований сигнал повинен зробити різкий перехід (розрив) в момент часу, що не відповідає моменту дискретного відліку, цей перехід зміщується до найближчого моменту дискретного відліку, що породжує в спектрі сигналу нові високочастотні компоненти вище частоти дискретизації, які, через недостатність дискретних відліків, породжують низькочастотні складові спектру сигналу, що йому не властиві, тобто відбувається спотворення сигналу. Принцип роботи для спрощеного випадку появи аліасингу представлений на рисунку 1.



1 – сигнал, що записується (крапками зображені дискретні вибірки); 2 – спектр сигналу, що записується; 3 – сигнал, що відтворено за дискретними вибірками; 4 – явище накладання спектрів

Рисунок 1 – Принцип роботи появи аліасингу при запису та відтворенні синусоїдального сигналу з періодом, що перевищує частоту дискретизації

На практиці явище аліасингу призводить до появи в генерованому цифровим синтезатором сигналі цифрового шуму, й боротьба з аліасингом потребує, окрім програмних рішень, збільшення частоти дискретизації результуючого пристрою, тобто застосування цифрових ІМС з більшою швидкодією. Ці фактори в сукупності призводять до збільшення собівартості готового пристрою. Але якою б не була швидкодія цифрового синтезатора, в певних випадках синтезу звуку вона не дає гарантованого захисту від появи аліасингу. Аналогові синтезатори, в свою чергу, позбавлені аліасингу через відсутність дискретизації та неперервність генерованих, керуючих та результуючих сигналів за амплітудою та часом. Суттєвою перевагою аналогових синтезаторів також є миттєвий перехід пристрою з вимкненого стану до стану повної готовності до експлуатації через відсутність необхідності в завантаженні складного програмного забезпечення, яка присутня в цифрових синтезаторах.

1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД СТАНДАРТНИХ КОНСТРУКЦІЙ ТА СХЕМОТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ ПОБУДОВИ АНАЛОГОВИХ МУЗИЧНИХ СИНТЕЗАТОРІВ НА ОСНОВІ СУБТРАКТИВНОГО СИНТЕЗУ

1.1 Фундаментальні розуміння музично-технічних вимог до електронних музичних інструментів

При розробці будь-яких ЕМІ, зокрема музичних синтезаторів, слід розуміти фундаментальні вимоги, яким має відповідати функціонування розроблюваного пристрою, щоб його можна було вважати музикальним, тобто придатним для застосування при виконанні або запису музичних творів. В першу чергу ЕМІ має бути здатний видавати вихідний сигнал, що відповідає критеріям музичного звуку.

1.1.1 Музичний звук. Звуки з різною формою коливань можуть створювати схоже сприйняття, при тому що незначні зміни форми коливань можуть призводити до значної зміни якості сприйняття звуку. Причина полягає в тому, що людський слух сприймає звуки не за формою коливань, а за їх спектральним змістом [1, 5]. Будь-який складний звук можна представити у вигляді суми синусоїдальних коливань з різною частотою, тобто тонів, й зобразивши ці тони в системі координат, де горизонтальною віссю є частота, а вертикальною – амплітуда, тобто створивши спектральну характеристику, можна отримати уявлення про тембр звуку та про те, чи буде звук сприйматися як такий, що має визначену частоту, та чи буде музичний звук створювати відчуття визначеної музичної інтонації (висоти). Так частота першого (основного) тону на спектральній характеристиці буде відповідати частоті коливання сигналу (якщо сигнал є періодичним), а інші тони, що будуть знаходитися вище за частотою, будуть давати уяву про те, чи буде звук сприйматися як музичний. Якщо

додатковий тон за частотою знаходиться вище основного тону кратно числам натурального ряду, то такий тон називається гармонікою, а його частотне співвідношення до основного тону – гармонічним. Чим ближче співвідношення компонентів спектрального ряду до гармонічних, тим досконаліша інтонаційна чіткість звуку та тим музичніше сприймається звук [1, 5]. І навпаки, чим далі ці співвідношення від гармонічних, тим нижча інтонаційна чіткість звуку та тим він ближче до шуму. Але шум також може бути музичним звуком, наприклад перкусією, якщо має певний тембр та певну амплітудно-часову характеристику (певні перехідні процеси за амплітудою). Також спектральна характеристика дає уяву про те, чи дійсно будуть два різних за формою коливань сигнали сприйматися як два різних звуки, тому що людський слух не розрізняє фазові співвідношення окремих синусоїдальних складових складного звуку, але в той же час поява в сигналі нової, навіть незначної спектральної складової, створить відчутну різницю при сприйнятті звуку, навіть якщо зміна форми коливань сигналу буде мало суттєвою [1, 5]. Саме тому спектральна характеристика генерованого сигналу є важливим інструментом при розробці ЕМІ, так як вона дозволяє інструментально оцінити ступінь музичності звуку.

Також важливою складовою музичного звуку є його амплітудно-часова характеристика, тобто перехідні процеси за амплітудою, що зазвичай поділяються на наступні фази:

- початкова фаза – зростання амплітудного фронту, що має певну форму та крутизну;
- середня фаза – згасання амплітуди до певного порогу, що має постійну часу та величину порогу, на рівні якого амплітуда залишається незмінною протягом певного часу;
- кінцева фаза – кінцеве згасання амплітуди, що має постійну часу.

Корисними засобами виразності звучання музичного звуку також є перехідні процеси зміни його висоти та перехідні процеси зміни його спектру без

зміни його висоти. Високий рівень розвиненості останнього засобу виразності є характерною особливістю музичних синтезаторів, тобто ЕМІ, що мають розширені можливості синтезу генерованого звуку.

1.1.2 Взаємодія музичних звуків. При поєднанні спектрів двох або більшої кількості звуків, що звучать одночасно або по черзі (як при мелодичному русі музичних фраз), може виникати явище консонансу. Консонанс – це узгоджене поєднання (інтервал) двох музичних у гармонійному розумінні звуків, яке сприймається як благозвучне. Консонантність інтервалу звуків визначається числом (долею) співпадаючих гармонік обох спектрів та неорганізованою в музичному сенсі взаємодією неспівпадаючих гармонік [2]. В музичній практиці прийняті консонансні інтервали, що перелічені в таблиці 1.1 та спектральна взаємодія яких проілюстрована на рисунку 1.1.

Таблиця 1.1 – Натуральна діатонічна шкала звуків

Ступінь	Інтервальний коефіцієнт (до першого ступеня)	Доля співпадаючих гармонік, % ¹	Консонантність
Прима	1:1=1,000	100,0	Абсолютний консонанс
Секунда	9:8=1,125	11,8	Дисонанс
Терція	5:4=1,250	22,4	Недосконалий консонанс
Кварта	4:3=1,333	29,2	Досконалий консонанс
Квінта	3:2=1,500	41,6	Досконалий консонанс
Секста	5:3=1,666	26,7	Недосконалий консонанс
Септима	15:8=1,875	9,6	Дисонанс
Октава	2:1=2,000	75,0	Абсолютний консонанс

1 – За 100% прийнята сума гармонік обох спектрів, що утворює співзвуччя.

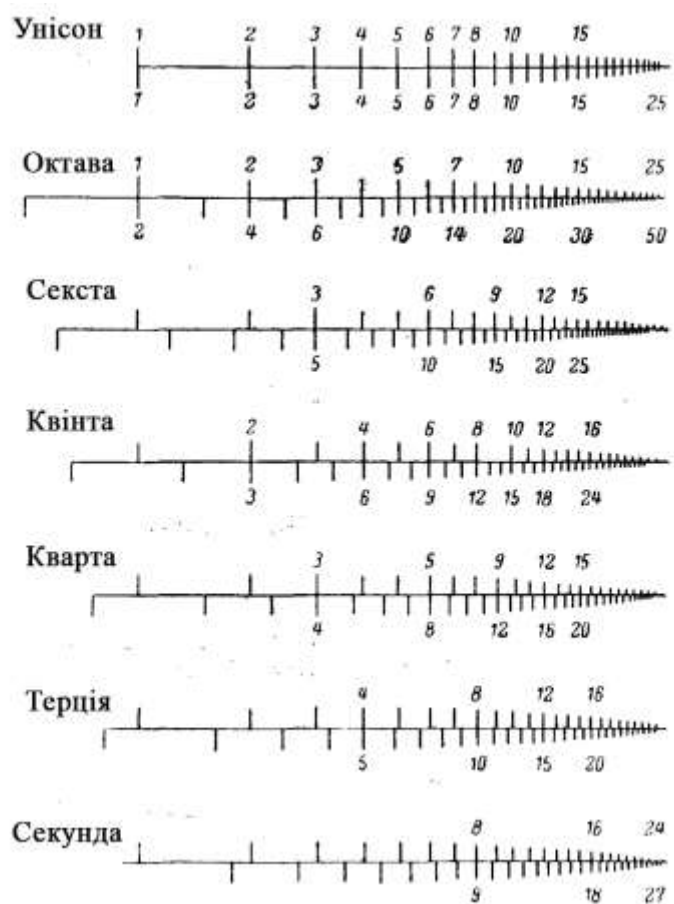


Рисунок 1.1 – Парні поєднання гармонійних спектрів

Сукупність звуків, що знаходяться в основних консонантних відношеннях з будь-яким вихідним звуком (тонікою), що підібрані в порядку зростаючих інтервалів, називається гаммою. Гамма являє собою шкалу, за якою розташовуються та переміщуються звуки в музичному творі. Найбільш чітко принцип консонантності виражений в натуральній діатонічній гаммі [3], що представлена в таблиці 1.1. Ця гамма містить сім ступенів в межах октави, що повторюються у вищих та нижчих октавах. Але проблемою натуральної діатонічної гами є те, що не можна побудувати рівнозначні поєднання (або мелодичні послідовності) звуків, якщо користуватись виключно звуками зі складу цієї гами [3]. Тому в музичній теорії було розроблено універсальну шкалу – хроматичну рівномірно-темперовану шкалу, що складається з 12-ти

звуків та дозволяє отримувати достатньо точне наближення до натуральних інтервалів (таблиця 1.1) у гаммах, що будуються на цих звуках, а також переходити з однієї тональності (гамми з тією чи іншою тонікою) в іншу тональність [3]. Ця шкала втілена в сучасній музичній клавіатурі з семи білих та п'яти чорних клавiш та зображена на рисунку 1.2.

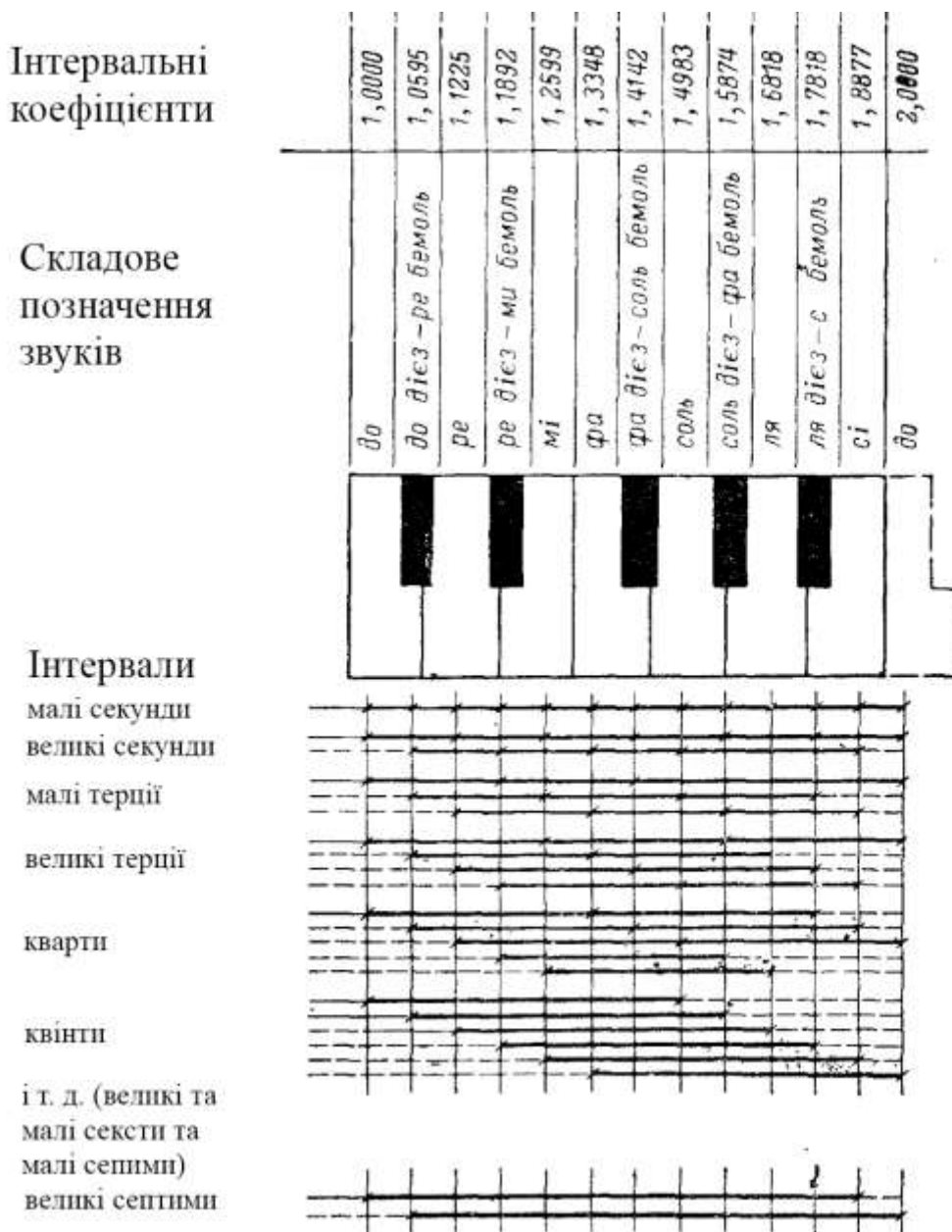


Рисунок 1.2 – Музична клавіатура сучасної рівномірно-темперованої шкали в межах однієї октави

Особливістю рівномірно-темперованої шкали є рівність інтервальних коефіцієнтів між суміжними звуками, інтервал між якими зветься півтоном та має співвідношення частот, що дорівнює $\sqrt[12]{2}$ або 1,0595 [1, 5]. Відповідно ця шкала складається з 12-ти півтонів, а натуральні інтервали виражаються в цих півтонах (мала секунда – один півтон, велика секунда – тон, мала терція – півтора тони, велика терція – два тони і т. д.). Найважливішою властивістю рівномірно-темперованої шкали є те, що від кожного її звуку можна взяти будь-який темперований інтервал шляхом використання відповідного йому звуку цієї ж шкали [3], що продемонстровано на рисунку 1.2.

Отже музично-технічними вимогами до ЕМІ є здатність видавати вихідний сигнал, що відповідає критеріям музичного звуку, набір інтонацій якого відповідає півтонам хроматичної рівномірно-темперованої шкали.

1.2 Стандартні конструкції та схемотехнічні рішення побудови аналогових музичних синтезаторів на основі субтрактивного синтезу

Синтез звуку – це процес штучного створення звукових сигналів з використанням електронних або цифрових засобів, таких як синтезатори або програмне забезпечення. Він дає змогу як відтворювати існуючі звуки (музичні інструменти або природні шуми), так і створювати принципово нові тембри, що не зустрічаються в природі. Субтрактивний синтез – це метод синтезу звуку, в якому обертони аудіо сигналу послаблюються засобами фільтрації для зміни тембру звуку [7].

Конструкція аналогового синтезатора субтрактивного синтезу з точки зору електроніки являє собою електронний пристрій, структурна схема якого складається з певних функціональних блоків, тобто електричних схем, кожна з яких виконує певну задачу, що полягає в роботі з аналоговими електричними

сигналами [4]. Приклад проілюстрований на рисунку 1.3. Слід розуміти, що музичний аналоговий синтезатор в сучасному розумінні являє собою не модульну структуру, якими були перші аналогові синтезатори, а готовий пристрій у цілісному корпусі з клавіатурою, в середині якого всі функціональні блоки розведені на єдиній друкованій платі, що вперше було реалізовано в музичному аналоговому синтезаторі субтрактивного синтезу Moog Minimoog [4].

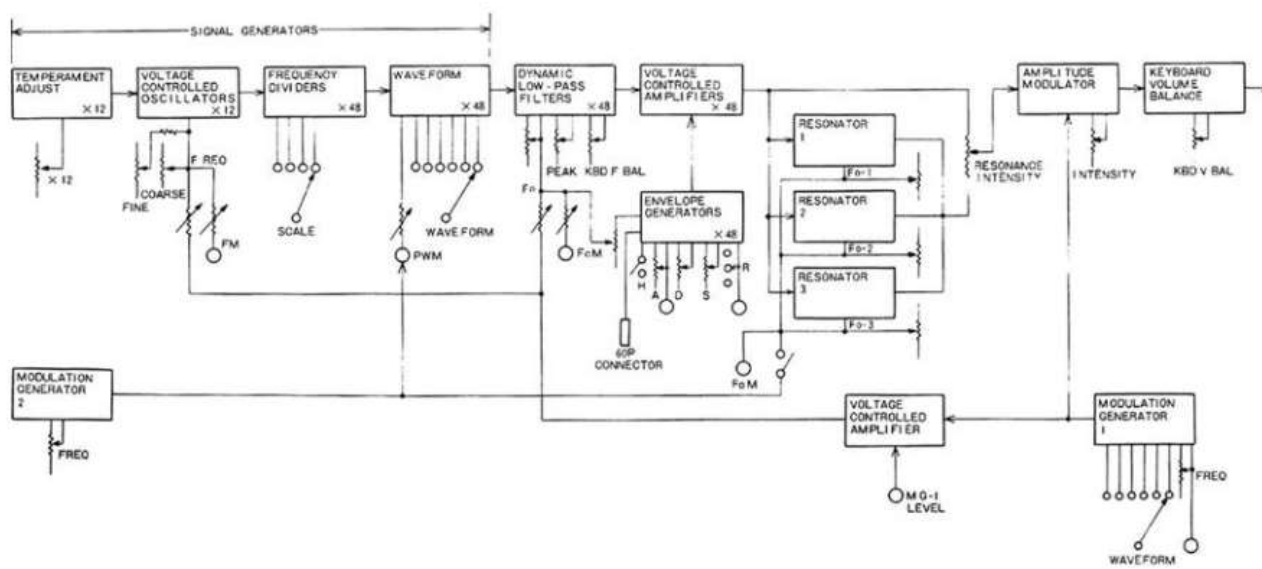


Fig. 2(A) Block Diagram (ブロック・ダイアグラム) PSU-3301 (CHANNEL 1, 2, 3)

Рисунок 1.3 – Структурна схема аналогового музичного синтезатора субтрактивного синтезу Korg PS3300

Стандартними є блоки, що генерують звук, оброблюють звук, та блоки, що створюють сигнали, що впливають на параметри перелічених вище блоків, тобто виконують модуляцію. Стандартною для аналогових синтезаторів є модуляція, що відбувається шляхом генерації електричного сигналу певної постійної напруги, що зветься керуючою напругою (далі КН). Генерацію звуку виконують осцилятори керовані напругою (далі ОКН). Ці осцилятори стандартно генерують пилкоподібний сигнал, сигнал типу меандр, часто з можливістю широтно-імпульсної модуляції (далі ШІМ), трикутний сигнал, а також часто

синусоїдальний сигнал, а частота сигналу керується напругою. Для ОКН аналогових музичних синтезаторів існує стандарт значень керуючої напруги, яким повинні відповідати певні частоти генерованого сигналу, а саме стандарт одного вольту на октаву (далі 1 В/окт), рисунок 1.4. Тому клавіатура аналогового музичного синтезатора має видавати певну напругу для певної натиснутої клавіши згідно зі стандартом 1 В/окт. Зазвичай такі клавіатури також мають функцію портаменто, коли при зміні натиснутої клавіши напруга змінюється не дискретно, а неперервно збільшується або зменшується до нового значення з постійною швидкістю, що задається кутом оберту потенціометра. Також зазвичай ОКН має можливість модуляції частоти свого сигналу за рахунок КН з такого блоку модуляції як осцилятор низької частоти (далі ОНЧ), що зазвичай має таку саму або подібну електричну схему, що й ОКН, але його частота керується не напругою, а кутом оберту потенціометра, й типово змінюється в межах від одиниць та навіть часток герц до кількох десятків герц [4].

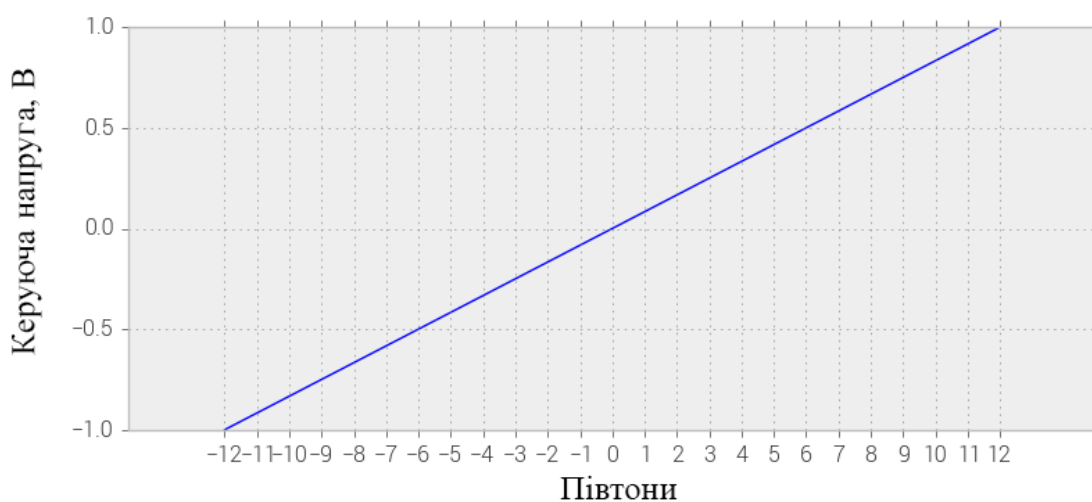


Рисунок 1.4 – Графік залежності інтонації ОКН від КН, що відповідає стандарту 1 В/окт

Головним та обов'язковим блоком обробки звуку є фільтр керований напругою (далі ФКН), що стандартно являє собою фільтр нижніх частот з крутизною 6, 12, 18 або 24 дБ/окт, частота зрізу якого керується напругою. Невід'ємним параметром ФКН також є резонанс – явище підсилення сигналу на частоті зрізу, часто зі спотворенням, що досягається методом посилення частини вихідного сигналу з ФКН назад на вхід, створюючи зворотний зв'язок. Часто до складу ФКН входить також фільтр верхніх частот та в деяких випадках смуговий фільтр. Частота зрізу ФКН найчастіше модулюється КН з ОНЧ або з генератора огинаючої [4].

Генератор огинаючої (далі ГО) – це найголовніший блок модуляції, який генерує керуючу напругу, амплітудно-часова характеристика якої являє собою перехідні процеси, що поділені на фази з пункту 1.1.1, які керуються наступними параметрами:

- атака – зростання амплітуди КН до максимуму протягом певної постійної часу після натискання клавіши;
- згасання – згасання амплітуди КН до певного порогу протягом певної постійної часу після досягнення максимуму амплітуди;
- поріг – постійна величина КН, якій продовжує дорівнювати КН після згасання, поки клавіша продовжує бути натиснутою;
- післязвуччя – згасання амплітуди КН до мінімуму протягом певної постійної часу після відпускання клавіши.

Кожен параметр керується кутом оберту потенціометра або висотою зсуву повзункового потенціометра. Для роботи ГО клавіатура аналогового синтезатора повинна видавати окрім КН два додаткові окремі сигнали: тригерний сигнал – короткий імпульс напруги високого рівня кожного разу, коли натискається клавіша, та сигнал затвору – постійний високий рівень напруги, що залишається високим протягом часу утримання клавіши у натиснутому стані, та переходить у низький стан коли клавішу відпускають. ГО зазвичай використовується для

модуляції амплітуди сигналу з ОКН за допомогою підсилювача керованого напругою, але також може бути використаний для модуляції частоти зрізу фільтра та навіть частоти сигналу ОКН. Тому часто в аналогових синтезаторах можна зустріти декілька ГО [4].

Підсилювач керований напругою (далі ПКН) – це другий за важливістю блок обробки сигналу, що змінює амплітуду сигналу на вході, зазвичай з ОКН, пропорційно до КН, зазвичай з ГО, яка подається на вхід для модуляції, але також може використовуватися й КН з ОНЧ. Використання ПКН разом з ГО дозволяє синтезувати звуки з різною перехідною за амплітудою характеристикою [4].

Невід’ємним блоком обробки звуку є мікшер, так як зазвичай в аналогових синтезаторах використовується декілька ОКН (не менше двох) для створення сигналу з більш багатим спектром, а значить і з більш насиченим тембром. Тому сигнали з усіх осциляторів змішуються в один, зазвичай перед фільтром, за допомогою мікшеру, при чому рівень сигналу з кожного осцилятора налаштовується окремо кутом оберту відповідного потенціометра або висотою зсуву відповідного повзункового потенціометра [4].

Дуже корисним для синтезу перкусій а також різних звукових ефектів є наявність принаймні одного генератора шуму, який може бути як окремо, так і в складі одного, або кожного з осциляторів. Зазвичай використовується генератор білого шуму [4].

Зустрічаються також і інші функціональні блоки, такі як еквайзери, компресори, секвенсори, арпеджіатори, ефекти типу «ехо» і т. д., але в даній роботі розглядатися не будуть. Також важливим розумінням є те, що більшість функціональних блоків потребують двополярного живлення через особливості схемотехніки, а отже аналоговий синтезатор потребує двополярного джерела живлення або блоку перетворення однополярного живлення в двополярне [4].

2 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ АНАЛОГОВОГО МУЗИЧНОГО СИНТЕЗАТОРА СУБТРАКТИВНОГО СИНТЕЗУ ЗГІДНО ЗІ ЗАВДАННЯМ НА ПРОЕКТУВАННЯ

2.1 Формулювання розгорнутого технічного завдання

Щоб відповідати розумінню аналогового музичного синтезатора субтрактивного синтезу розроблюваний в даній роботі пристрій має відповідати наступним вимогам згідно визначеному в розділі 1:

- бути здібним генерувати музичний звук, тобто такий періодичний сигнал, співвідношення компонентів спектрального ряду якого гармонічні або близькі до них;
- бути здібним генерувати сигнал відповідно до частот півтонів зі складу хроматичної рівномірно-темперованої шкали;
- мати клавіатуру, що генерує КН згідно зі стандартом 1 В/окт, тригерний сигнал та сигнал затвору;
- мати принаймні два ОКН, кожен з яких може генерувати принаймні пилкоподібний, трикутний сигнали, та меандр, бажана наявність можливостей точного підстроювання частоти та перемикання октав;
- мати принаймні один ПКН;
- мати принаймні один ФКН, що має принаймні фільтр нижніх частот;
- мати принаймні один ГО;
- мати принаймні один ОНЧ;
- мати принаймні один мікшер;
- мати принаймні один вихід аудіо сигналу через роз'єм типу «Jack»;
- бажаний блок перетворення однополярного живлення в двополярне.

Налаштування параметрів функціональних блоків та міжз'єднань між блоками модуляції та блоками генерації та обробки повинно відбуватися з використанням потенціометрів та повзункових або обертових перемикачів відповідно. При чому рівень модуляції параметрів блоків за допомогою КН має також налаштовуватись за допомогою потенціометрів.

2.2 Розробка структурної схеми

Для структури розроблюваного аналогового музичного синтезатора субтрактивного синтезу були прийняті наступні рішення:

- чотири ОКН, інтонація кожного з яких керується КН з клавіатури та має можливість модуляції за КН з ОНЧ 1 та ГО 1;
- мікшер змішує сигнали з чотирьох ОКН4
- ПКН 1 модулює рівень вихідного сигналу з мікшера за рахунок КН з ГО 1;
- ФКН фільтрує вихідний сигнал з ПКН 1 та подає його на буфер виходу аудіо сигналу з синтезатора, частота зрізу ФКН модулюється за КН з ГО 2 та ОНЧ 2;
- ГО 1 та ГО2 керуються за рахунок тригерного сигналу та сигналу затвору з клавіатури;
- ОНЧ 1 має можливість модуляції за частотою за рахунок КН з ОНЧ 2 та ГО 2 та можливість модуляції вихідного сигналу за амплітудою через ПКН 2 за рахунок КН з ГО 2.

Структурна схема розроблюваного пристрою представлена на рисунку 2.1.

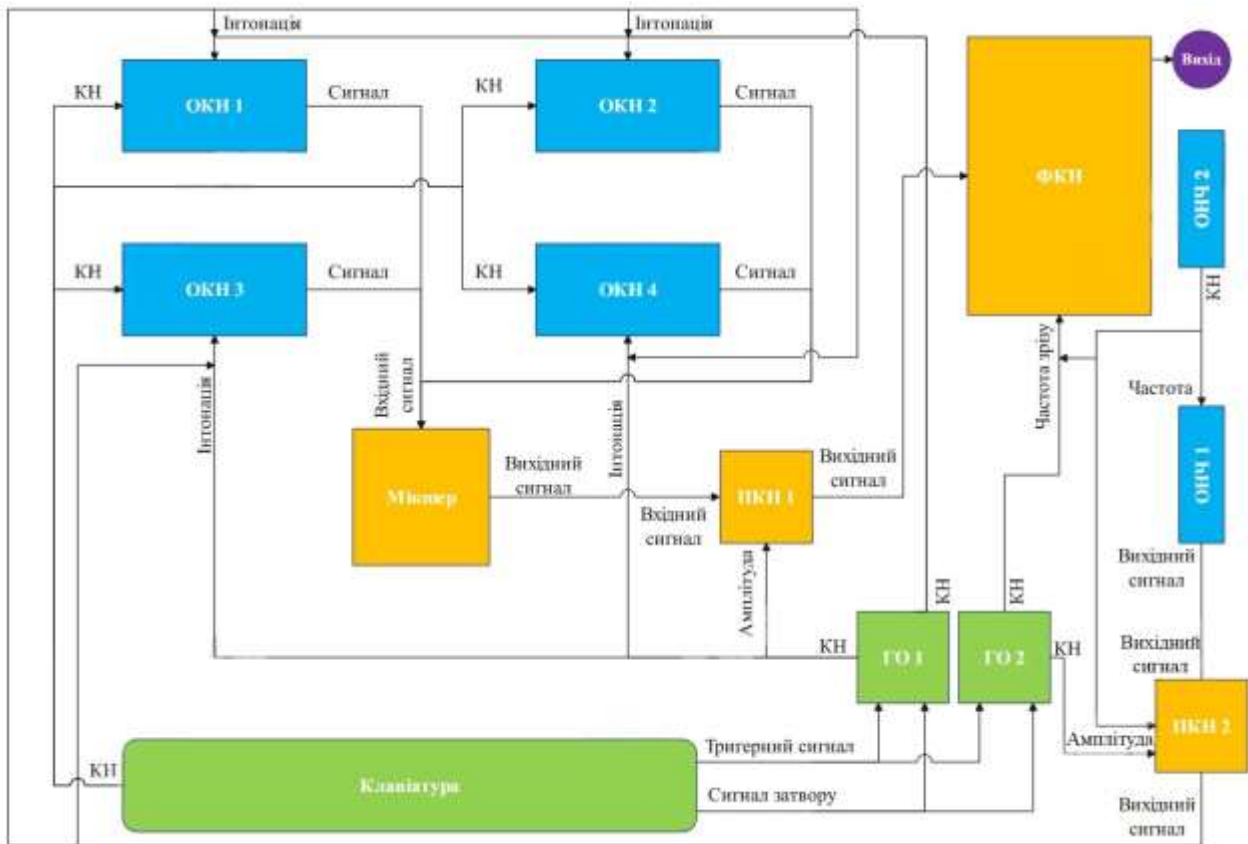


Рисунок 2.1 – Структурна схема розроблюваного аналогового музичного синтезатора субтрактивного синтезу

Таким чином можливість модуляції частоти та амплітуди вихідного сигналу з ОНЧ 1 за рахунок КН з ОНЧ 2 та ГО 2 відповідно, що є оригінальним рішенням структури аналогового синтезатора з даної роботи, дає простір для синтезу тембрів з більш прогресивним вібрато, ніж зазвичай є доступним в інших синтезаторах.

3 РОЗРОБКА ЕЛЕКТРИЧНОЇ ПРИНЦИПОВОЇ СХЕМИ АНАЛОГОВОГО МУЗИЧНОГО СИНТЕЗАТОРА СУБТРАКТИВНОГО СИНТЕЗУ

3.1 Розробка схеми живлення

Оскільки функціональні блоки аналогового синтезатора керуються та модулюються постійною напругою (КН), бажано мати якомога стабільніше живлення. Звідси при розробці блоку перетворення однополярного живлення в двополярне бажано використовувати лінійні схеми. Також важливим є розуміння того, що простий аналоговий синтезатор, що не складається з великої кількості функціональних блоків (як, наприклад, поліфонічні аналогові синтезатори), не споживає великої потужності. Звідси в даній роботі було обрано класичну схему перетворення однополярного живлення в двополярне на операційному підсилювачі, принципова схема якої проілюстрована на рисунку 3.1 [9].

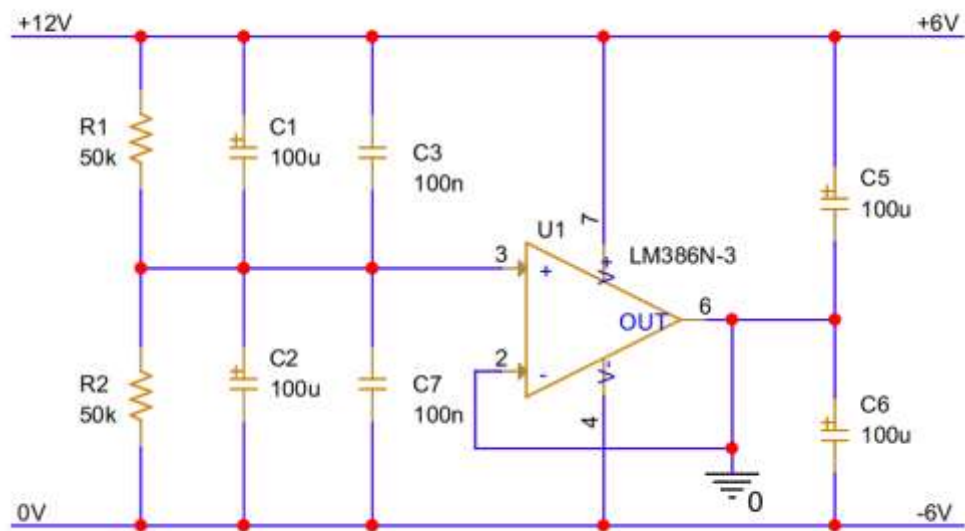


Рисунок 3.1 – Електрична принципова схема перетворювача однополярного живлення в двополярне

Однак було виключено два емітерних повторювача з вихідних кіл схеми, тому що було застосовано мікросхему LM386N-3, що є малопотужним підсилювачем звуку з низькою напругою живлення та функціонує, як операційний підсилювач великої потужності. Здібність цієї мікросхеми працювати від 4 В дозволяє перетворювати однополярне живлення +12 В в двополярне ± 6 В. Суттєві для обраного використання характеристики мікросхеми LM386N-3, що взято з її паспорту, представлені в таблиці 3.1 [8]. Також на вхідні кола схеми було додано керамічні конденсатори малої ємності паралельно до електролітичних конденсаторів великої ємності, що забезпечують стабільність живлення, щоб забезпечити фільтрацію високочастотних завад по живленню, що можуть бути присутніми в напрузі з імпульсних блоків живлення типу «мережевий адаптер».

Таблиця 3.1 – Деякі характеристики ІМС LM386N-3 згідно з паспортом

Характеристика	Значення
Мінімальна напруга живлення в однополярному режимі	4 В
Максимальна потужність, що може розсіяти корпус	1,25 Вт
Мінімальна вихідна потужність ¹	0,5 Вт
Типова вихідна потужність ¹	0,7 Вт
Вхідний опір	50 кОм

1 – При напрузі живлення 9 В та опорі навантаження 8 Ом.

Для перевірки працездатності розробленої схеми було застосовано моделювання на ЕОМ в програмному забезпеченні Cadence PSpice за схемою, побудованою в програмному забезпеченні Cadence OrCAD Capture, рисунки 3.2 та 3.3.

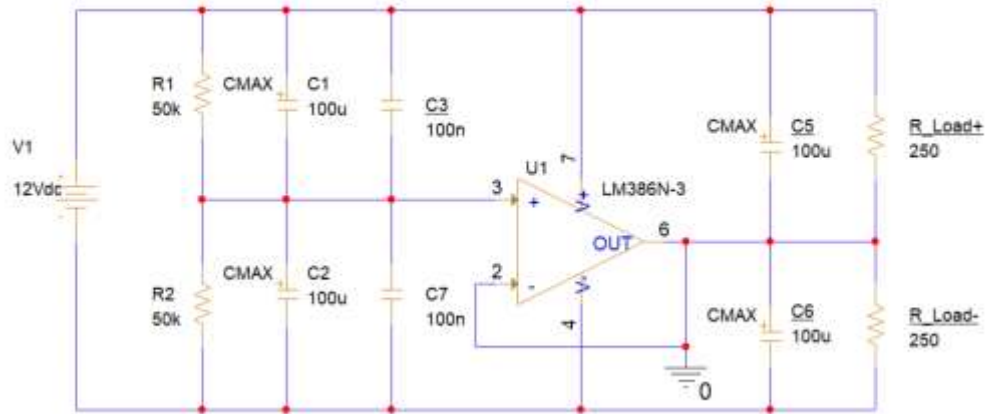


Рисунок 3.2 – Схема моделювання роботи розробленої схеми живлення

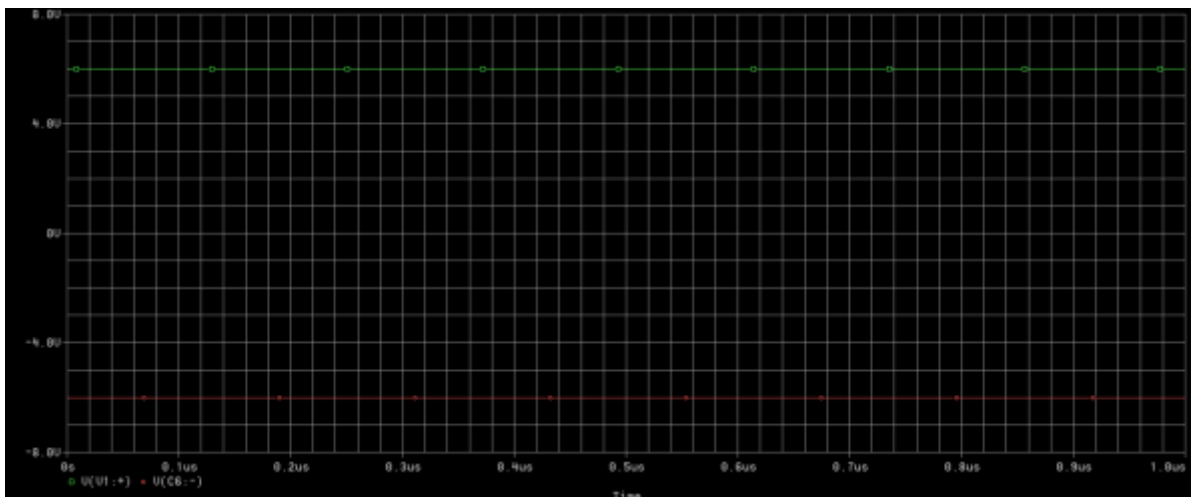
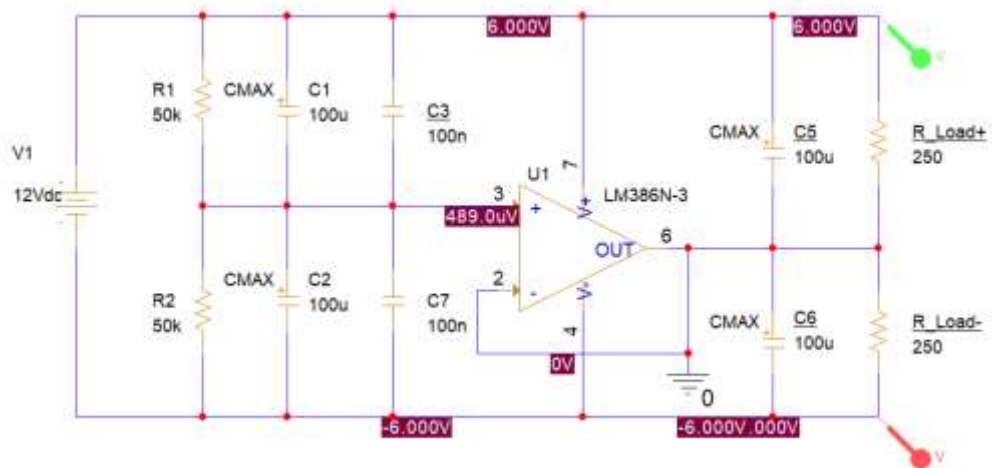


Рисунок 3.3 – Моделювання роботи розробленої схеми живлення

До складу схеми було додано джерело ЕРС з напругою 12 В та резистори, що імітують навантаження, «R_Load+» та «R_Load-» по 250 Ом, що являють собою значно менший опір навантаження, ніж матиме реальне навантаження у вигляді функціональних блоків аналогового синтезатора, які переважно будуються на операційних підсилювачах, але розроблена схема живлення, як видно з рисунку 3.3, справляється з виконанням своєї функції.

3.2 Розробка схеми клавіатури керування напругою

Темою роботи є аналоговий музичний синтезатор, але для реалізації клавіатури було обрано принцип матричного сканування засобами цифрової схемотехніки, адже цей принцип залишає можливість для модифікації монофонічної клавіатури до поліфонічної, тобто такої, що може опрацювати декілька клавіш, що натиснуто одночасно, та потенційно може бути застосована в поліфонічному аналоговому синтезаторі. За основу було взято класичну схему Рея Вілсона [10]. Принципова схема клавіатури зображена на рисунках 3.4, 3.5. Для відповідності сучасності було замінено мікросхеми аналогових мультиплексорів CD4051, що використовувалися в оригінальній схемі в якості демультиплексора та мультиплексора, на відповідні мікросхеми демультиплексора 74НС238 та мультиплексора 74НС151. Подвійний 4-бітний лічильник CD4520 було замінено на ІМС HEF4520BP від Philips, ІМС чотирьох логічних елементів ВІКЛ. АБО CD4070 – на ІМС 74НС86, а операційний підсилювач LF444 – на ІМС LM358. Для усунення невизначеного стану на застосованих входах мультиплексора ці входи було підтягнуто до нульової напруги через резистори 1 МОм (рис. 3.4).

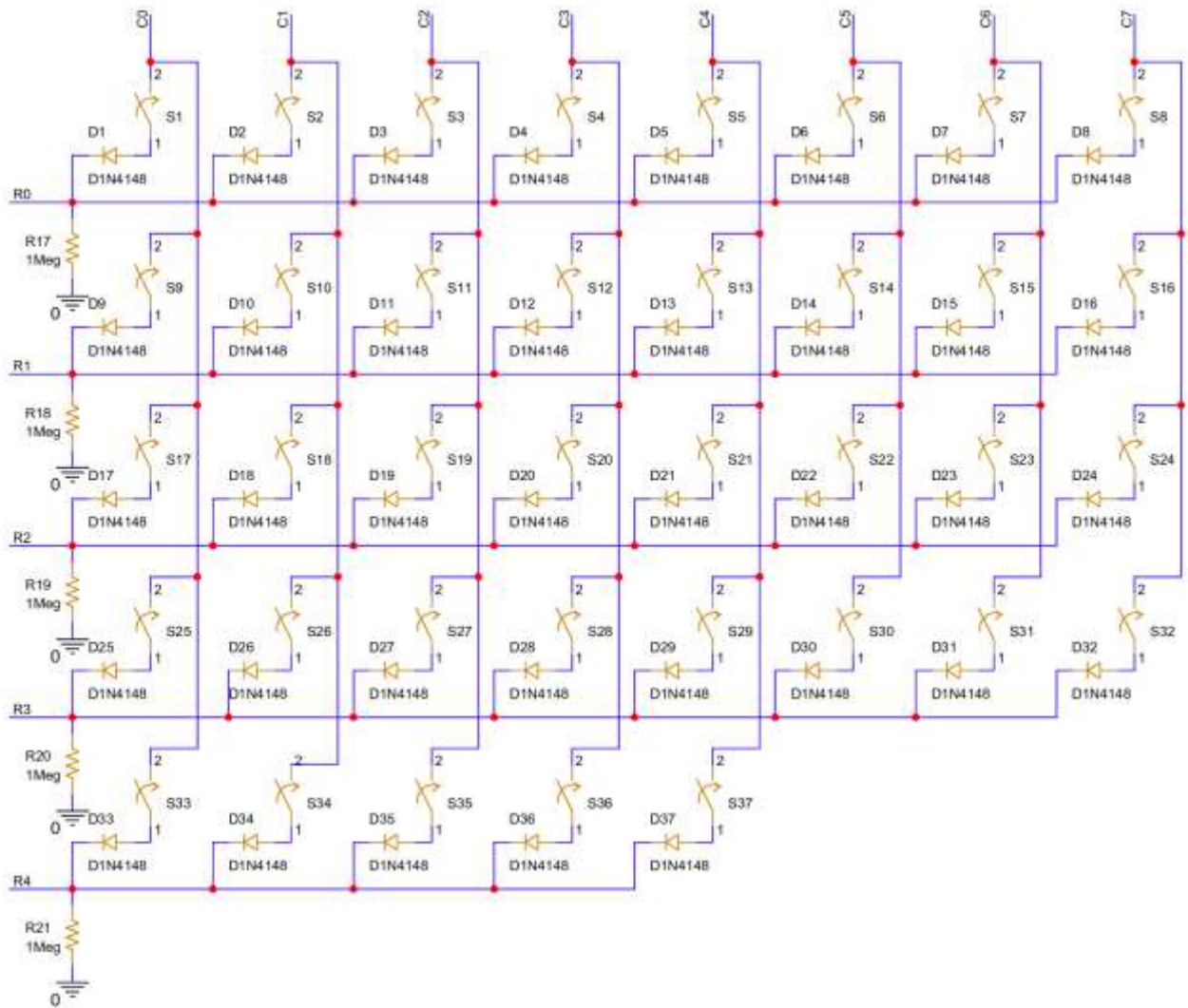


Рисунок 3.4 – Електрична принципова схема клавіатури на 37 клавіш

Всі клавіші з'єднані загальними шинами 8-ми стовпців (C0 – C7) та 5-ти рядків (R0 – R4). Цифрова частина циклічно по чергово подає напругу логічної одиниці на кожен стовпець та перевіряє наявність напруги на кожному рядку протягом кожного повного циклу подавання напруги на стовпці.

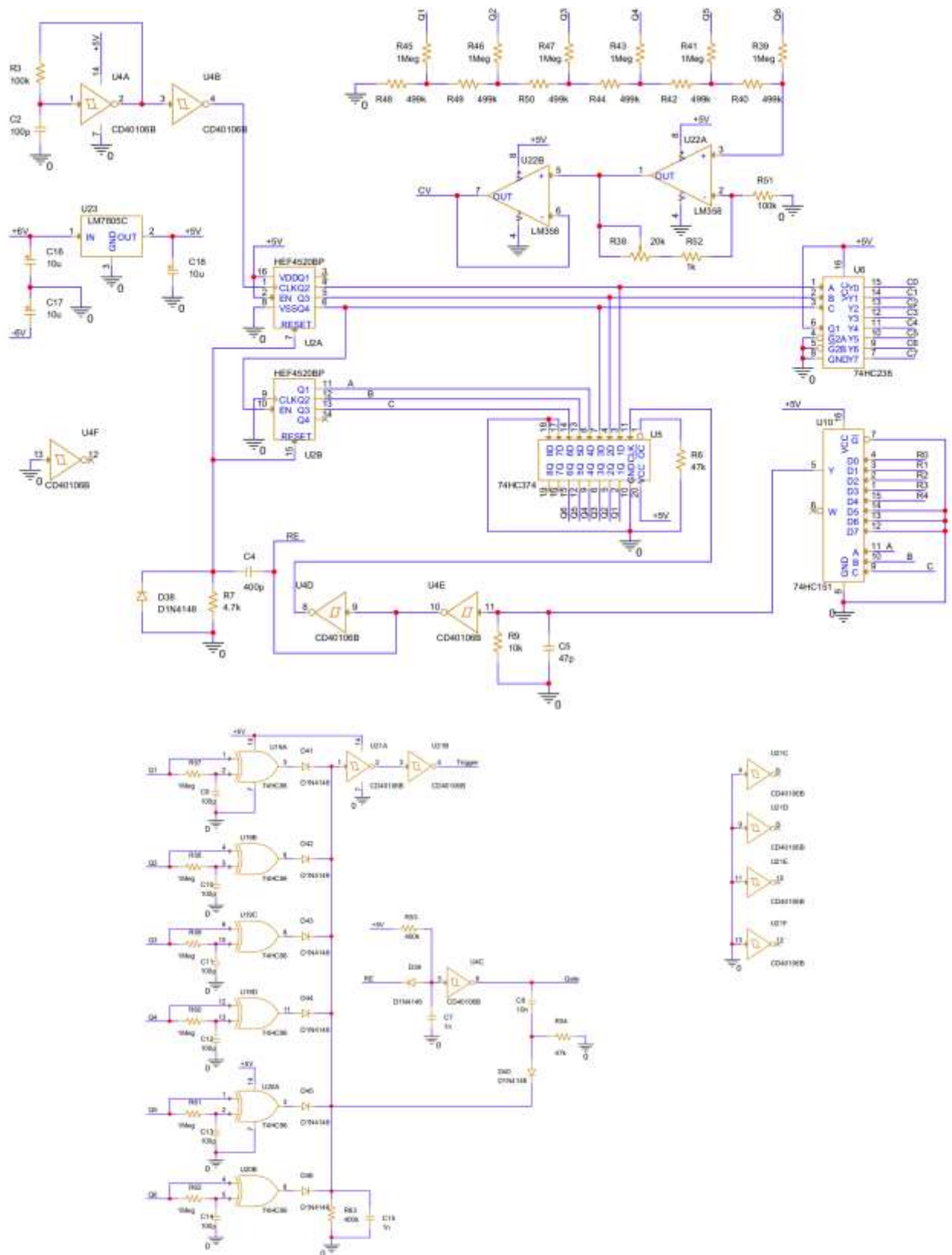


Рисунок 3.5 – Електрична принципова схема формування клавіатурою керуючої напруги, тригерного сигналу та сигналу затвору

Джерело тактового сигналу на тригерах Шмітта U4A, U4B зі складу мікросхеми шести тригерів Шмітта CD40106B видає сигнал типу «меандр» з частотою 100 кГц, тактова частота задається постійною часу $R3 \times C2$. Тактовий сигнал подається на 6-бітний лічильник на базі ІМС двох 4-бітних лічильників HEF4520BP. Двійкові відліки першої складової лічильника подаються на адресні входи демультиплексора 74HC238. Таким чином реалізується почергове подання напруги логічної одиниці на стовпці матриці клавіш (рис. 3.6).

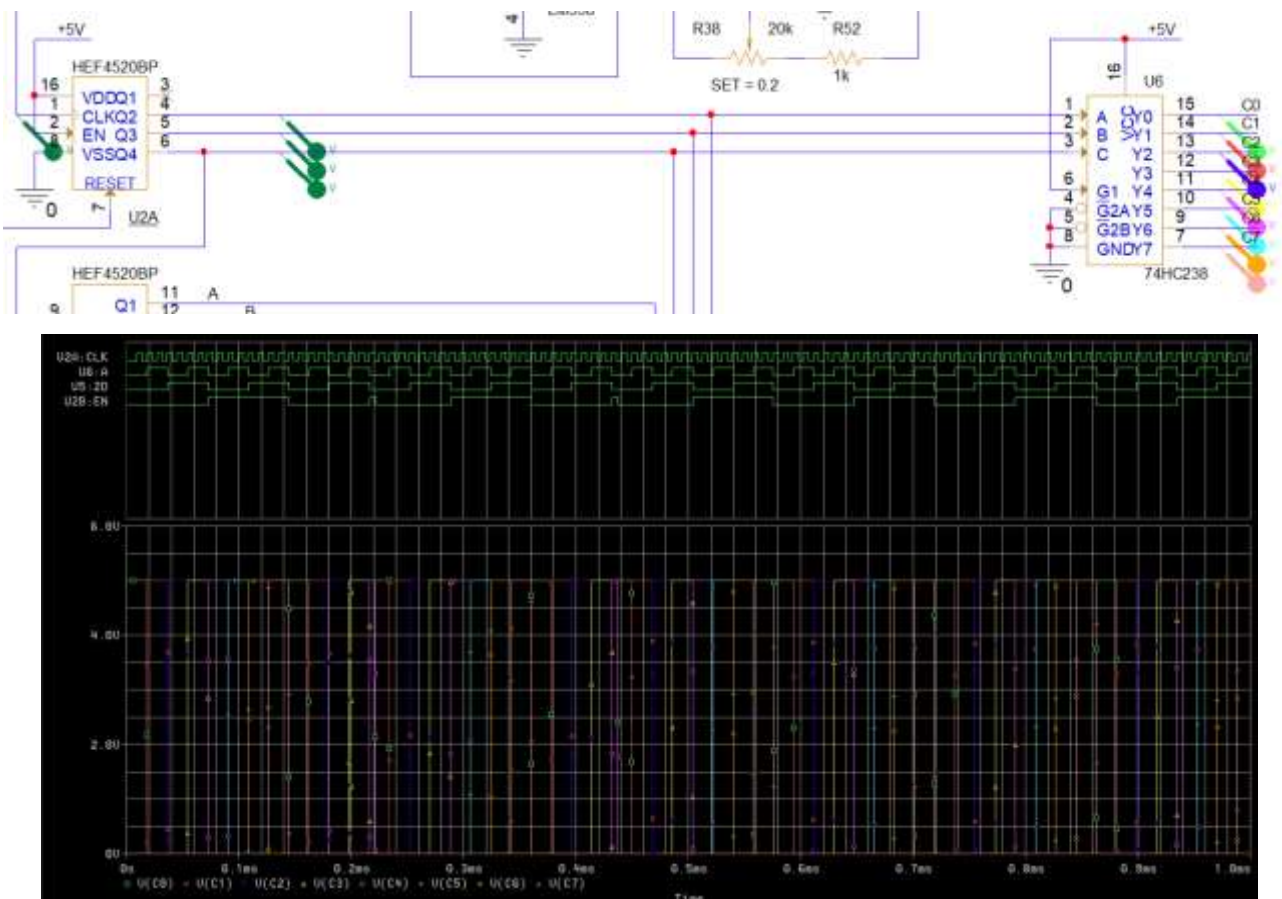


Рисунок 3.6 – Часові діаграми тактового імпульсу, двійкових відліків першої складової лічильника та осцилограми виходів демультиплексора

Двійкові відліки другої складової лічильника подаються на адресні входи мультиплексора 74HC151 через з'єднання А, В та С (рис. 3.5). Таким чином

реалізується почергова перевірка наявності напруги на кожному рядку протягом кожного повного циклу подавання напруги на стовпці. Якщо наприклад налаштувати ключ S12 (рис. 3.4) таким чином, щоб він замикався через 0,2 мс, то коли мультиплексор, керований другою складовою лічильника, буде доходити до входу D1, що перевіряє рядок R1, на його виході кожного разу буде з'являтися логічна одиниця (рис 3.7).

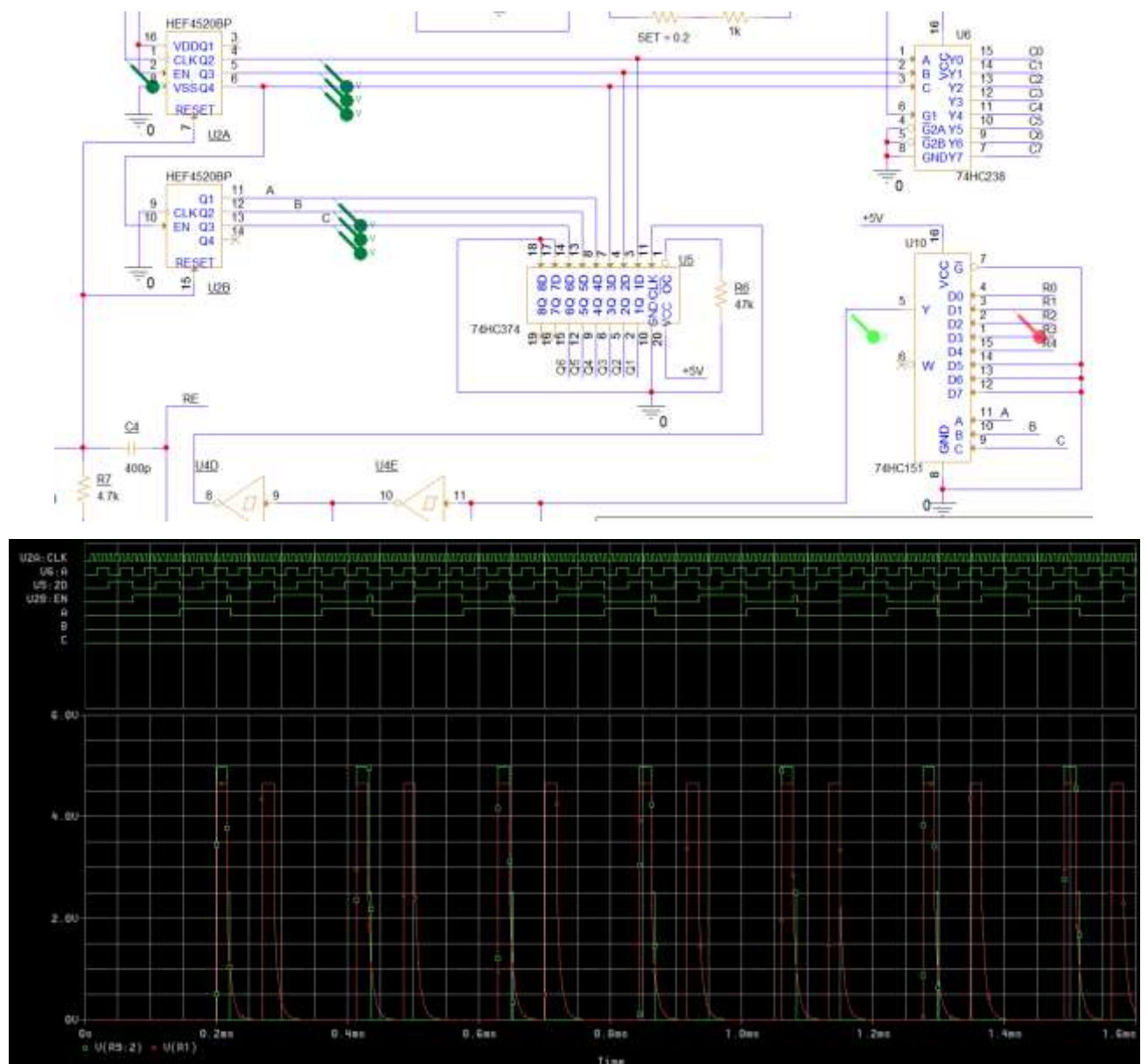


Рисунок 3.7 – Часові діаграми тактового імпульсу, лічильника та осцилограми сигналу на рядку R1 та на виході мультиплектора

Сигнал з виходу мультиплексора подається на вхід генератора двох сигналів: запису та перезапуску, що реалізований на базі двох інших інвертуючих тригерів Шмітта з ІМС CD40106В (рис 3.9). Сигнал запису активує запис даних на входах ІМС восьми D-тригерів 74НС374, до яких під'єднані адреси демультимплексора та мультиплексора (тобто виходи лічильника), таким чином реалізується запис адреси клавіши, яку було натиснуто (рис. 3.9). Записана адреса одразу подається на виходи ІМС 74НС374, тобто на з'єднання Q1 – Q6 (рис 3.8). Сигнал перезапуску подається на відповідні входи обох складових лічильника, що змушує його починати відлік знову кожного разу, коли натискається будь-яка клавіша (рис. 3.9). Автоматично через природу такого схематехнічного рішення в клавіатурі реалізується пріоритет нижчої натиснутої клавіши, що дозволяє монофонічній клавіатурі видавати очікуваний результат в ситуаціях, коли одночасно натиснуто більше однієї клавіши.

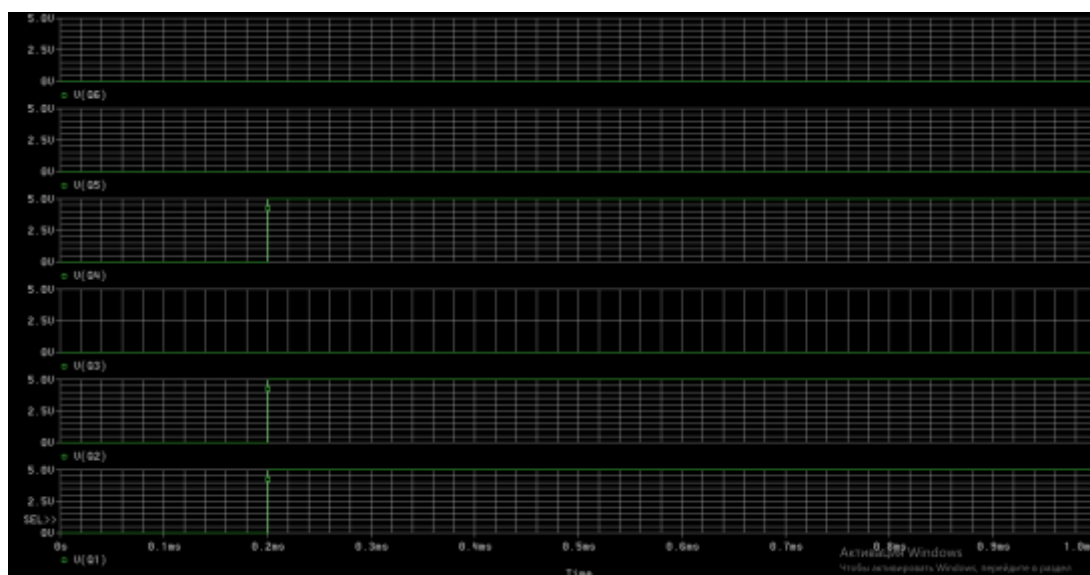


Рисунок 3.8 – Осцилограми сигналів на з'єднаннях Q1 – Q6, на яких можна побачити записану адресу 110100 клавіши S12

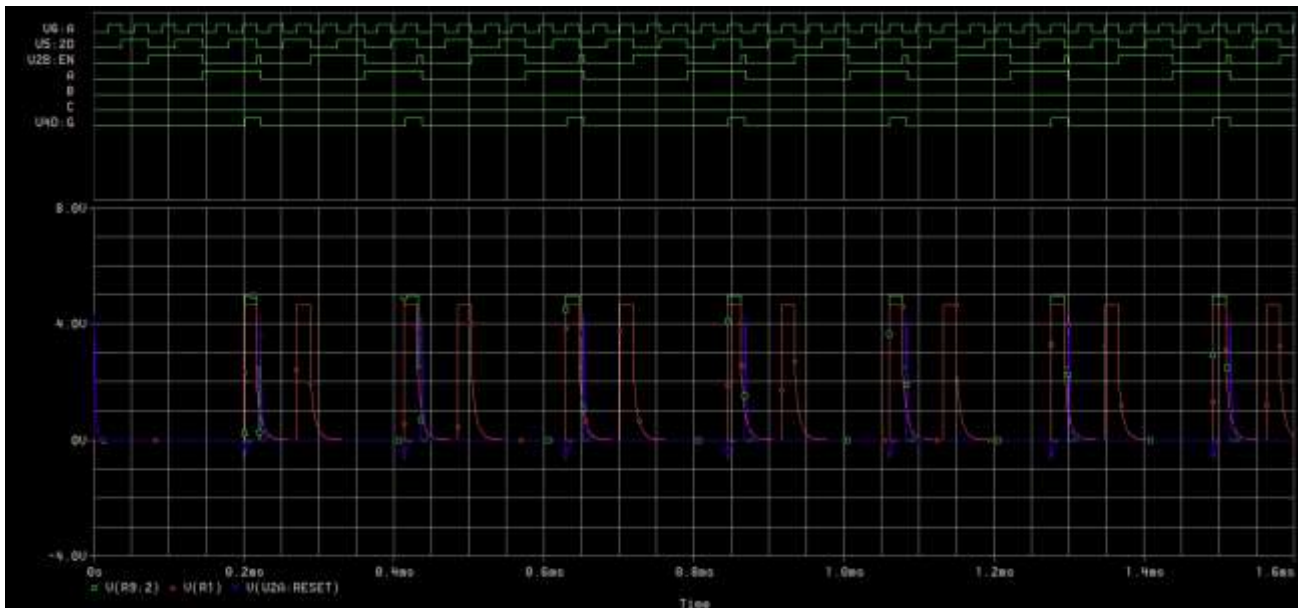
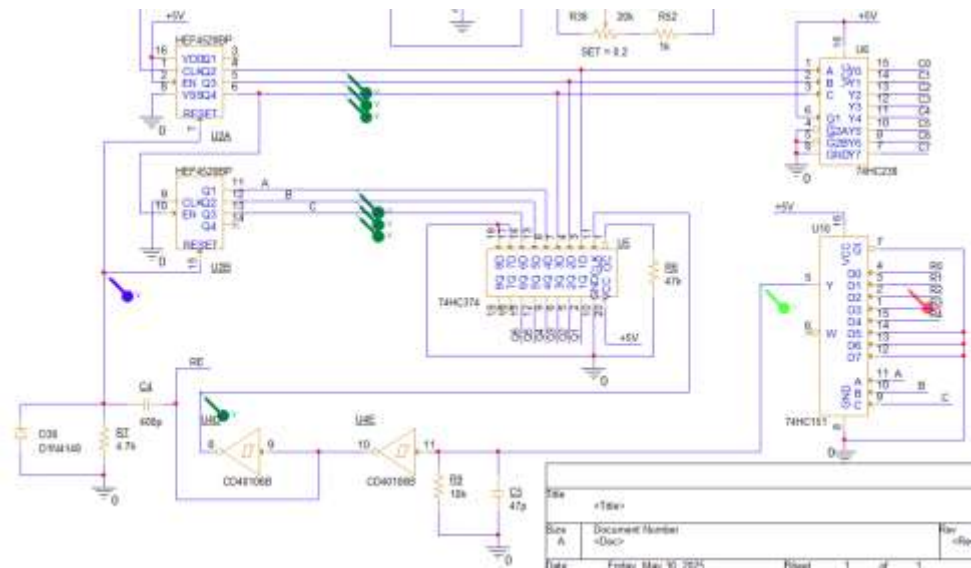


Рисунок 3.9 – Часові діаграми лічильника, сигналу перезапуску (U4D:G) та осцилограми сигналів рядку R1, виходу мультиплексора та сигналу перезапуску (U2A:RESET)

Через з'єднання Q1 – Q6 сигнали адреси з ІМС 74НС374 подаються на простий цифро-аналоговий перетворювач, що зібрано на ділянках напруги з резисторів, які перетворюють двійковий код адреси клавіші у пропорційну керуючу напругу (рис. 3.10). Ця напруга подається на вхід неінвертуючого підсилювача з керованим коефіцієнтом підсилення на базі першого операційного

підсилювача з ІМС LM358 (рис. 3.10). Регулювання коефіцієнту підсилення цього підсилювача за допомогою потенціометра R38 (рис. 3.10) дозволяє виконувати точне налаштування масштабування напруги з ЦАП до масштабу 1 В/окт. Після цього отриманий сигнал КН йде на буфер на базі другого ОП з ІМС LM358. Напругу на виході буфера, що відповідає натиснутій клавіші S12, можна побачити на рисунку 3.10.

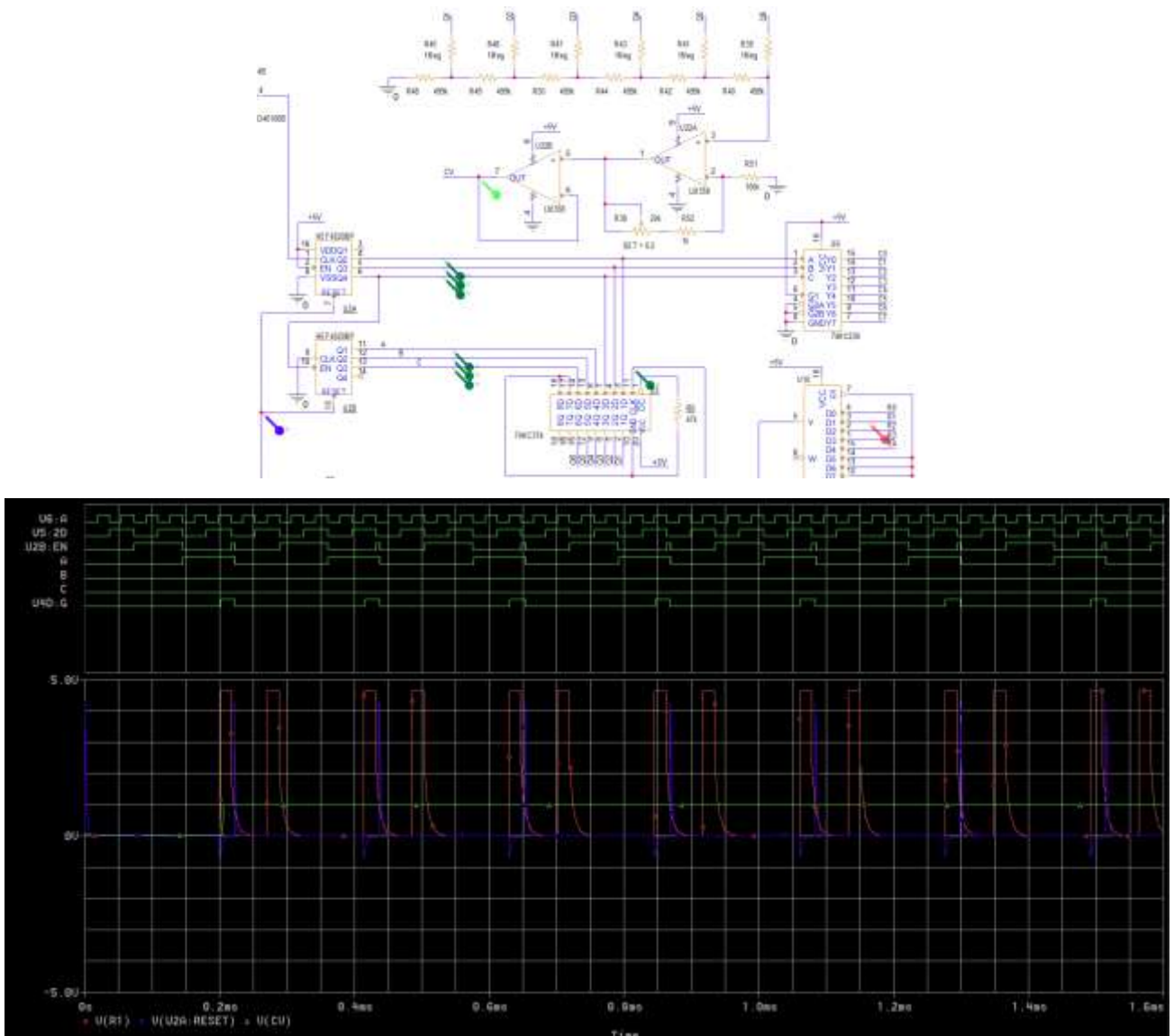


Рисунок 3.10 – Часові діаграми лічильника, сигналу запису, осцилограми сигналів рядка R1, перезапуску та КН (CV)

Нормальною поведінкою проекрованої клавіатури повинна бути різна вихідна керуюча напруга для різних натиснутих клавіш та в ситуації, коли одночасно натиснуто більше однієї клавіші – вихідна керуюча напруга, що відповідає найнижчій натиснутій клавіші. Разом з цим клавіатура має генерувати тригерний сигнал кожного разу, коли натискається будь-яка клавіша та сигнал затвору допоки будь яка клавіша залишається натиснутою. Для цього спадаючий фронт сигналу, що генерується тригером U4E кожного разу, коли мультиплексор фіксує натискання клавіші, подається через діод D39 до входу тригера U4C, змушуючи розряджатися конденсатор C7, що призводить до генерації на виході тригера U4C сигналу затвору допоки розряджено конденсатор C7, тобто допоки натиснуто клавішу, при чому висхідний фронт сигналу затвору через конденсатор C8, резистор R54, діод D40 та тригери U21A та U21B генерує тригерний сигнал кожного разу, коли повторно натискається клавіша (рис. 3.5). А для ситуації, коли утримується натиснутою одна клавіша та натискається інша, що знаходиться нижче, тобто змінюється адреса натиснутої клавіші поки сигнал затвору знаходиться в високому логічному стані, для генерації тригерного сигналу кожен біт адреси натиснутої клавіші (Q1 – Q6) подається на входи логічних елементів ВІКЛ. АБО U19A – U19D та U20A – U20B, де на одному вході кожного елемента реалізована затримка зміни рівня сигналу на резисторі та конденсаторі, через що кожен логічний елемент видає логічну одиницю кожного разу, коли біт адреси натиснутої клавіші на його вході змінюється, тим самим генерує тригерний сигнал через відповідний його виходу діод з D41 – D46 та тригери U21A та U21B (рис. 3.5).

Щоб перевірити виконання цих умов було використано два 1-бітних джерела стимулюючої напруги зі стандартної бібліотеки PSpice, що можна побачити на рисунку 3.11. Як видно на цьому рисунку, для цих джерел в редакторі стимулюючих джерел було створено два сигнали: SW1 та SW2. Ці

сигнали з виходів джерел стимулюючої напруги подаються на з'єднання SW1 та SW2 відповідно.

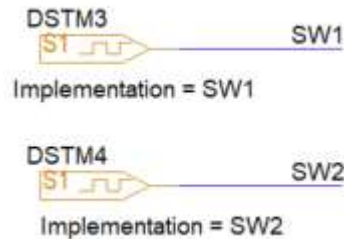


Рисунок 3.11 – Джерела стимулюючої напруги та часові діаграми сигналів SW1 та SW2 в редакторі стимулюючих джерел

Далі ключі, що замикаються з часом, S12 та S18 було замінено на ключі, що керуються напругою S38 та S39 відповідно, на керуючі входи яких під'єднано з'єднання SW1 та SW2 відповідно (рис. 3.12). Таким чином реалізовано моделювання роботи клавіатури в ситуації, що наближена до реального використання.

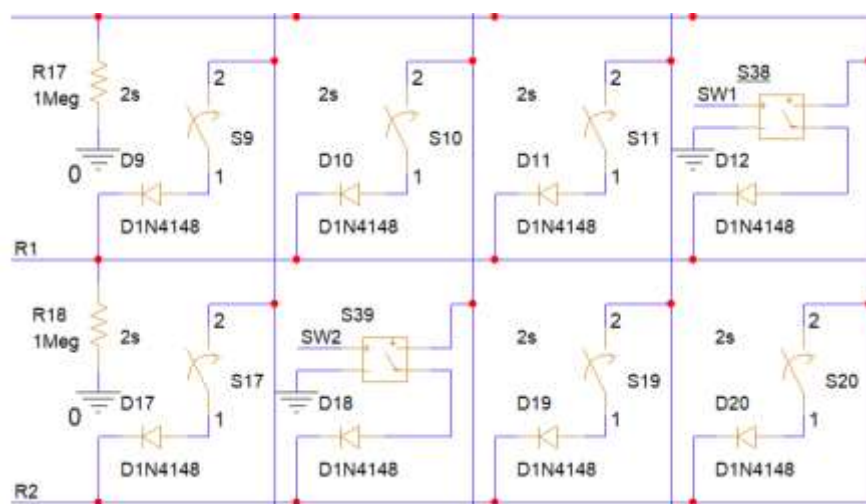


Рисунок 3.12 – Замінені ключі

Результат цього моделювання можна побачити на рисунку 3.14. Зміни адреси клавіші, що відбуваються на виходах ІМС 74НС374, можна побачити на рисунку 3.13.

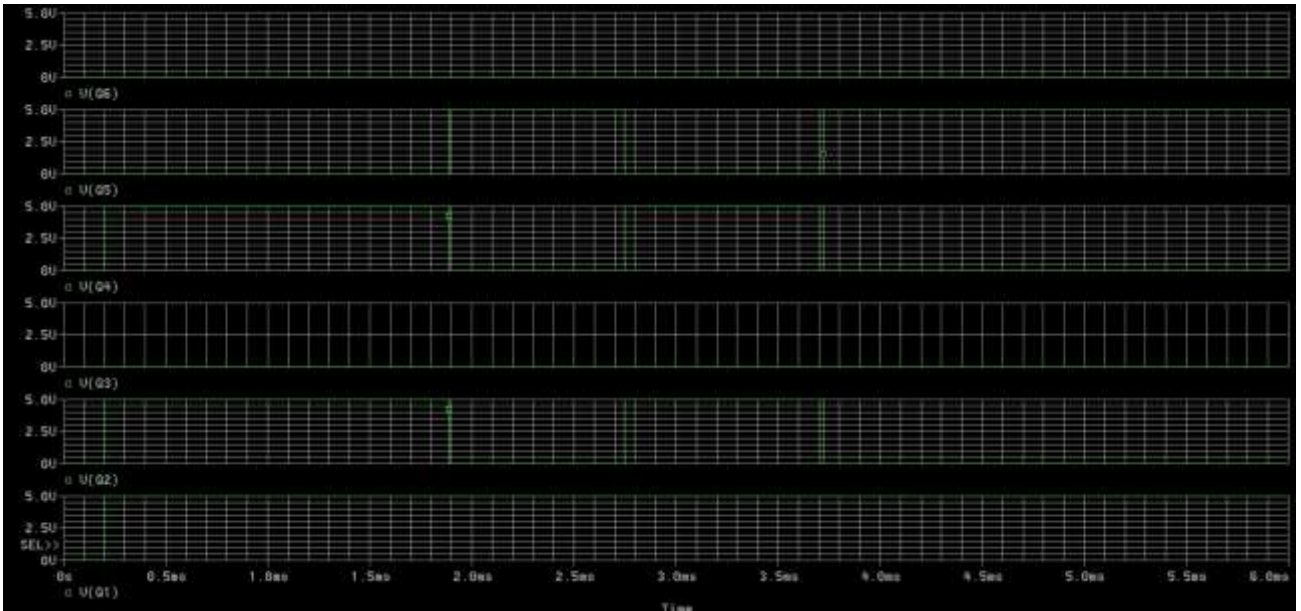


Рисунок 3.13 – Осцилограми сигналів на з’єднаннях Q1 – Q6, на яких можна побачити записану адресу 110100, її заміну на адресу 100010, потім знову на 110100, а потім знову на 100010, тобто перехід від клавіші S12 до клавіші S18, знову до клавіші S12 та знову до клавіші S18 відповідно

На рисунку 3.15 можна побачити, що на значенні 0.3 потенціометра R38 для клавіші S12 клавіатурна система видає керуючу напругу 980 мВ, а для клавіші S18 – 1,53 В, що за більшістю відповідає масштабу 1 В/окт, (в ідеалі значення мали б бути 1 В та 1,5 В відповідно). Тобто за підсумками моделювання клавіатурна система працює коректно та очікувано.

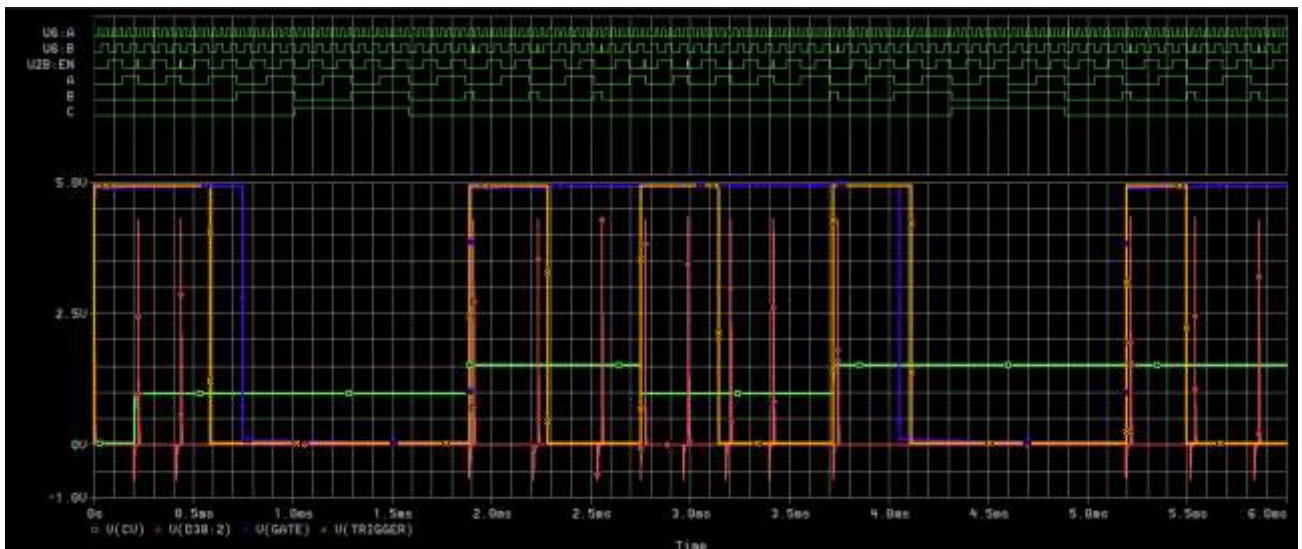
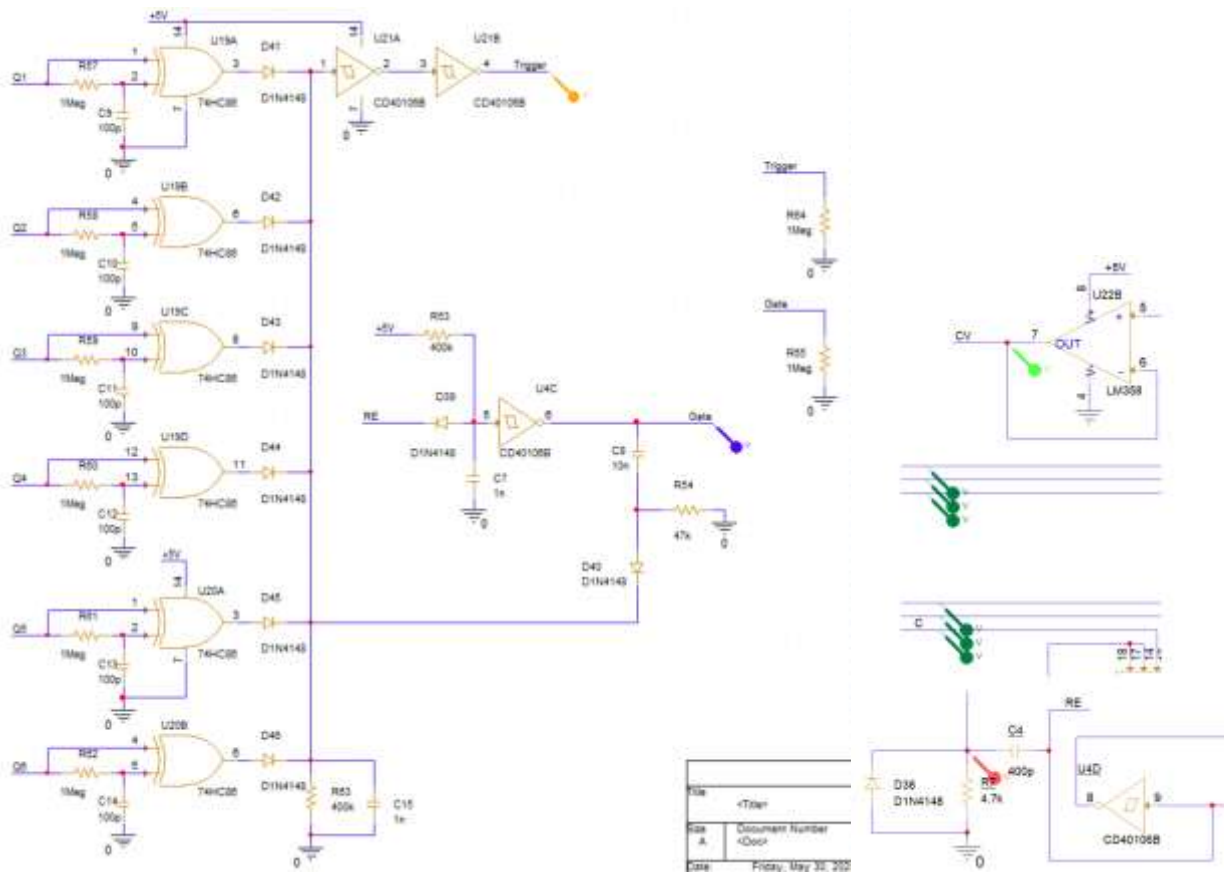


Рисунок 3.14 – Часові діаграми лічильника, осцилограми сигналів керуючої напруги, перезапуску, затвору та тригерного сигналу

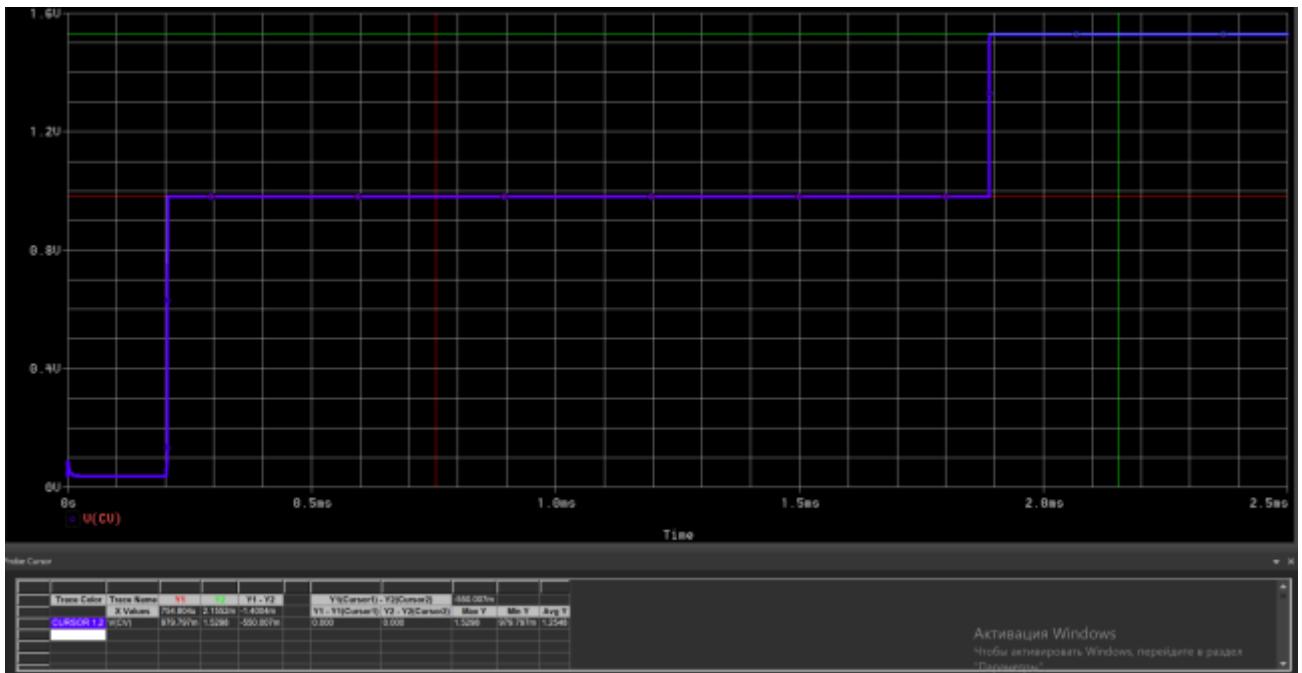


Рисунок 3.15 – Сигнал керуючої напруги та заміри напруг для натиснутих клавiш S12 та S18

3.3 Розробка схеми осцилятора керованого напругою

При розробці осцилятора керованого напругою за основу було взято схему ОКН Морiца Кляйна [11-16], але її було оптимiзовано для роботи при живленнi ± 6 В, додано можливiсть модуляцiї iнтонацiї генерованого аудiо сигналу за КН з ГО, можливiсть перемикати октави (-1 Окт, 0 Окт, +1 Окт) обертовим перемикачем а також замiнено три виходи сигналу пiд кожну форму сигналу на єдиний вихiд з можливiстю обирати бажану форму сигналу за допомогою обертового перемикача. Також було додано дiод на вхiд модуляцiї за КН з ГО (дiод D5, рис. 3.16), щоб на iнтонацiю сигналiв ОКН впливала тiльки сама огибаюча, а не її постiйна складова, що дорiвнює 0 В (рисунок 3.28 – 3.29). Принципова схема розробленого ОКН зображена на рисунку 3.16. Цей ОКН може генерувати пилкоподiбний, трикутний сигнали та сигнал типу «меандр». Сигнал типу «меандр» має можливiсть ШiМ, яка налаштовується потенцiометром R16.

Перемикачі S1 та S2 вмикають або вимикають модуляцію інтонації за КН з ОНЧ та ГО відповідно. Потенціометри R30 та R31 налаштовують ступінь модуляції відповідно.

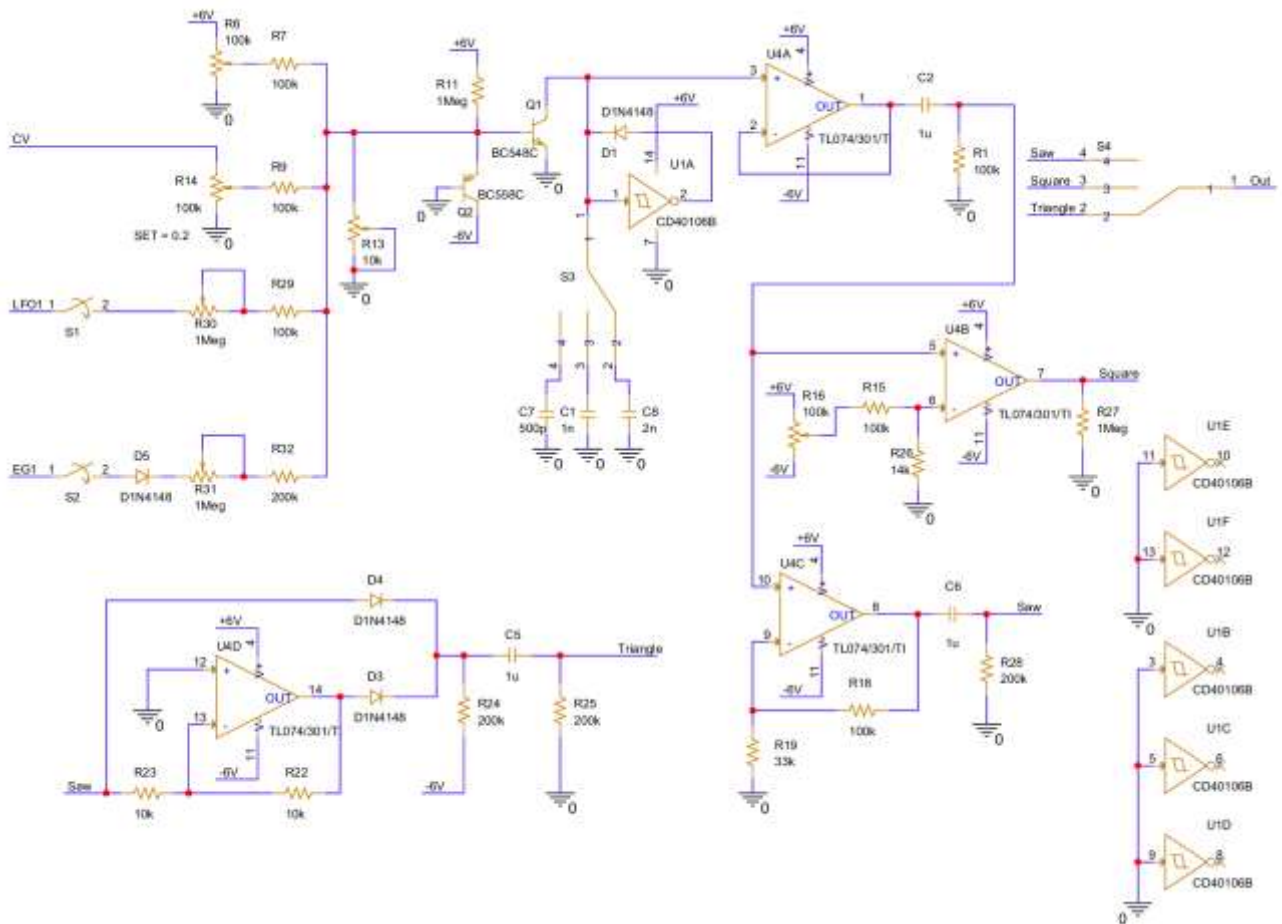


Рисунок 3.16 – Електрична принципова схема осцилятора керованого напругою

Як видно з рисунку 3.17, згідно зі стандартом 1 В/окт зріст частоти аудіо сигналу при лінійному зросту КН має експоненційний характер [1, 3, 5]. Тому КН має оперувати в певному діапазоні нижче порогової напруги відкриття біполярного транзистора Q1, щоб він працював в режимі резистора керованого напругою з експоненційним характером, задаючи тим самим частоту роботи осцилятора через тригер Шмітта U1A, діод D1 та один з конденсаторів C1, C7 та C8. Це реалізується попередньою атенюацією КН підлаштовним резистором R14,

зсувом сигналу за постійною напругою підлаштовним резистором R6 та масштабуванням сигналу підлаштовним резистором R13. Ці резистори потрібні для точного налаштування фізичного осцилятора до відповідності стандарту 1 В/Окт. Біполярний транзистор Q2 виконує функцію стабілізації налаштування ОКН при зміні температури навколишнього середовища.

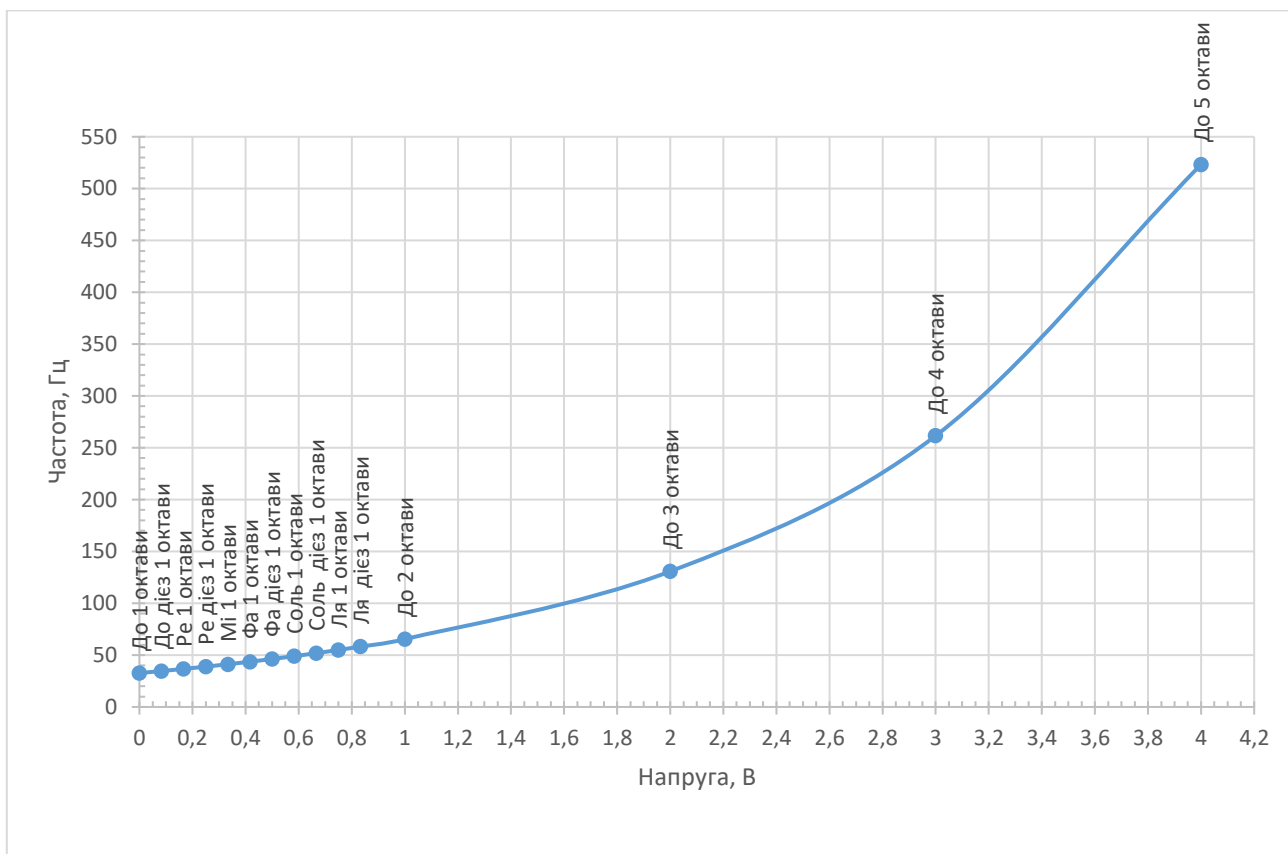


Рисунок 3.17 – Графік залежності частоти аудіо сигналу від керуючої напруги згідно зі стандартом 1 В/Окт

Тригер Шмітта U1A, діод D1 та один з конденсаторів C1, C7 та C8 генерують пілкоподібний сигнал, який подається на буфер на ОП U4A, звідки після віднімання з його складу постійної складової конденсатором C2 та резистором R1 він подається на компаратор на ОП U4B, який генерує сигнал типу «меандр» та на підсилювач на ОП U4C, після чого підсилений пілкоподібний

сигнал йде на відповідний вихід а також на генератор трикутного сигналу на основі інвертуючого буфера на ОП U4D та діодах D3 та D4, які сумують оригінальний та інвертований пилкоподібний сигнал та віднімають зі складу суми від'ємну складову напруги, формуючи тим самим трикутний сигнал. При зборці фізичного ОКН резистори R22 та R23 мають бути підібрані таким чином, щоб їх опори були якомога ближчі до однакових, адже в іншому випадку трикутний сигнал буде спотворений.

Для потреб моделювання працездатності принципову схему ОКН було змінено. Схема для моделювання зображена на рисунку 3.18.

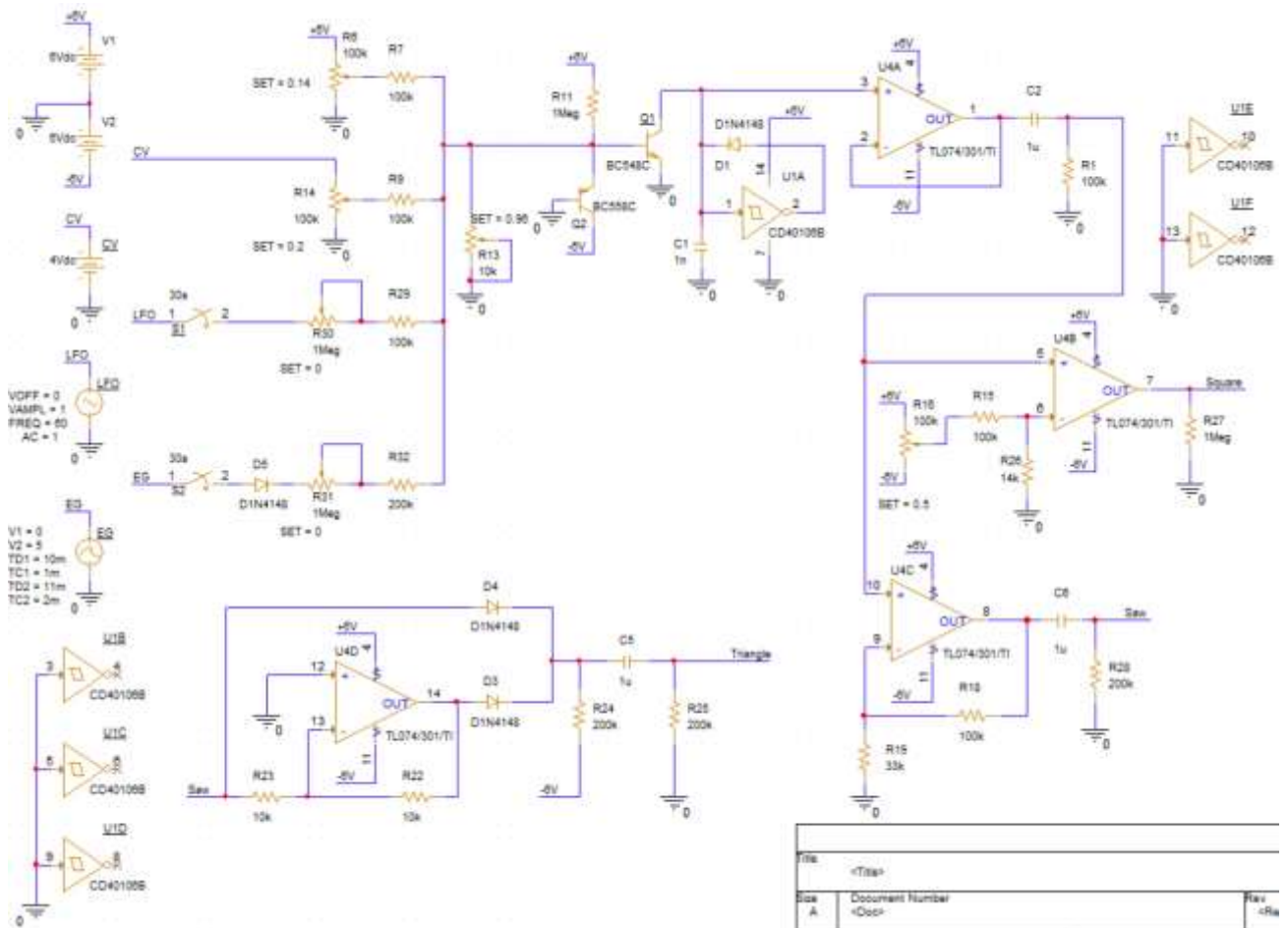


Рисунок 3.18 – Схема моделювання роботи ОКН

Для перевірки модуляції інтонації за КН з ГО було додано джерело експоненційної напруги EG, яке має налаштування як на рисунку 3.19, що імітує спрощену типову огинаючу керуючої напруги, яку можна отримати з ГО.

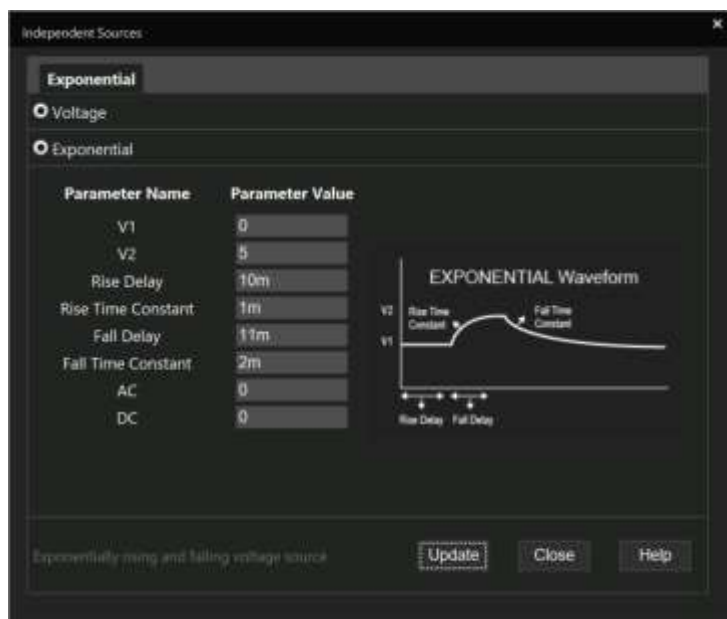


Рисунок 3.19 – Налаштування джерела експоненційної напруги EG

Джерело LFO імітує КН з ОНЧ, генеруючи синусоїдальний сигнал з частотою 60 Гц. Джерело CV імітує КН з клавіатури. Якщо виставити на джерелі CV напругу 3 В, що відповідає ноті До четвертої октави, на виході пилкоподібного сигналу буде сигнал, зображений на рисунку 3.20, який має частоту 321,51 Гц (в ідеалі мало б бути 261,6 Гц [1, 3, 5]). Прямокутний сигнал та його ШІМ зображені на рисунках 3.21 та 3.22. Трикутний сигнал зображений на рисунку 3.23. При напрузі CV 1 В, що відповідає ноті До другої октави, сигнали мають вигляд, як на рисунку 3.24 та частоту 103 Гц (в ідеалі мало б бути 65,41 Гц [1, 3, 5]). При напрузі CV 4 В, що відповідає ноті До п'ятої октави – як на рисунку 3.25 та мають частоту 463,95 Гц (в ідеалі мало б бути 523,3 Гц [1, 3, 5]). За рисунками 3.20 – 3.25 можна побачити, що розроблений ОКН справно генерує сигнали в межах п'яти октав майже без спотворень та відповідає стандарту

1 В/окт з певною похибкою, яка може бути усунена при більш точному налаштуванні.

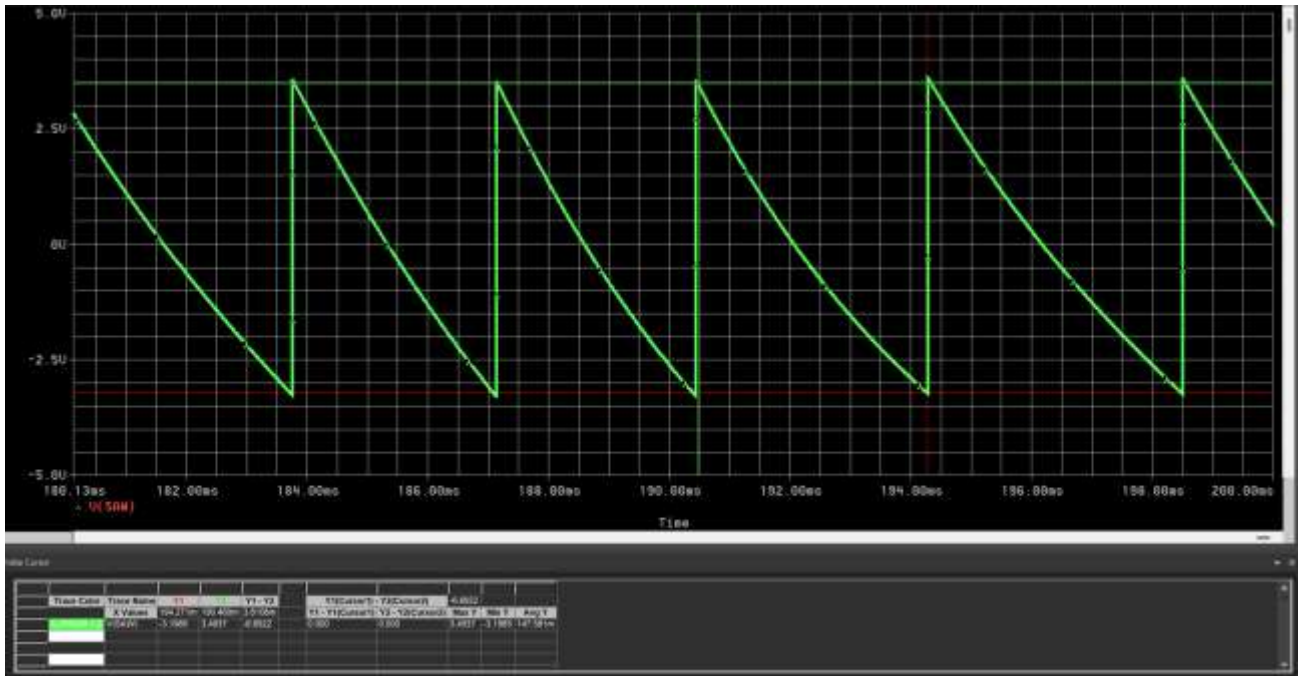


Рисунок 3.20 – Пилкоподібний сигнал при КН 3 В

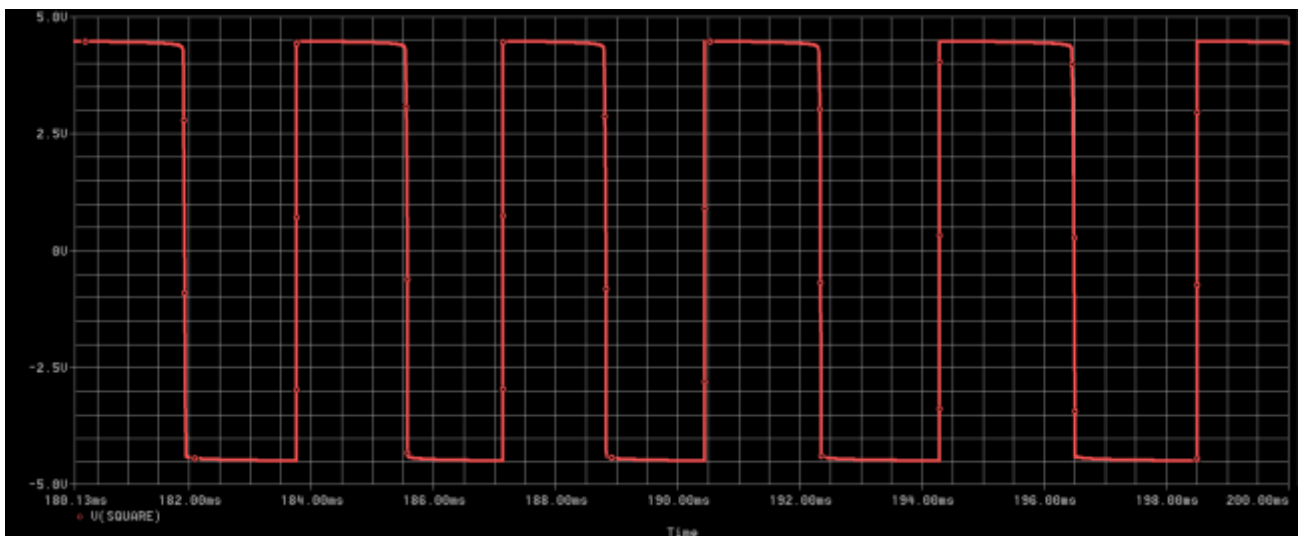


Рисунок 3.21 – Прямокутний сигнал при КН 3 В

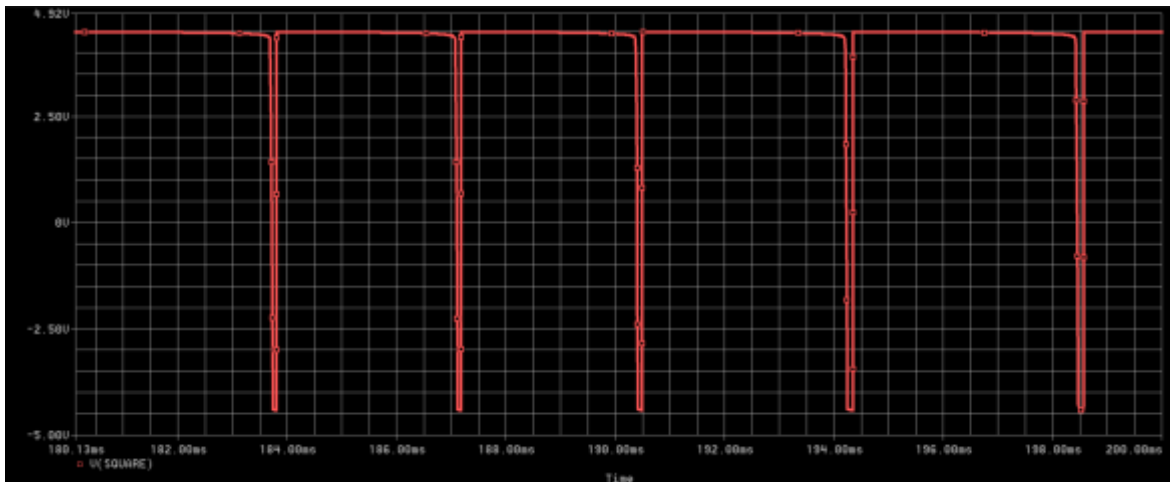
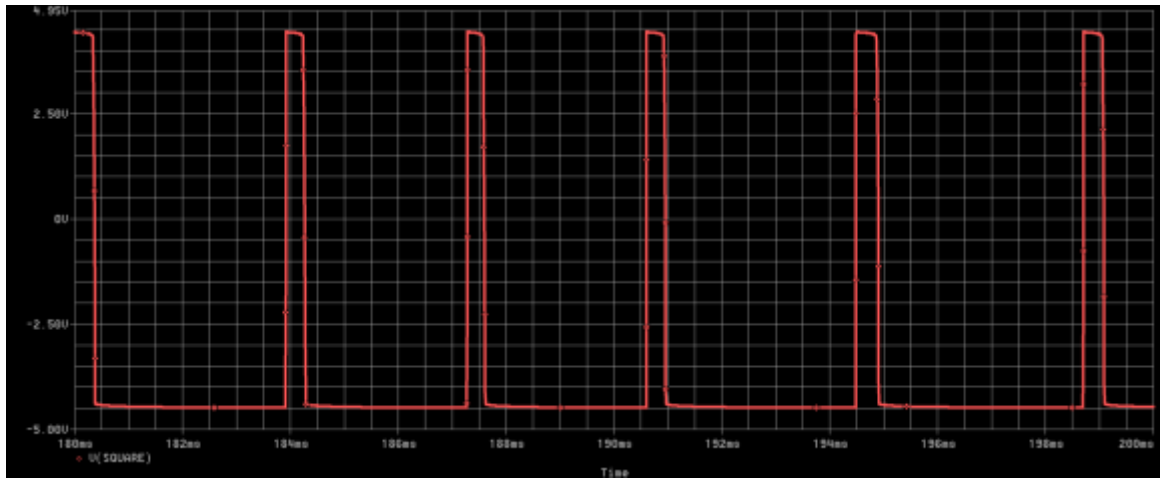


Рисунок 3.22 – ШІМ прямокутного сигналу при мінімальному та максимальному положеннях потенціометра R16

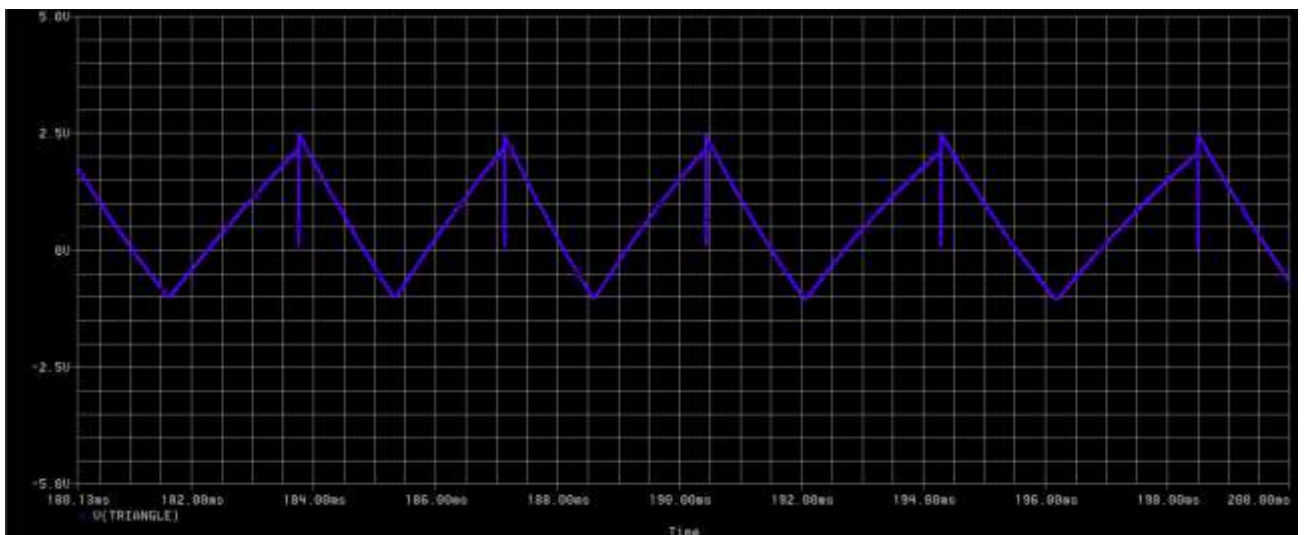


Рисунок 3.23 – Трикутний сигнал при КН 3 В

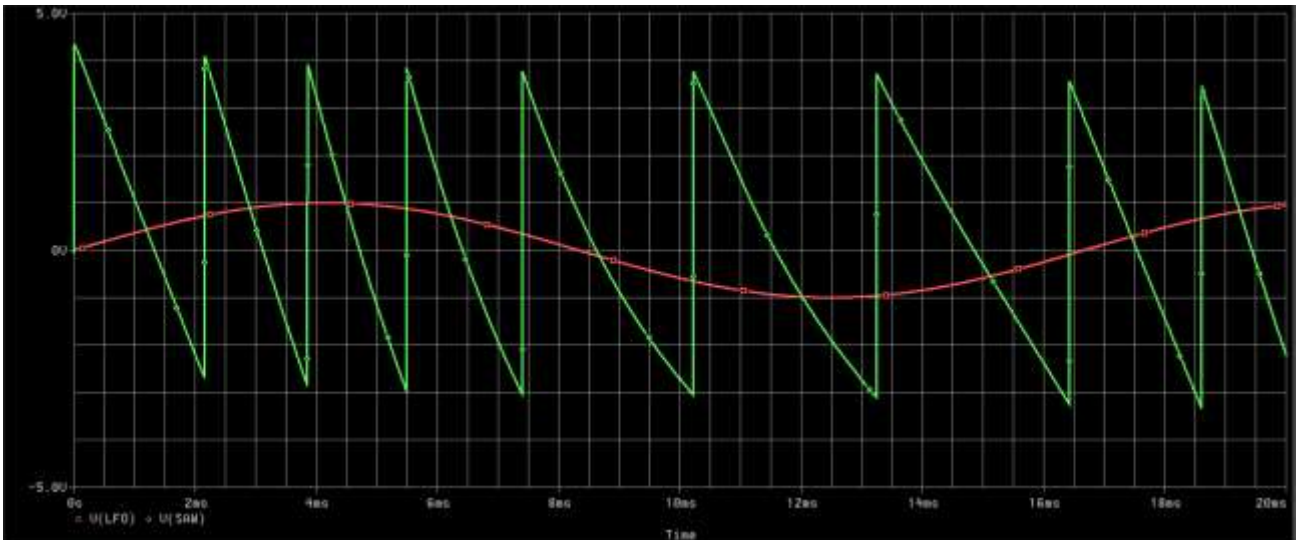


Рисунок 3.26 – Модуляція інтонації ОКН за КН з ОНЧ при центральному положенні потенціометра R30

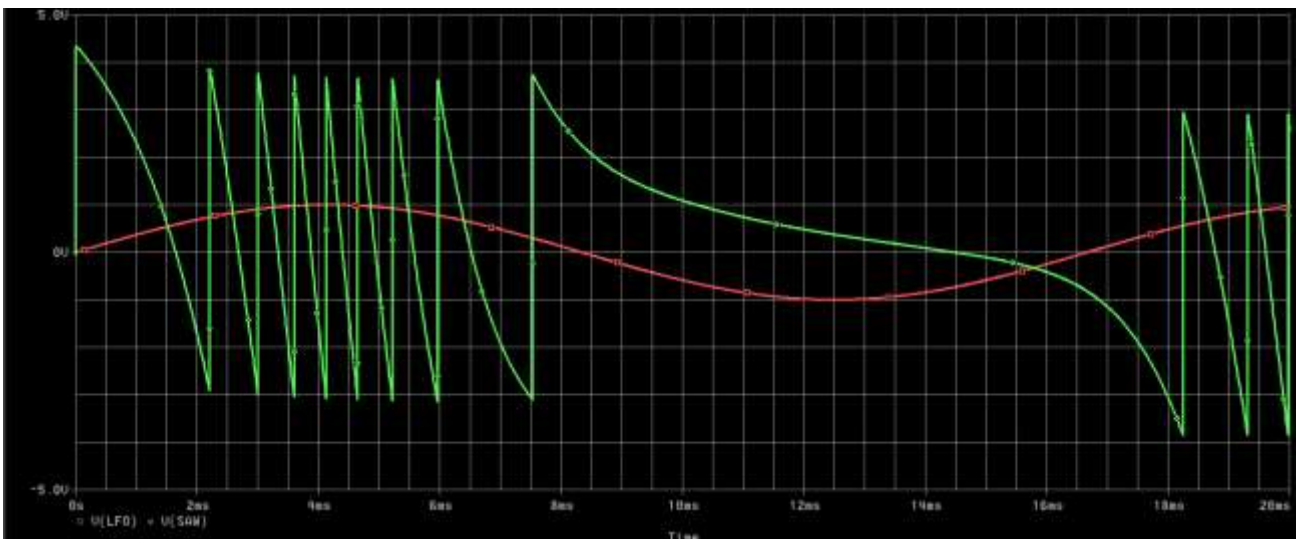


Рисунок 3.27 – Модуляція інтонації ОКН за КН з ОНЧ при максимальному положенні потенціометра R30

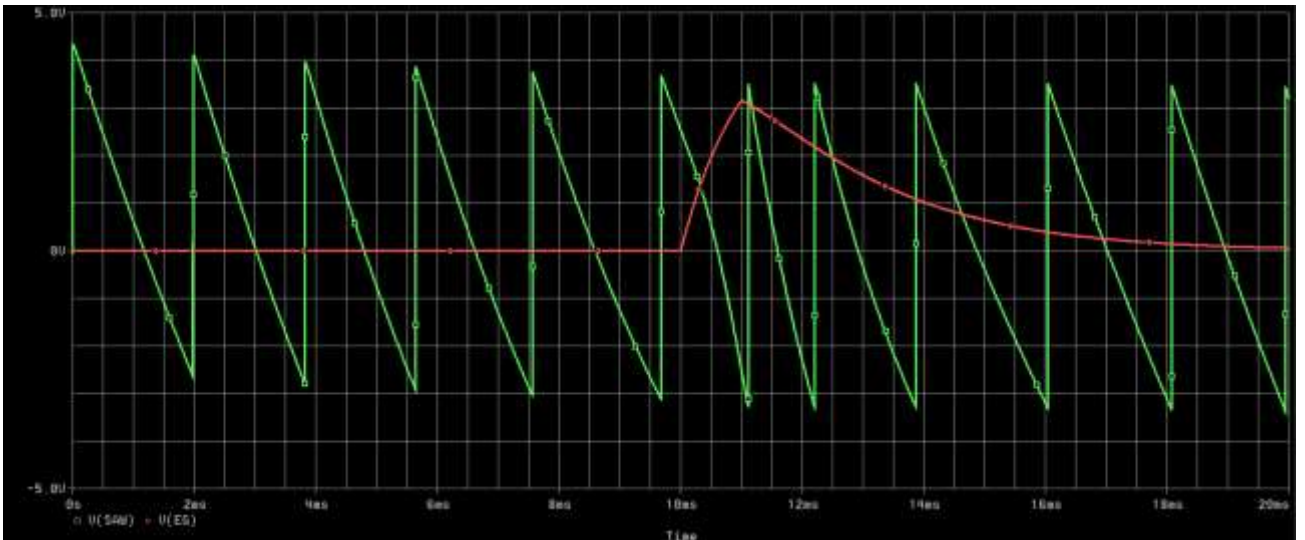


Рисунок 3.28 – Модуляція інтонації ОКН за КН з ГО при центральному положенні потенціометра R31

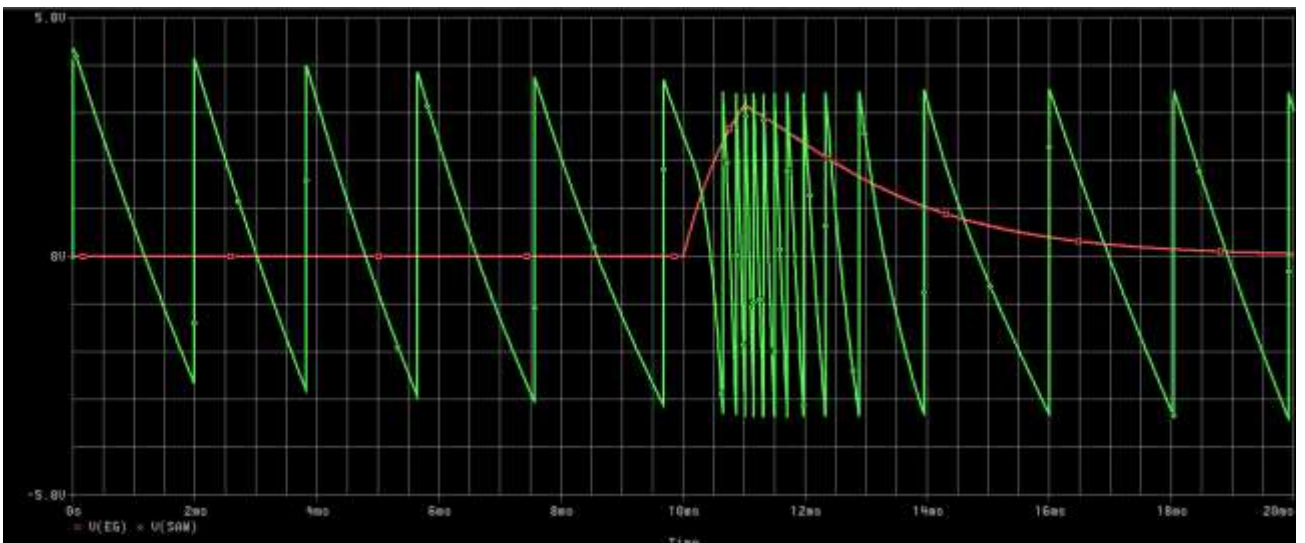


Рисунок 3.29 – Модуляція інтонації ОКН за КН з ГО при максимальному положенні потенціометра R31

За підсумками моделювання ОКН працює коректно та очікувано.

3.3.1 Розробка схеми осцилятора низької частоти. При розробці осцилятора низької частоти за основу було взято розроблену схему осцилятора керованого напругою та змінено для відповідності потребам ОНЧ. Саме було прибрано вузол

перемикання октав та замінено його на постійний конденсатор, що задає частоту, C1, а його ємність було збільшено з 1 нФ до 8,2 нФ, щоб забезпечити правильну форму генерованого тригером Шмітта пілкоподібного сигналу на низьких частотах, характерних для ОНЧ. Також було прибрано вхід для КН з клавіатури та ГО, залишено тільки підлаштовний резистор масштабування КН R34 та додано потенціометр R32, що відповідає за налаштування частоти генерованих сигналів. На його вхід додано дільник напруги на резисторах R36 та R37, а на його вихід – постійну підтяжку до позитивної шини двополярного живлення через резистор R7. Ці рішення забезпечують стабільну осциляцію та бажані частоти генерованих сигналів при мінімальному та максимальному положеннях потенціометра R32. Оскільки згідно зі структурною схемою розроблюваного синтезатора (рисунок 2.1) планується наявність двох ОНЧ, де другий може моделювати частоту першого за КН, було накреслено дві принципові схеми ОНЧ. Принципові схеми розроблених ОНЧ зображені на рисунках 3.30 – 3.31.

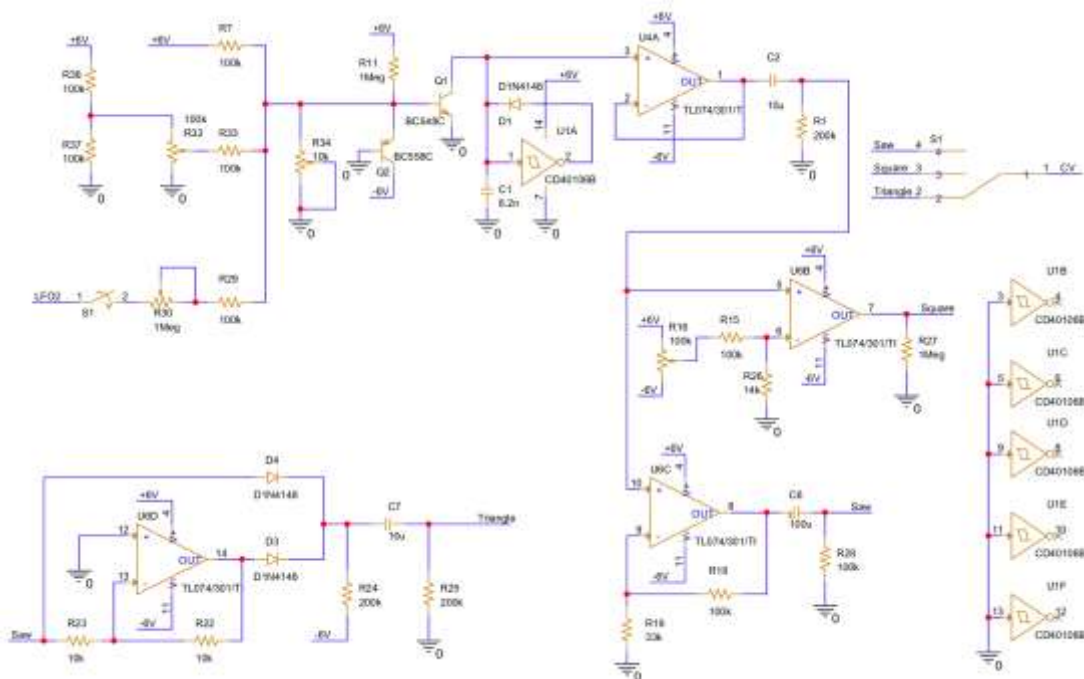


Рисунок 3.30 – Електрична Принципова схема осцилятора низької частоти 1

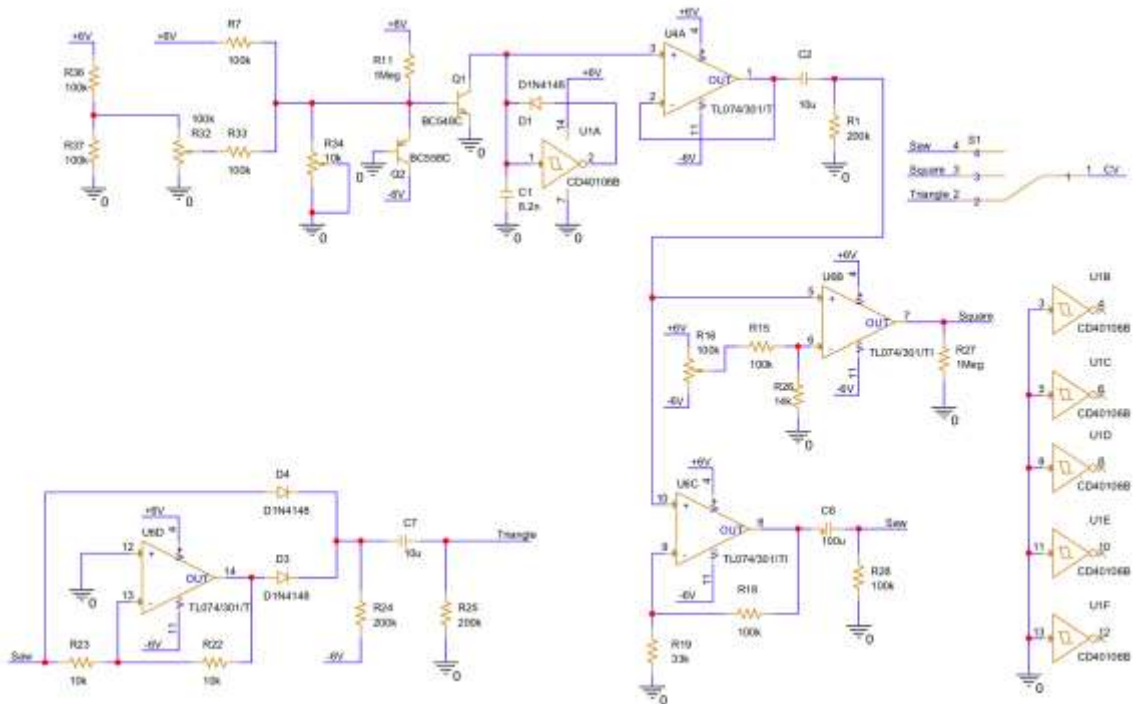


Рисунок 3.31 – Електрична принципова схема осцилятора низької частоти 2

Схема для моделювання зображена на рисунку 3.32. На рисунку 3.33 зображені генеровані сигнали при центральному положенні потенціометра R32, частота яких за такої умови складає 20,44 Гц. На рисунку 3.34 зображені генеровані сигнали при мінімальному положенні потенціометра R32, частота яких за такої умови складає 3,04 Гц. На рисунку 3.35 зображені генеровані сигнали при максимальному положенні потенціометра R32, частота яких за такої умови складає 116,82 Гц. Модуляція частоти ОНЧ 1 за КН з ОНЧ 2 зображена на рисунках 3.36 – 3.37 (використовується частота сигналу з джерела LFO2 15 Гц).

За підсумками моделювання ОНЧ працює коректно та очікувано.

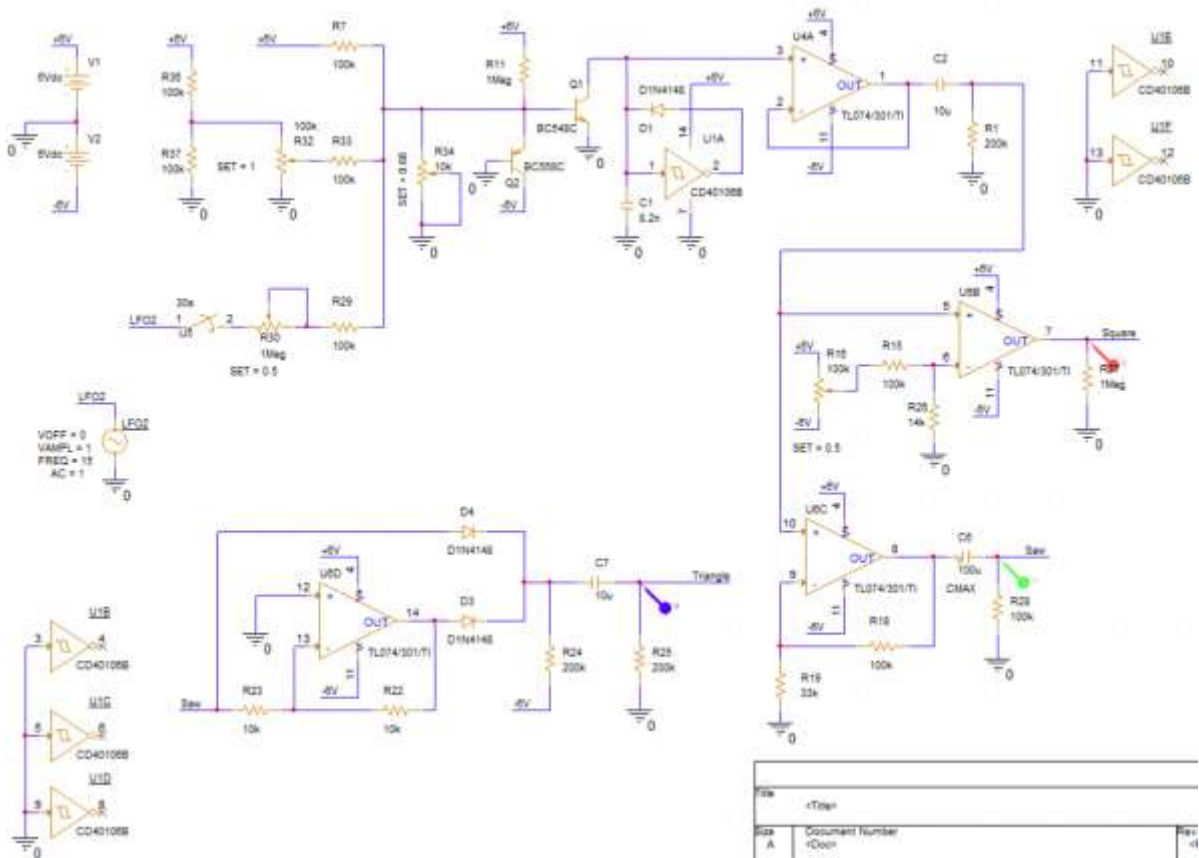


Рисунок 3.32 – Схема моделювання роботи ОНЧ

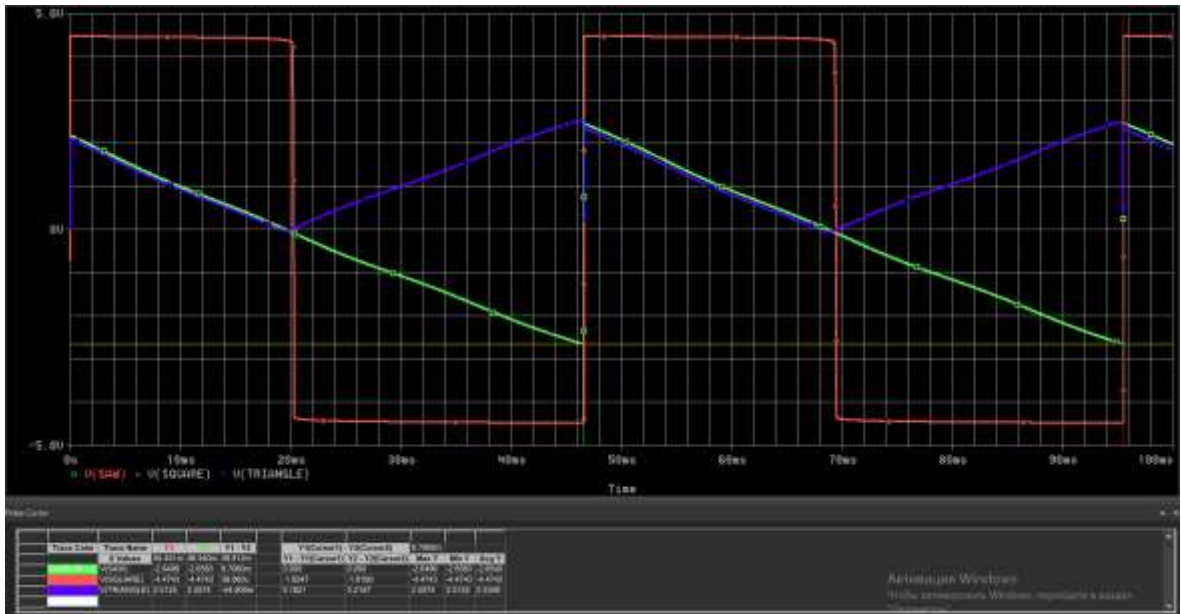


Рисунок 3.33 – Пілкоподібний, прямокутний та трикутний сигнали при центральному положенні потенціометра R32

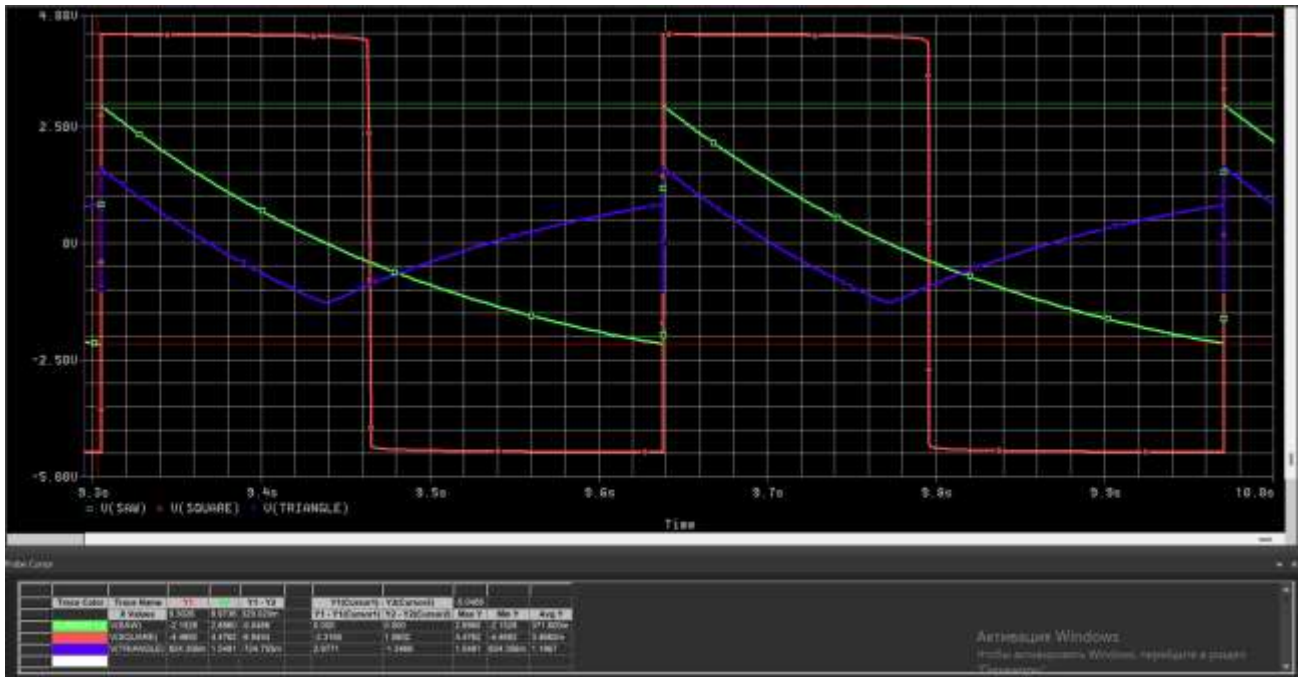


Рисунок 3.34 – Пілкоподібний, прямокутний та трикутний сигнали при мінімальному положенні потенціометра R32

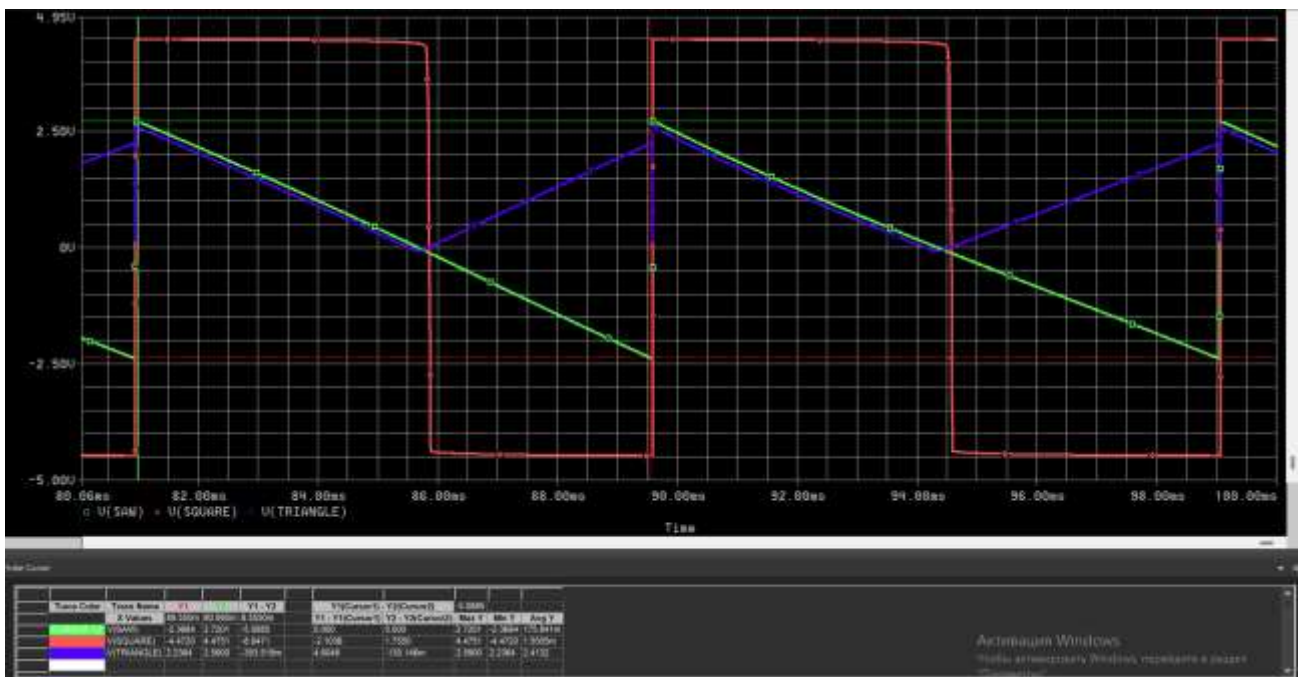


Рисунок 3.35 – Пілкоподібний, прямокутний та трикутний сигнали при максимальному положенні потенціометра R32

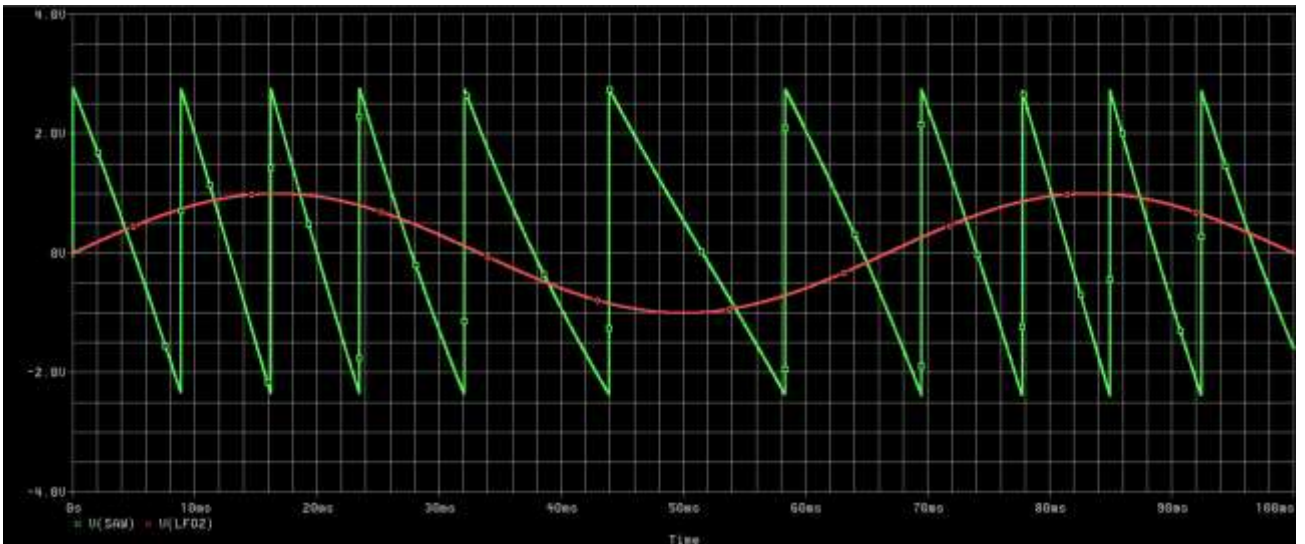


Рисунок 3.36 – Модуляція частоти ОНЧ 1 за КН з ОНЧ 2 при центральному положенні потенціометра R30

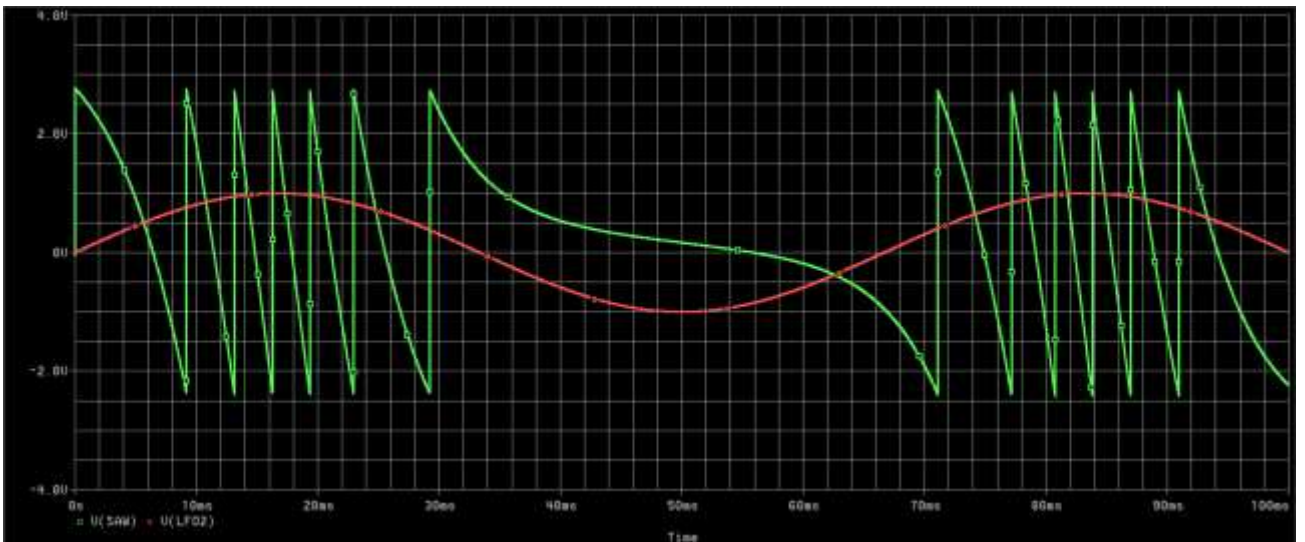


Рисунок 3.37 – Модуляція частоти ОНЧ 1 за КН з ОНЧ 2 при максимальному положенні потенціометра R30

3.4 Розробка схеми фільтра керованого напругою

При розробці фільтра керованого напругою за основу було взято схему ФКН на основі сходів діодів Моріца Кляйна [17], але було оптимізовано керування частотою зрізу як при ручному керуванні відповідним потенціометром, так і при модуляції за КН з ОНЧ 2 або ГО 2. Також, як і в ОКН, було додано діод на вхід модуляції за КН з ГО (діод D12, рис. 3.38), щоб на частоту зрізу ФКН впливала тільки сама огинаюча, а не її постійна складова, що дорівнює 0 В. Принципова схема розробленого ФКН представлена на рисунку 3.38. Схема для моделювання роботи розробленого ФКН зображена на рисунку 3.39. Для моделювання вхідного сигналу використовується джерело прямокутного сигналу Signal з налаштуваннями, зображеними на рисунку 3.40. Для моделювання КН з ОНЧ 2 використовується джерело пілкоподібного сигналу LFO2 з налаштуваннями, зображеними на рисунку 3.41. Для моделювання КН з ГО 2 використовується джерело експоненційної напруги EG2 з налаштуваннями, зображеними на рисунку 3.42. Джерело змінного струму V5 використовується для моделювання амплітудно-частотної характеристики (далі АЧХ).

В основі роботи ФКН полягає використання схеми пасивного RC-фільтру нижніх частот I-порядку (далі ФНЧ), де резистор замінено на діод, що використовується в режимі резистора керованого напругою. На принциповій схемі це ланцюги з конденсаторів C1 – C5 та діодів D1 – D6, що разом працюють, як ФНЧ III-порядку. Щоб діод працював як резистор керований напругою, сигнал має бути меншим за порогову напругу прямої провідності діода, тому вхідний сигнал після значної атенюації та буферизації дільниками напруги та ОП TL074 U2A та U2B відповідно подається на інвертуючі буфери U2C та U2D, які створюють дві копії сигналу, одну – зміщену за постійною напругою вище 0 В, іншу – зміщену за постійною напругою нижче 0 В відповідно, після чого ці копії

сигналу подаються на верхнє та нижнє плече сходів діодів D1 – D6 відповідно (рисунок 3.43).

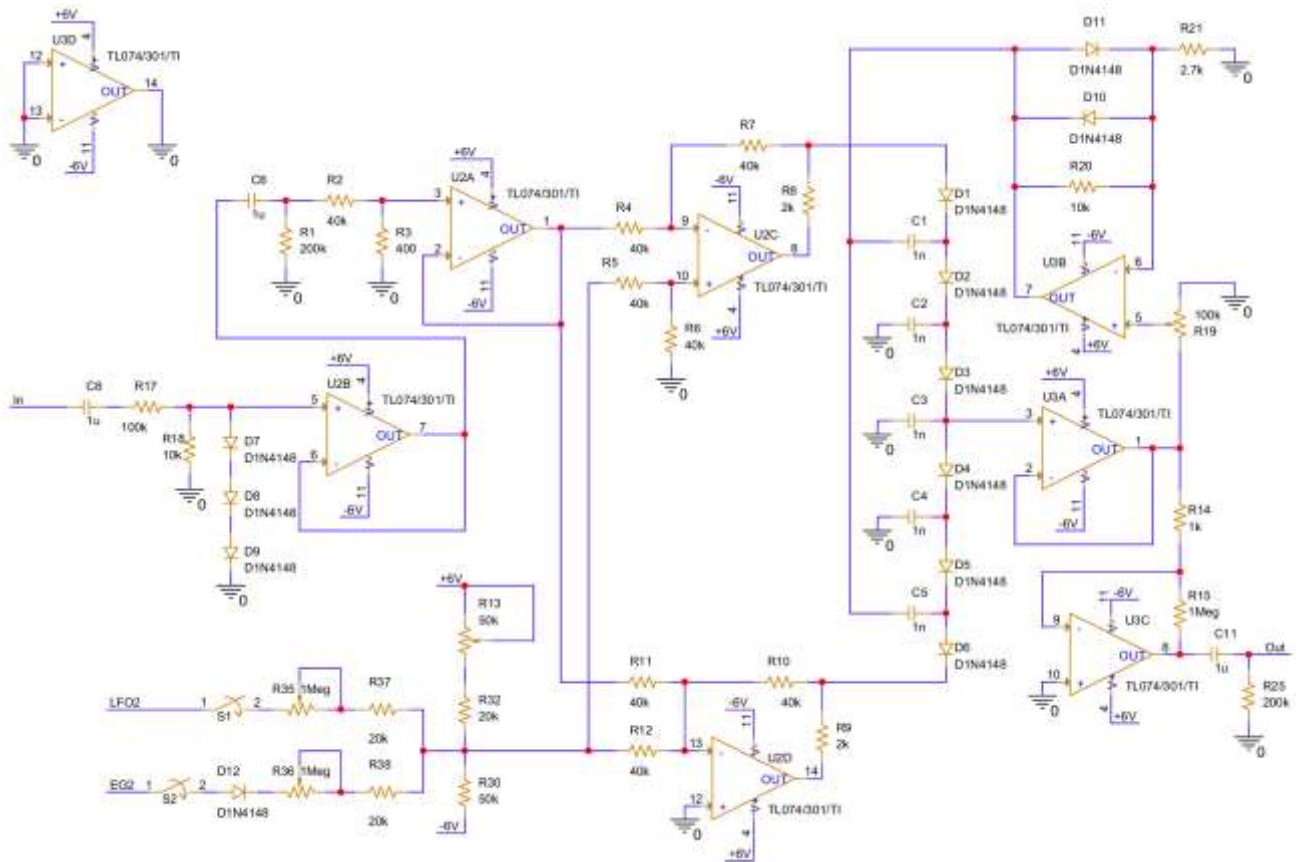


Рисунок 3.38 – Електрична принципова схема фільтра керованого напругою

Ступінь зміщення копій сигналів за постійною напругою регулюється потенціометром R13, а резистор R32 обмежує максимальну величину зміщення, так як для позитивного (D1 – D3) та негативного (D3 – D6) плечей сходів діодів максимальна напруга сигналу повинна не перевищувати три напруги прямої провідності одного з трьох діодів, що з'єднано послідовно в кожному плечі. Різниця за напругою між позитивною та негативною копіями сигналу створює малий струм зсуву через сходи діодів, величина якого залежить від різниці за напругою між копіями сигналів, тобто налаштування цієї різниці тотожно керуванню опорамі діодів. Таким чином потенціометр R13, що налаштовує цю

різницю, керує частотою зрізу фільтра. Далі відфільтрований сигнал з конденсатора C3 подається на буфер на ОП U3A, після якого – на інвертуючий підсилювач на ОП U3C, що повертає сигналу його початкову полярність та амплітуду. Вихідний конденсатор C11 забезпечує віднімання постійної складової зі складу сигналу.

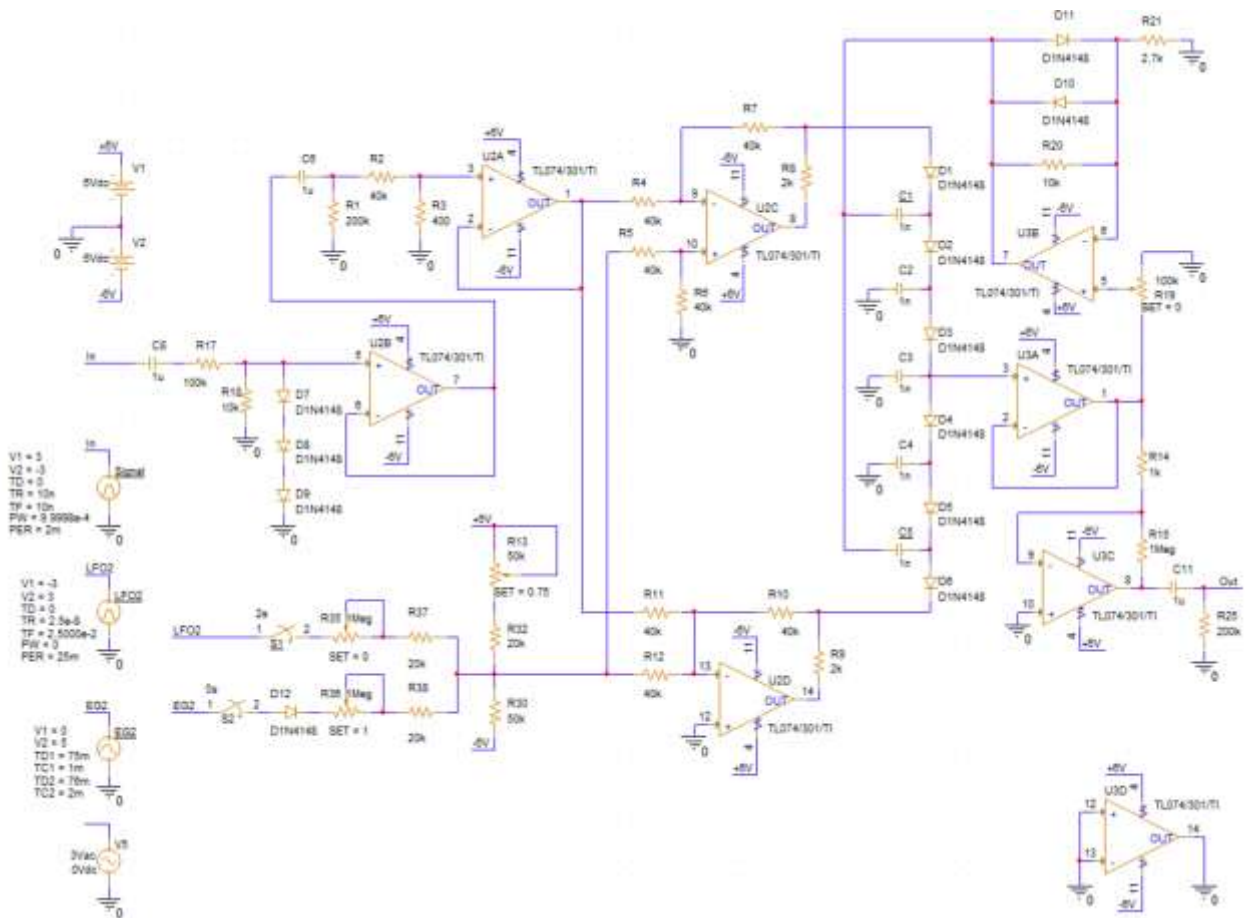


Рисунок 3.39 – Схема моделювання роботи ФКН

Також після буферу U3A сигнал подається на генератор резонансу на неінвертуючому підсилювачі на ОП U3B до складу кола зворотного зв'язку якого додані зустрічно-протилежні діоди D10 та D11. Ступінь резонансу керується потенціометром R19. Таким чином прямокутний сигнал частотою 500 Гц після

фільтрації має вигляд як на рисунках 3.44 – 3.46. Явище резонансу зображено на рисунках 3.47 – 3.49.

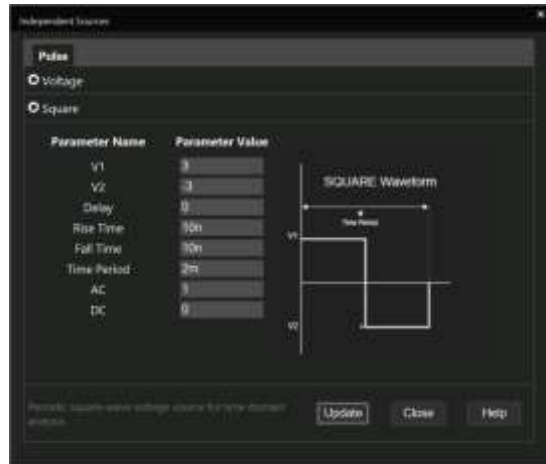


Рисунок 3.40 – Налаштування джерела прямокутного сигналу

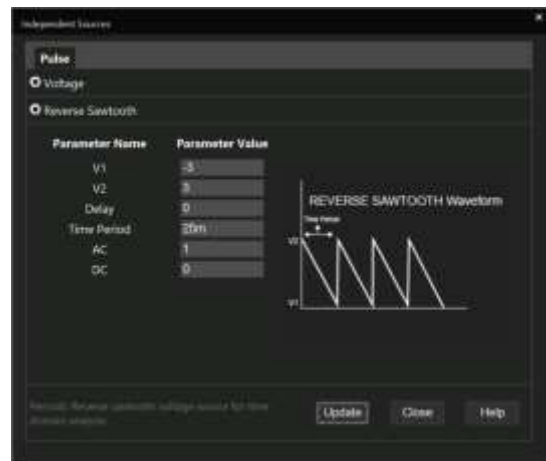


Рисунок 3.41 – Налаштування джерела пилкоподібного сигналу

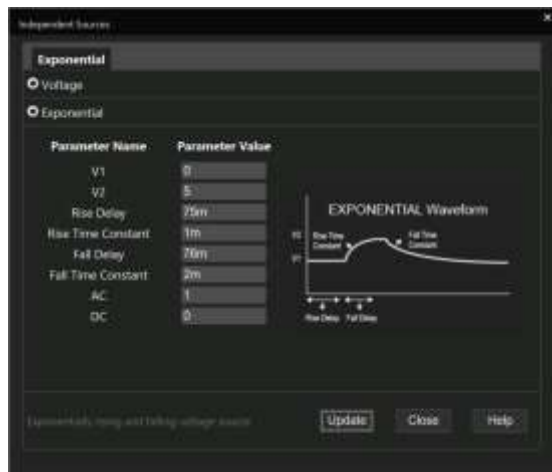


Рисунок 3.42 – Налаштування джерела експоненційної напруги

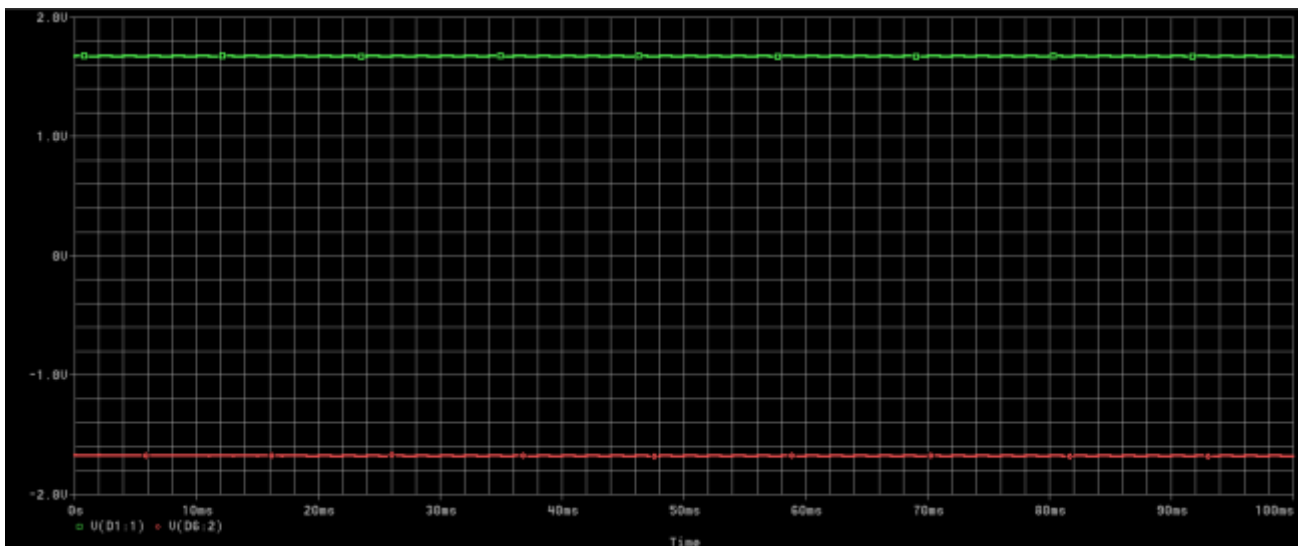


Рисунок 3.43 – Інвертовані та зміщені за постійною напругою копії вхідного атенюованого сигналу

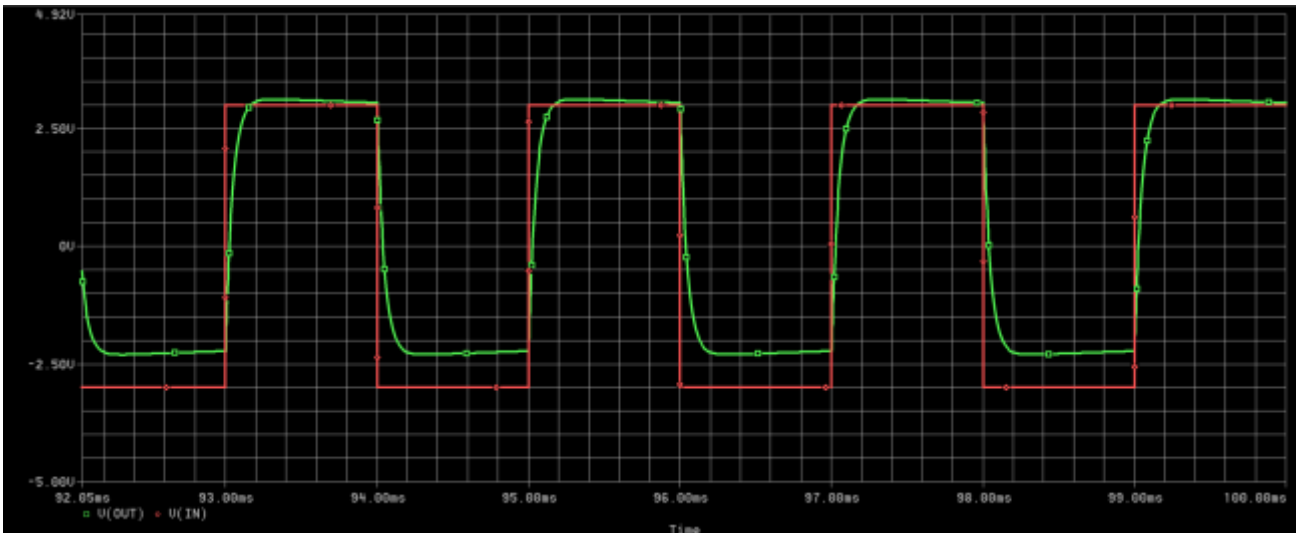


Рисунок 3.44 – Осцилограми вхідного та вихідного сигналів при максимальному положенні потенціометра R13

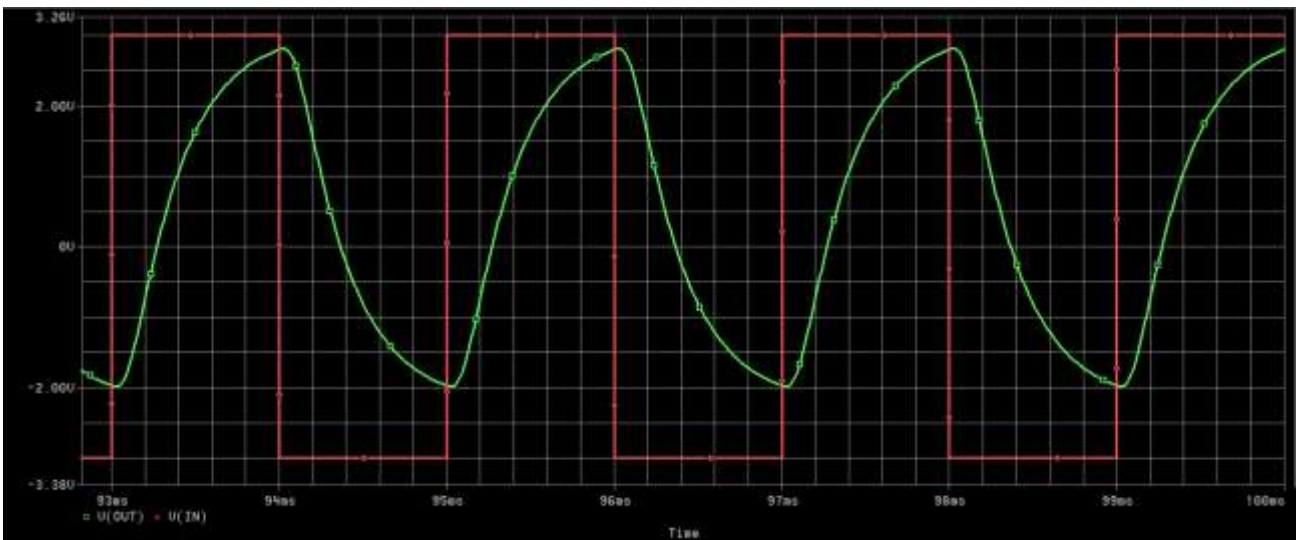


Рисунок 3.45 – Осцилограми вхідного та вихідного сигналів при положенні движку потенціометра R13 у 0,75

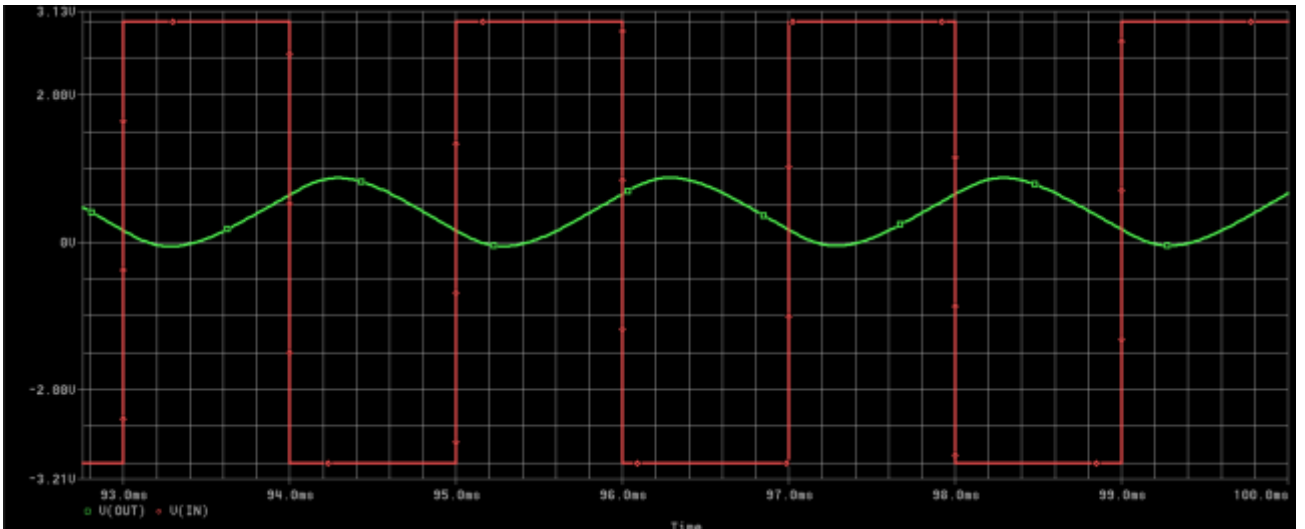


Рисунок 3.46 – Осцилограми вхідного та вихідного сигналів при положенні
двигу потенціометра R13 у 0,65

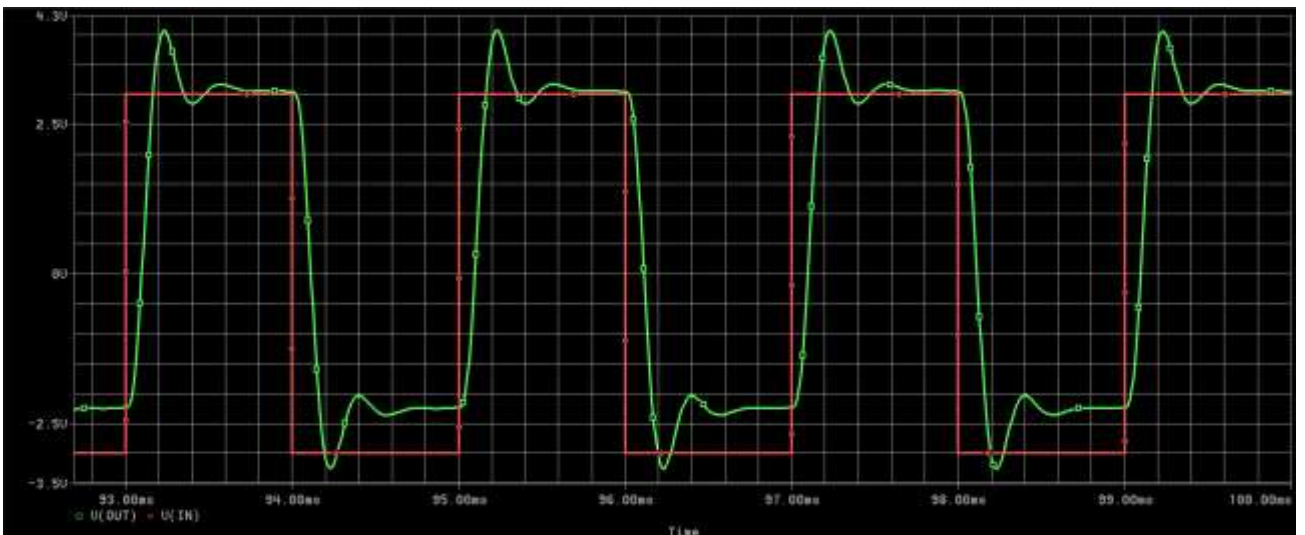


Рисунок 3.47 – Осцилограми вхідного та вихідного сигналів при положенні
двигу потенціометра R13 у 0,8 та положенні двигу потенціометра R19 у 0,65

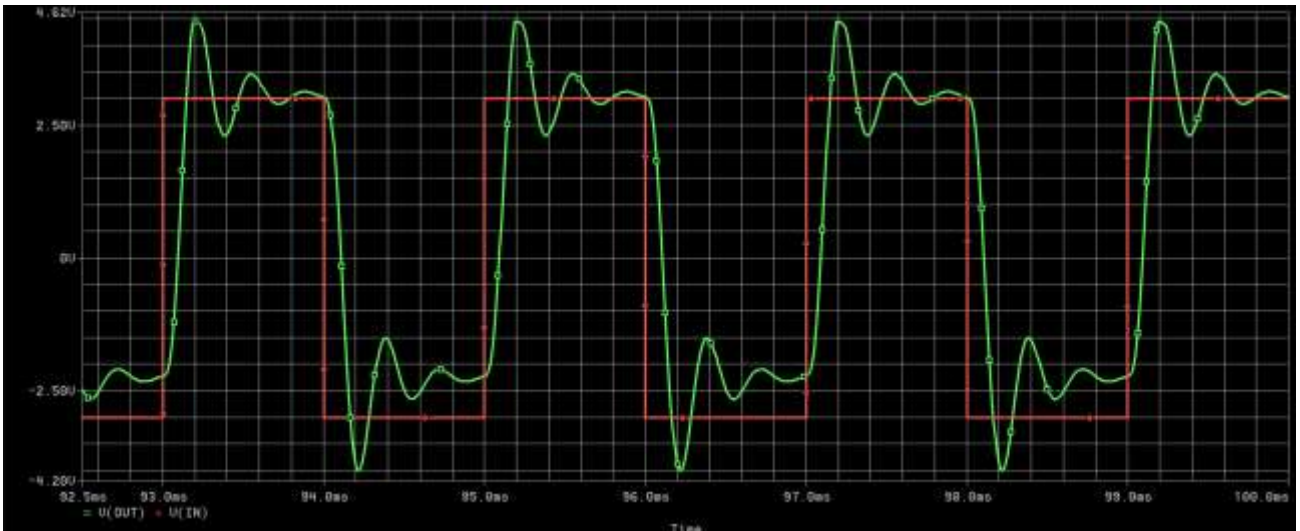


Рисунок 3.48 – Осцилограми вхідного та вихідного сигналів при положенні движку потенціометра R13 у 0,8 та положенні движку потенціометра R19 у 0,75

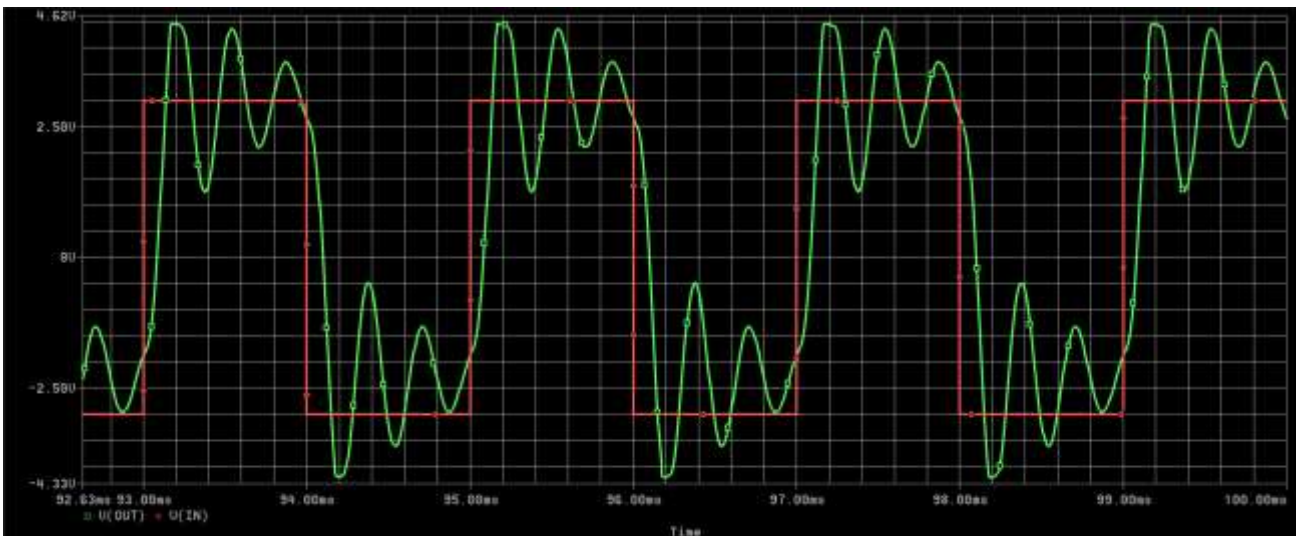


Рисунок 3.49 – Осцилограми вхідного та вихідного сигналів при положенні движку потенціометра R13 у 0,8 та положенні движку потенціометра R19 у 0,85

Модуляція частоти зрізу ФКН за КН з ОНЧ зображена на рисунках 3.50 – 3.51. Модуляція частоти зрізу ФКН за КН з ГО зображена на рисунках 3.52 – 3.53.

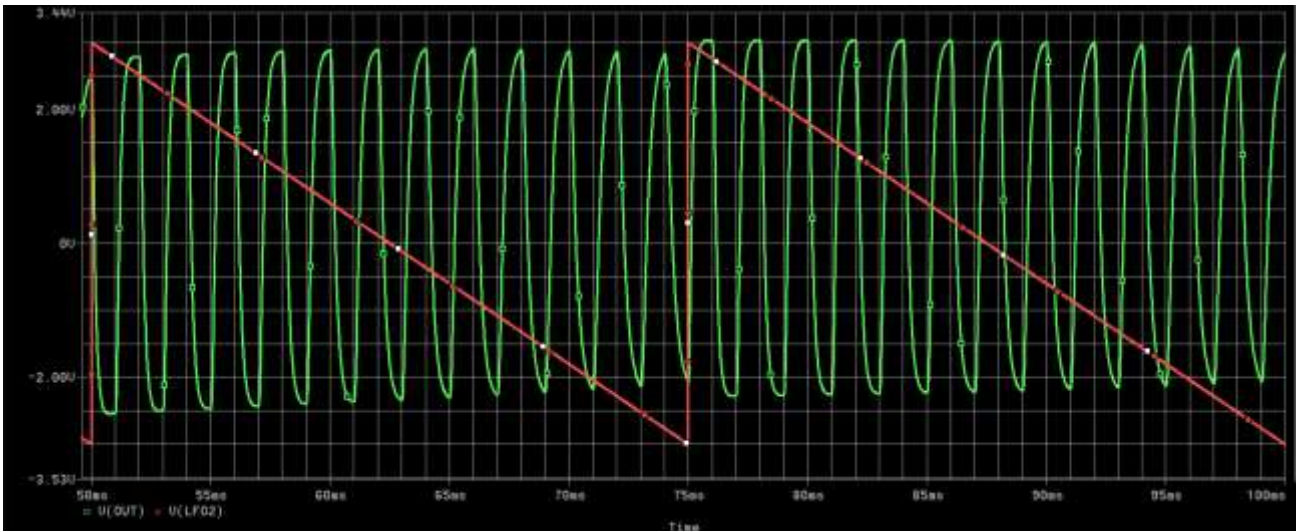


Рисунок 3.50 – Осцилограми КН з ОНЧ та вихідного сигналу з ФКН при положенні движку потенціометра R13 у 0,78 та середньому положенні потенціометра R35

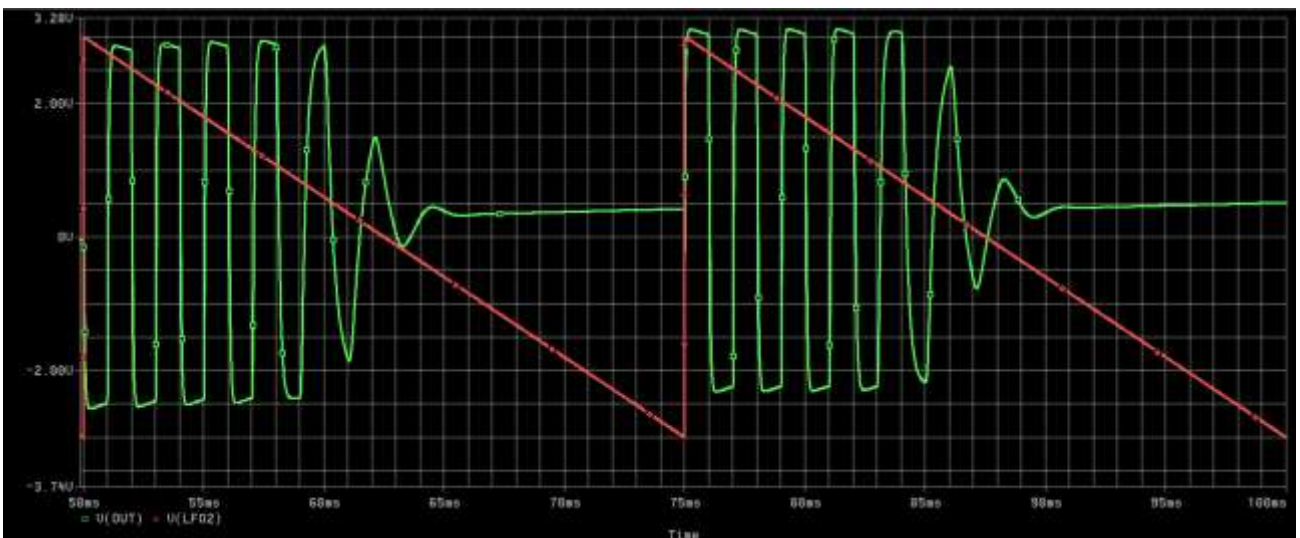


Рисунок 3.51 – Осцилограми КН з ОНЧ та вихідного сигналу з ФКН при положенні движку потенціометра R13 у 0,78 та максимальному положенні потенціометра R35

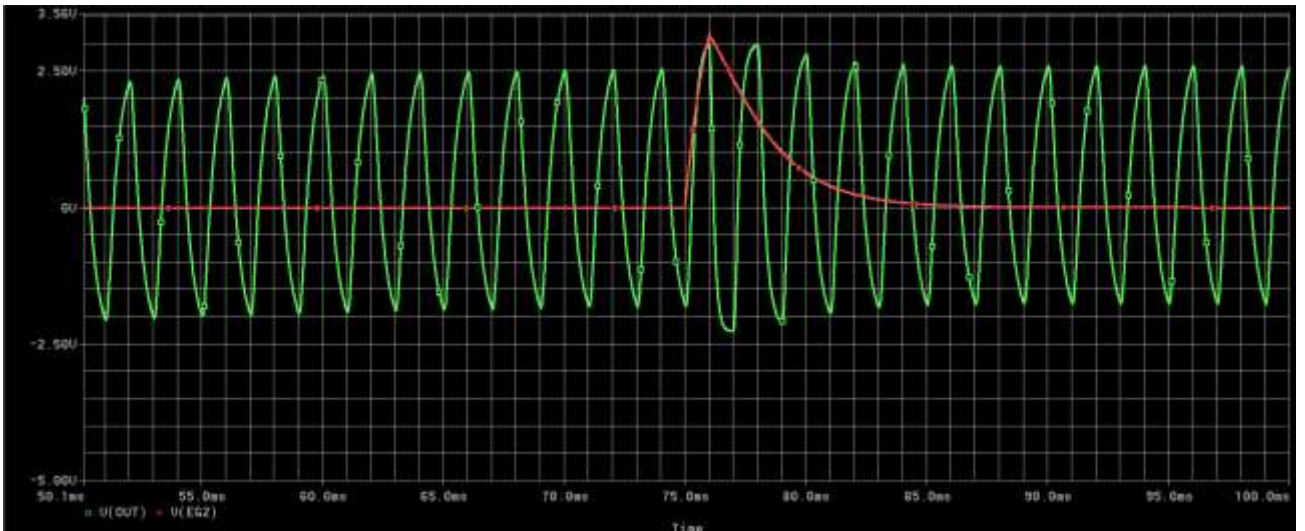


Рисунок 3.52 – Осцилограми КН з ГО та вихідного сигналу з ФКН при положенні движку потенціометра R13 у 0,75 та положенні движку потенціометра R36 у 0,8

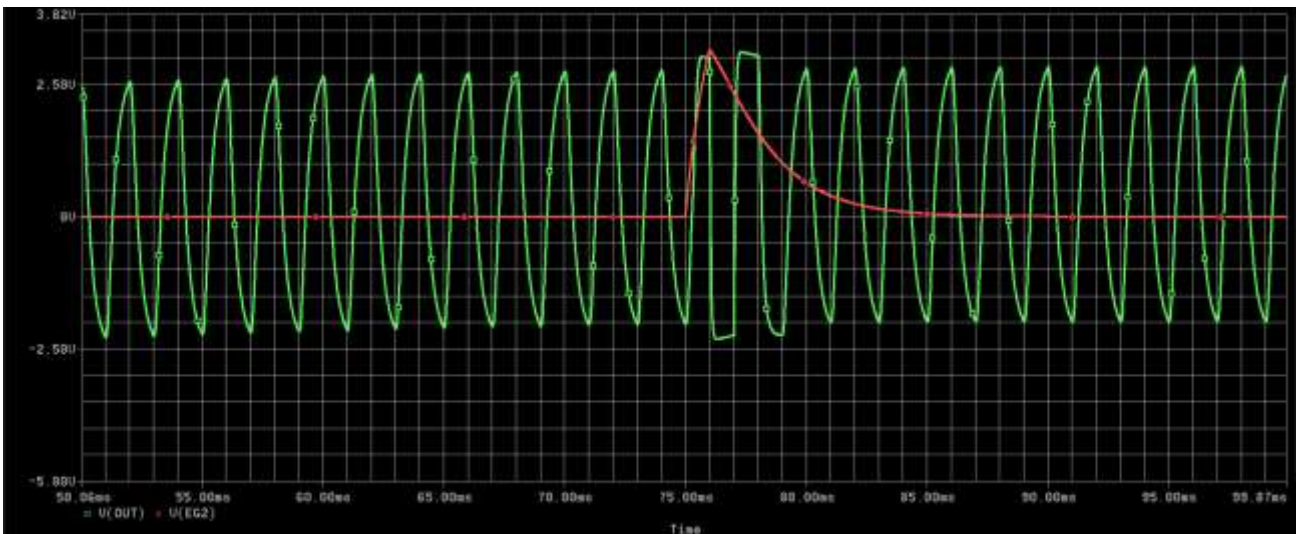


Рисунок 3.53 – Осцилограми КН з ГО та вихідного сигналу з ФКН при положенні движку потенціометра R13 у 0,75 та максимальному положенні потенціометра R36

АЧХ розробленого фільтру при різних налаштуваннях частоти зрізу зображена на рисунках 3.54 – 3.56

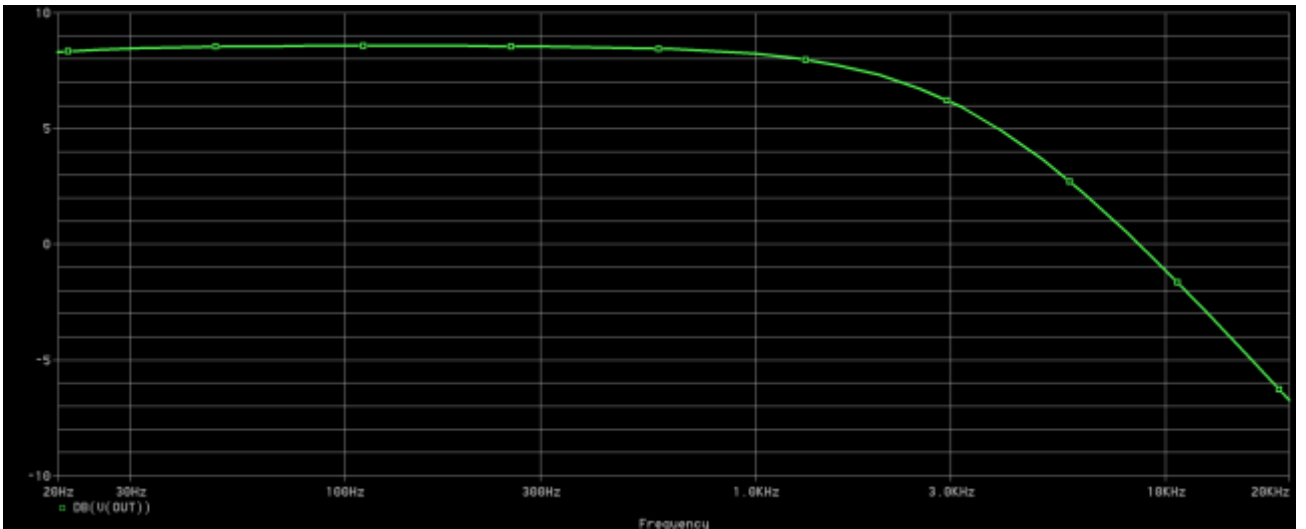


Рисунок 3.54 – АЧХ ФКН при максимальному положенні потенціометра R13

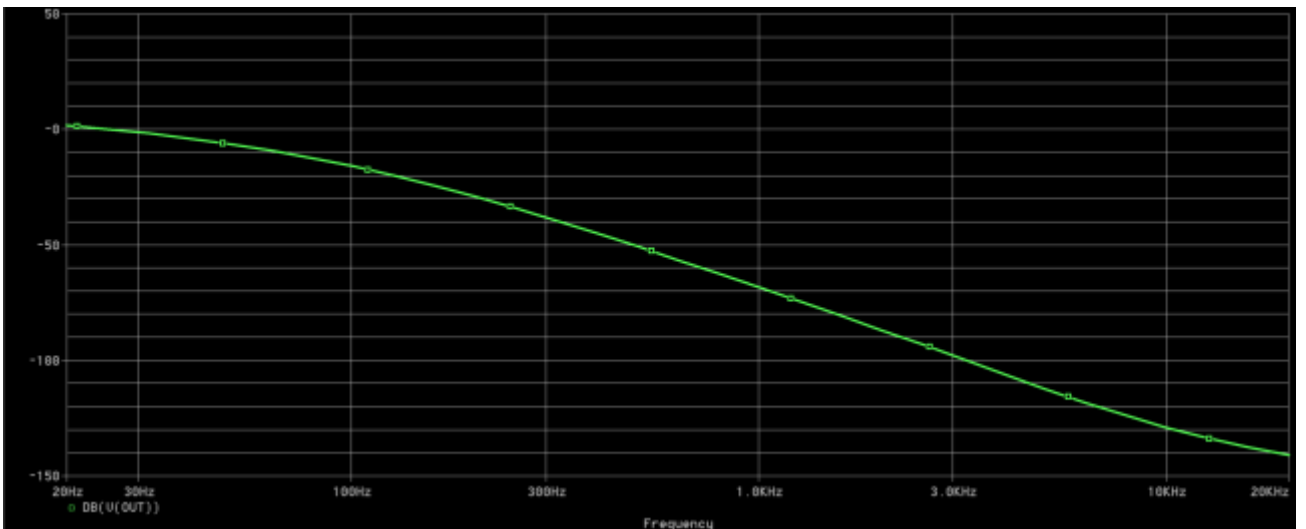


Рисунок 3.55 – АЧХ ФКН при центральному положенні потенціометра R13

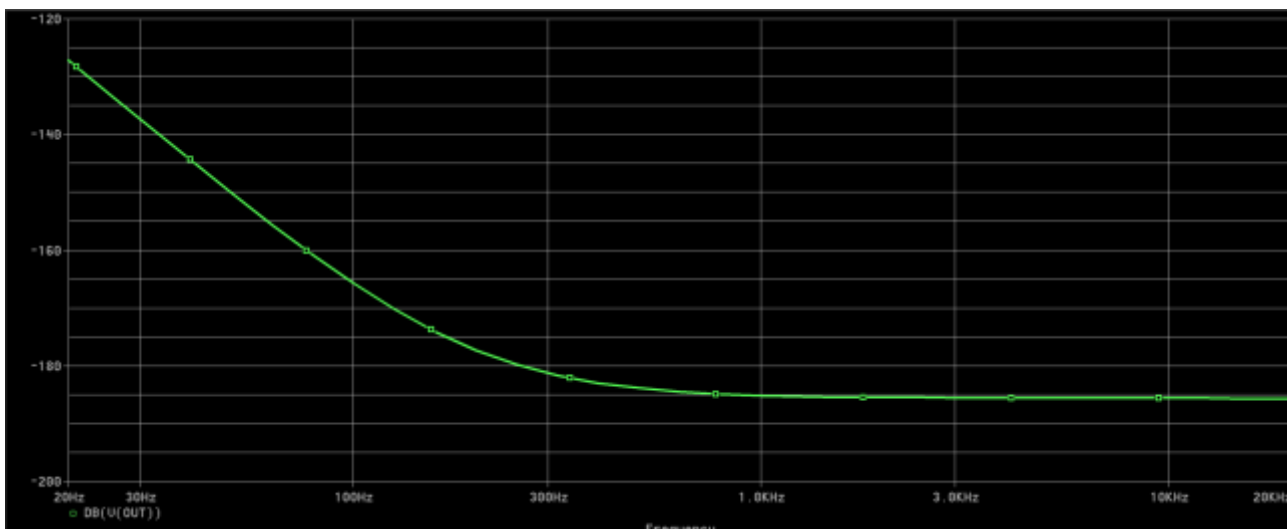


Рисунок 3.56 – АЧХ ФКН при мінімальному положенні потенціометра R13

За підсумками моделювання ФКН працює коректно та очікувано.

3.5 Розробка схеми підсилювача керованого напругою

При розробці підсилювача керованого напругою за основу було взято схему транзисторного ПКН Моріца Кляйна [18], але було додано логарифмічний перетворювач сигналу КН, щоб наблизити вплив КН на амплітуду вихідного сигналу до лінійного, а також додано підлаштовний резистор R17, що дозволяє зменшити ефекти неоднаковості транзисторів за током бази а також позбутися необхідності підбирати резистори R6 та R7. Окрім цього, так як згідно зі структурною схемою розроблюваного аналогового синтезатора (рисунок 2.1) планується наявність двох ПКН, перший з яких модулюється за амплітудою тільки за КН з ГО 1, при чому ця модуляція завжди під'єднана, адже ПКН 1 відповідає за амплітуду просумованих після мікшеру сигналів осциляторів, а другий – за КН з ГО 2 та ОНЧ 2, при чому обидві модуляції є опціональними, адже ПКН 2, що модулює вихідний сигнал з ОНЧ 1, є експериментальним рішенням, було розроблено дві принципові схеми ПКН, в яких враховані описані

вимоги. Принципові схеми розроблених ПКН зображені на рисунках 3.57 – 3.58. Для моделювання роботи використовується схема, зображена на рисунку 3.59.

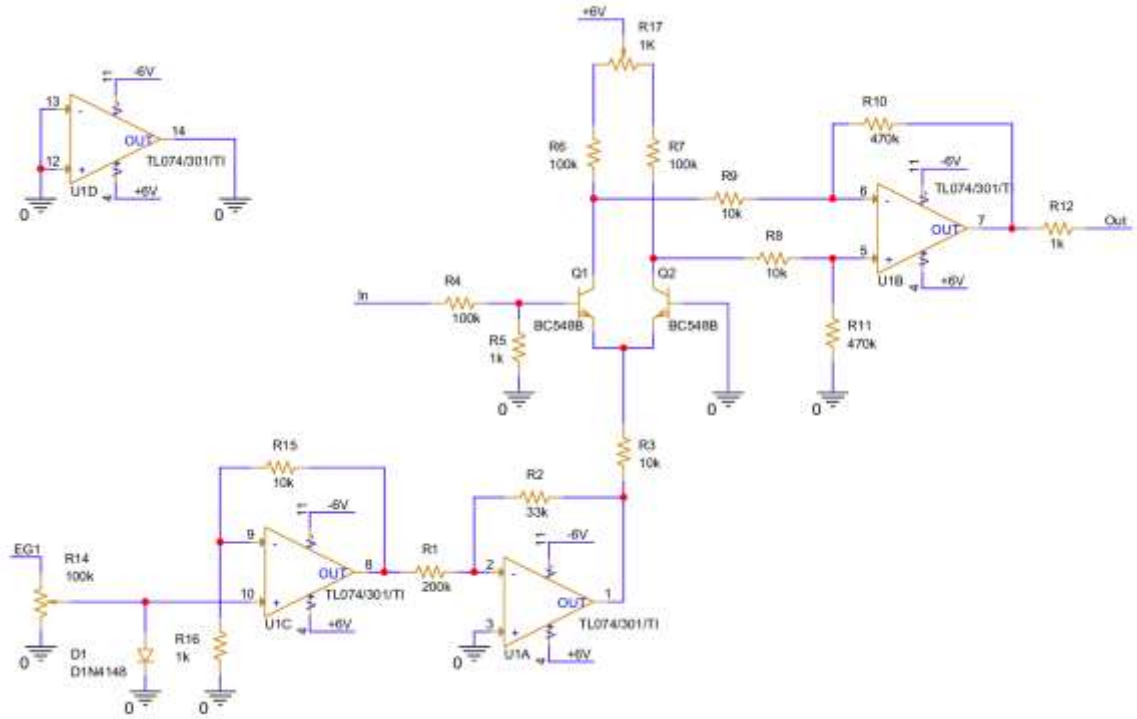


Рисунок 3.57 – Електрична принципова схема підсилювача керованого напругою 1

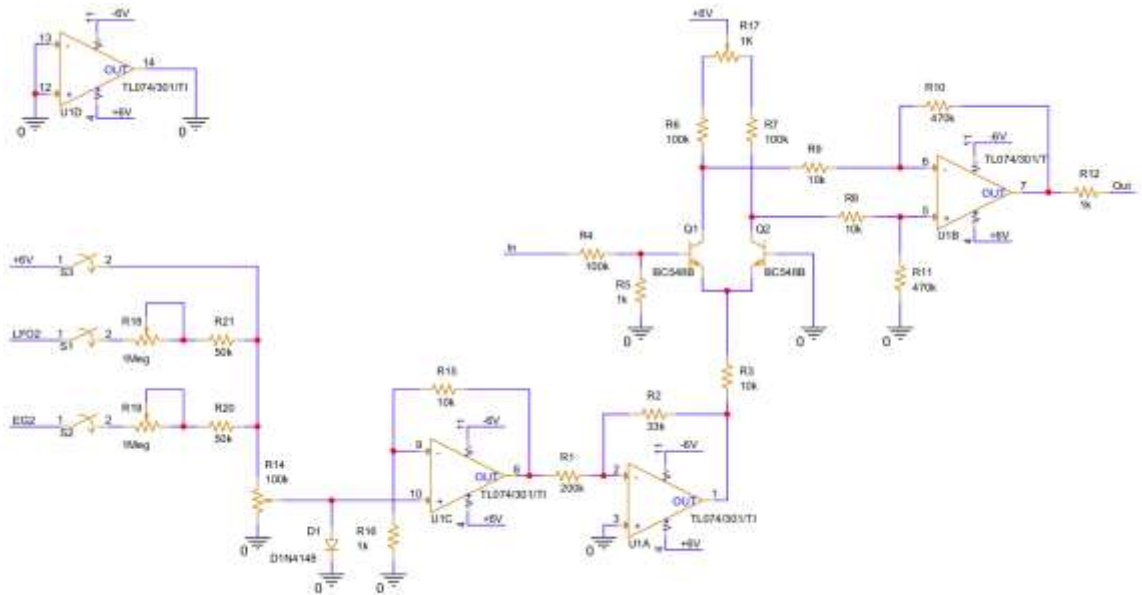


Рисунок 3.58 – Електрична принципова схема підсилювача керованого напругою 2

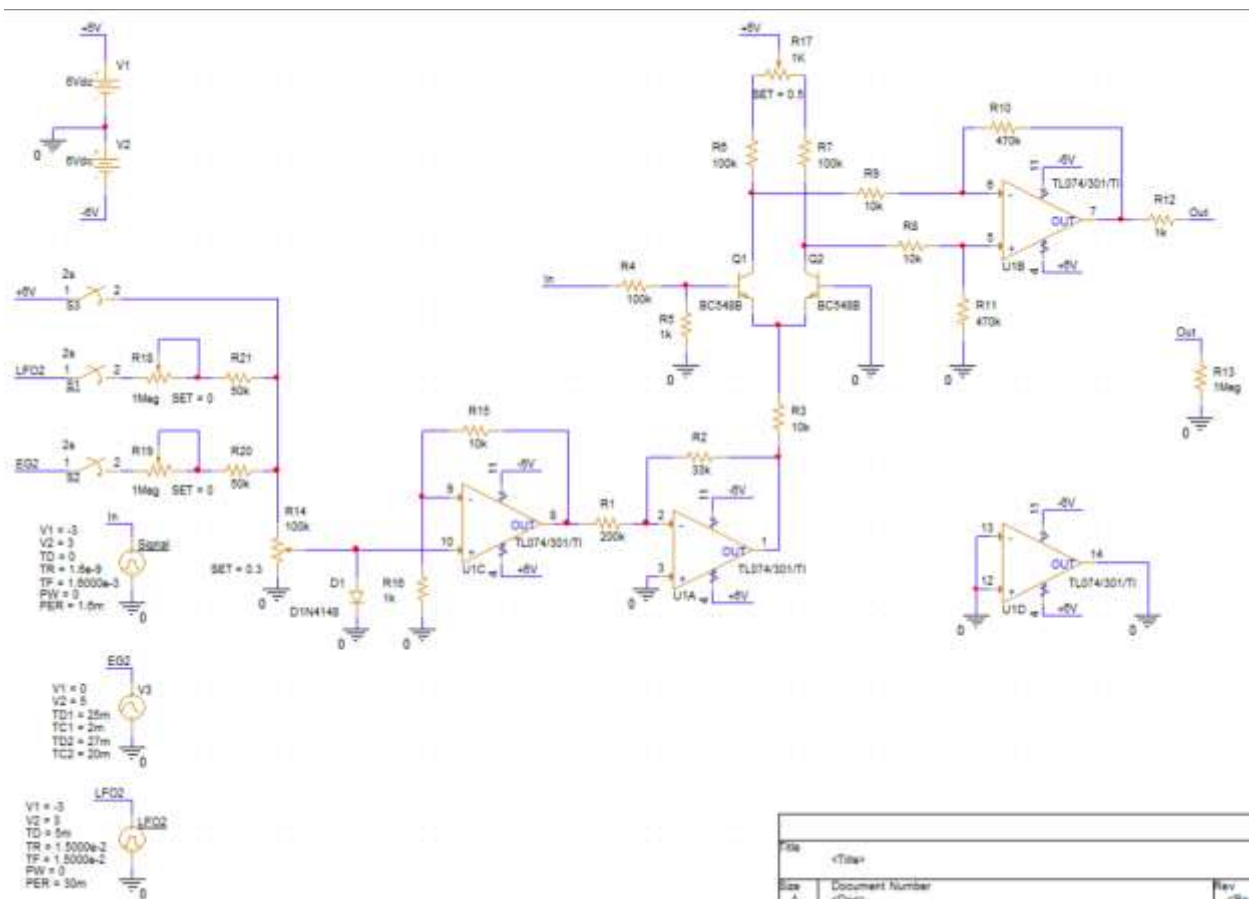


Рисунок 3.59 – Схема моделювання роботи ПКН

Вхідний сигнал, якому здійснюється модуляція за амплітудою, подається на один з входів диференційного підсилювача на двох біполярних транзисторах Q1 та Q2 BC458B, другий з яких під'єднаний до нульового потенціалу. Ці транзистори мають бути підібрані таким чином, щоб мали однаковий струм бази або коефіцієнт h_{21e} . Резистори R6 та R7 можна не підбирати за рахунок підлаштовного резистору R17. ОП U1A TL072 створює атенуювану та інвертовану копію сигналу КН, що створює через резистор R3 потенціал нижче 0 В для емітерів транзисторів Q1 та Q2, тим самим збільшуючи їх коефіцієнт підсилення. Далі підсилені неінвертована та інвертована копії вхідного сигналу подаються на ОП U1B, який віднімає один сигнал з іншого та підсилює різницю, щоб вихідний сигнал відповідав амплітуді вхідного. Так як керування коефіцієнтом підсилення транзисторів Q1 та Q2 за рахунок створення через резистор R3 потенціалу нижче 0 В має експоненційний характер, перед подачею на ОП U1A керуюча напруга проходить через логарифмічний перетворювач на неінвертуючому підсилювачі U1C, діоді D1 та підлаштовному резисторі R14. Цей підлаштовний резистор налаштовується таким чином, щоб зменшити амплітуду сигналу КН до такої, щоб вона була трохи вище напруги прямої провідності діоду D1, після чого неінвертуючий підсилювач U1C підсилює перетворену КН до початкового рівня. Таким чином розробленим підсилювачем керованим напругою досягається майже лінійна модуляція амплітуди за рахунок КН. Модуляція амплітуди вхідного сигналу за КН з ГО та порівняння модуляції з логарифмічним перетворенням КН та без нього зображені на рисунках 3.60 – 3.61. Модуляція амплітуди вхідного сигналу за КН з ОНЧ зображена на рисунку 3.62. У ПКН 2 є можливість модуляції амплітуди одночасно за КН з ОНЧ та ГО, що зображено на рисунку 3.63. Перемикач S3 в ПКН 2 використовується для подавання на вхід КН постійної напруги позитивної шини живлення, щоб

ПКН постійно пропускав через себе сигнал з ОНЧ 1 коли не здійснюється жодна з модуляцій амплітуди, що зображено на рисунку 3.64.

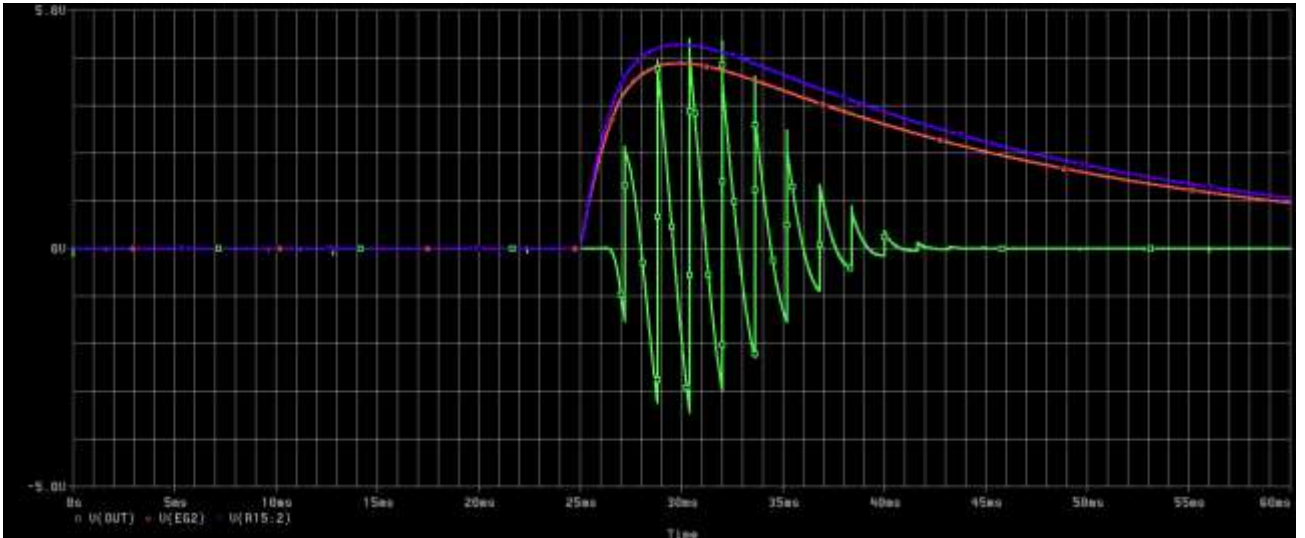


Рисунок 3.60 – Осцилограми вихідного сигналу з ПКН, КН з ГО (EG2) та КН без логарифмічного перетворення (R15:2)

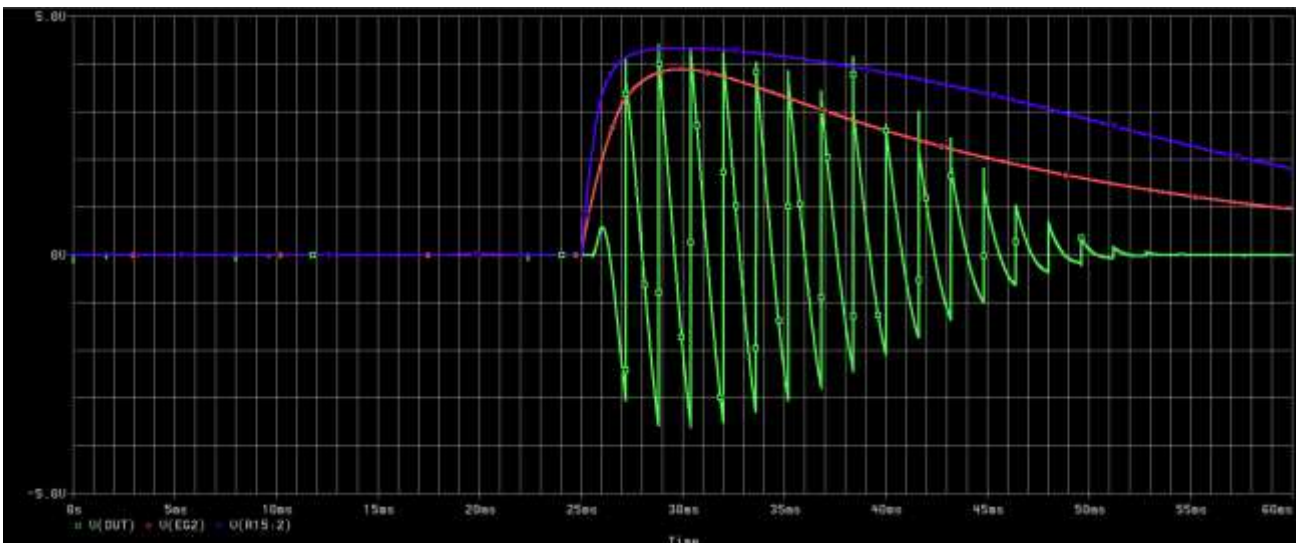


Рисунок 3.61 – Осцилограми вихідного сигналу з ПКН, КН з ГО (EG2) та КН із логарифмічним перетворенням (R15:2)

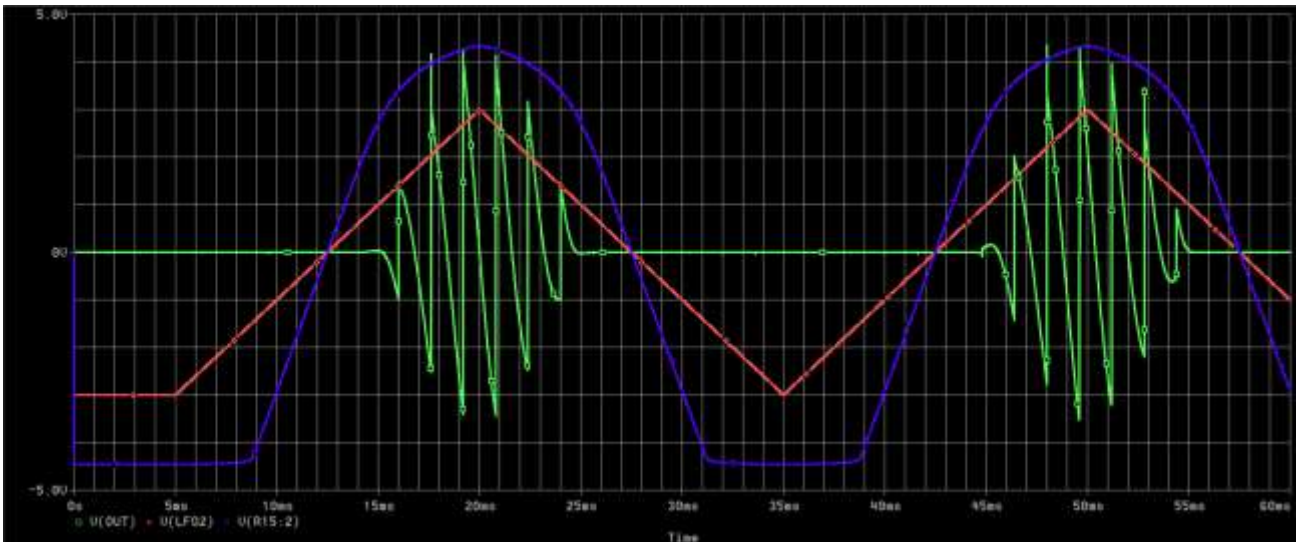


Рисунок 3.62 – Осцилограми вихідного сигналу з ПКН, КН з ОНЧ (LFO2) та КН із логарифмічним перетворенням (R15:2)

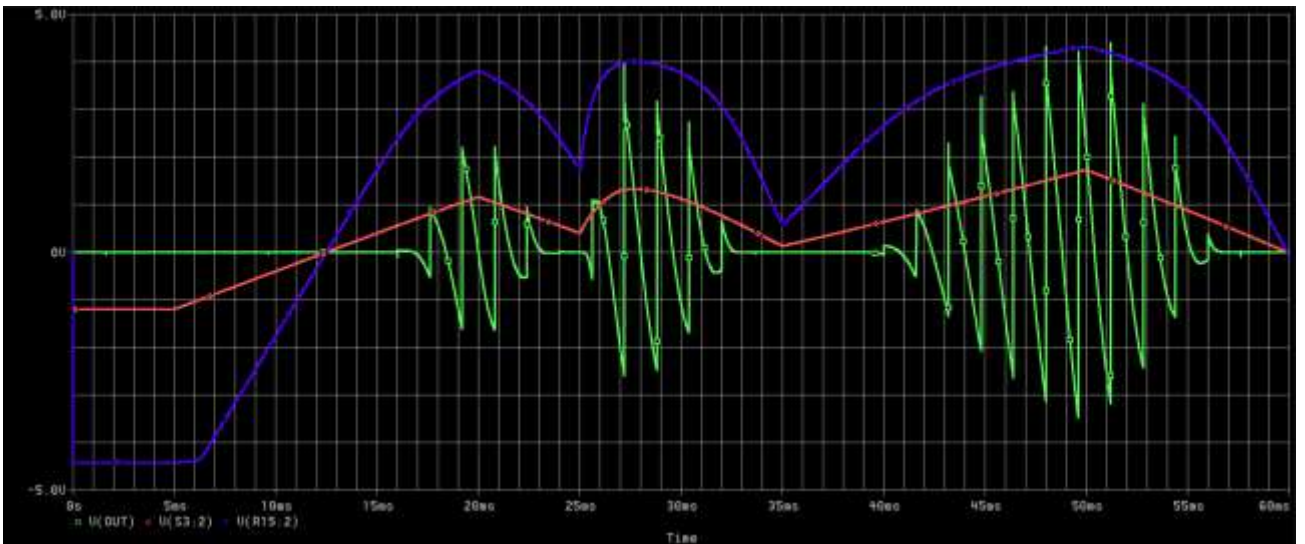


Рисунок 3.63 – Осцилограми вихідного сигналу з ПКН, КН з ОНЧ та ГО (S3:2) та КН із логарифмічним перетворенням (R15:2)

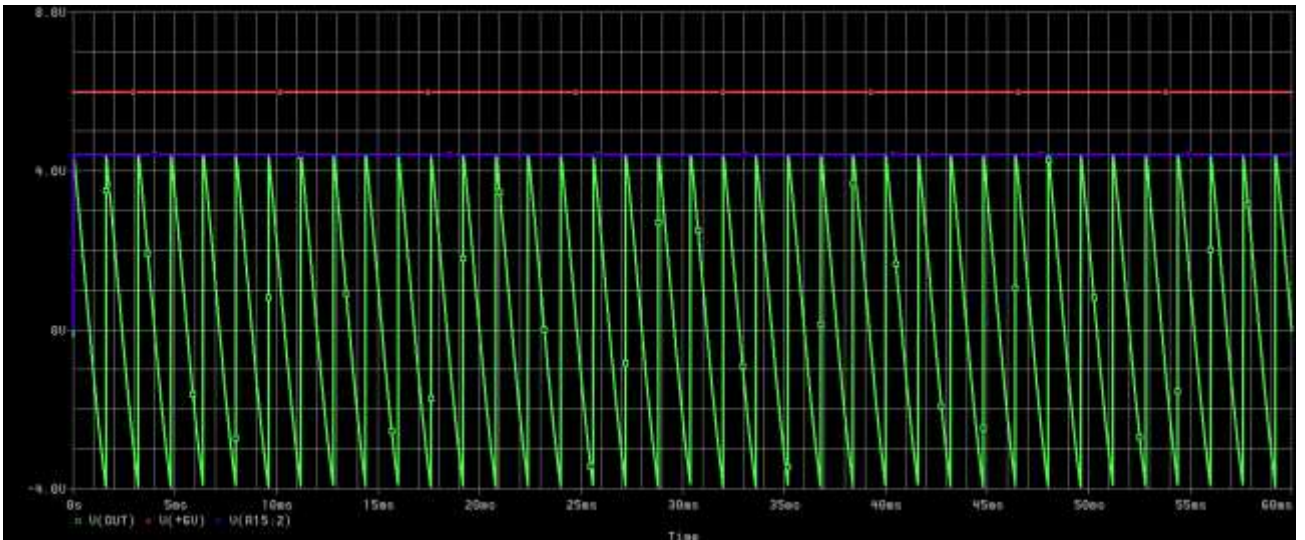


Рисунок 3.64 – Осцилограми вихідного сигналу з ПКН, КН дозволу пропускання сигналу через ПКН (+6V) та КН із логарифмічним перетворенням (R15:2)

За підсумками моделювання ПКН працює коректно та очікувано.

3.6 Розробка схеми мікшера

При розробці мікшера було застосовано класичну схему інвертуючого суматора на операційному підсилювачі [9], а саме U1A TL072, який сумує сигнали з усіх чотирьох ОКН, амплітуда кожного з яких налаштовується потенціометрами R6 – R9, після чого просумований сигнал подається на ще один інвертуючий підсилювач U2B, який повертає просумованим сигналам їх початкову полярність. Принципова схема зображена на рисунку 3.65. Схема для моделювання роботи мікшера зображена на рисунку 3.66. Було додано джерела VCO1 – VCO4, які являють собою джерело пилкоподібного сигналу, джерело прямокутного сигналу, джерело трикутного сигналу та джерело прямокутного сигналу з ШІМ відповідно, кожен сигнал частотою 500 Гц. Змішування пилкоподібного та трикутного сигналів зображені на рисунку 3.67. Змішування

прямокутного та прямокутного з ШІМ сигналів зображені на рисунку 3.68. Змішування всіх сигналів зображено на рисунку 3.69.

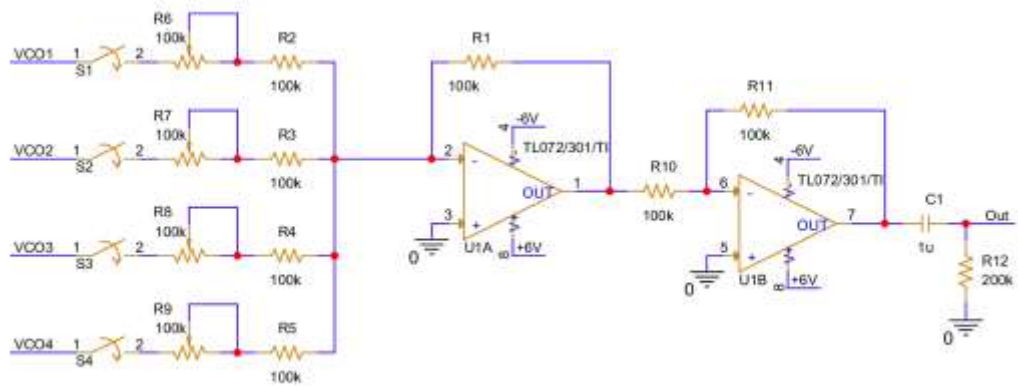


Рисунок 3.65 – Електрична принципова схема мікшера

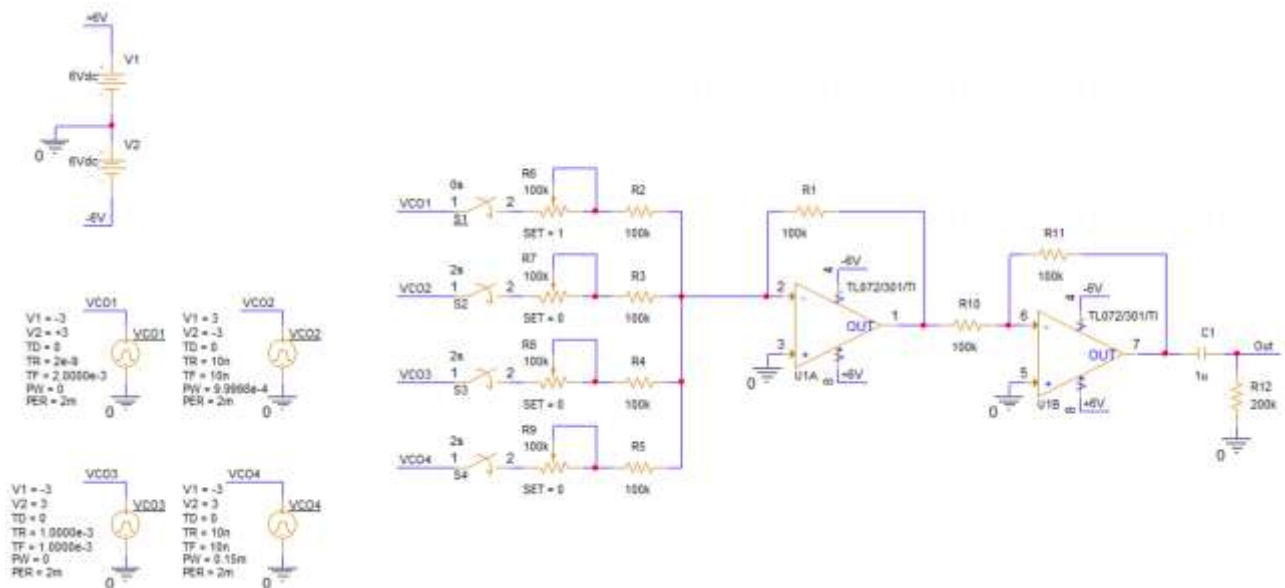


Рисунок 3.66 – Схема моделювання роботи мікшера

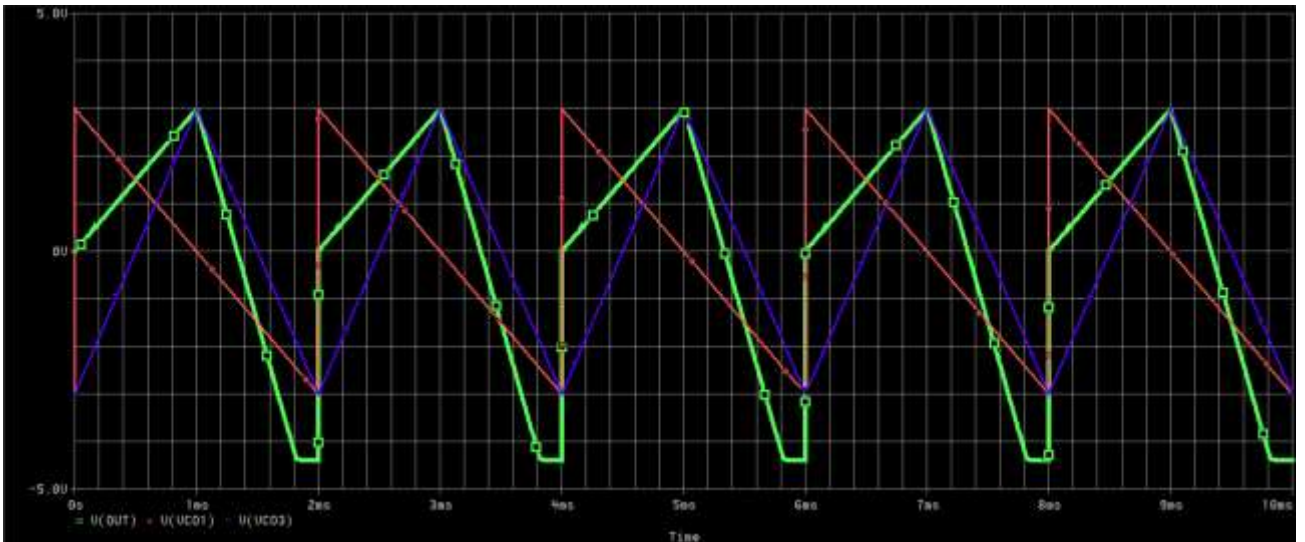


Рисунок 3.67 – Осцилограми вихідного сигналу мікшера, пилкоподібного та трикутного вхідних сигналів

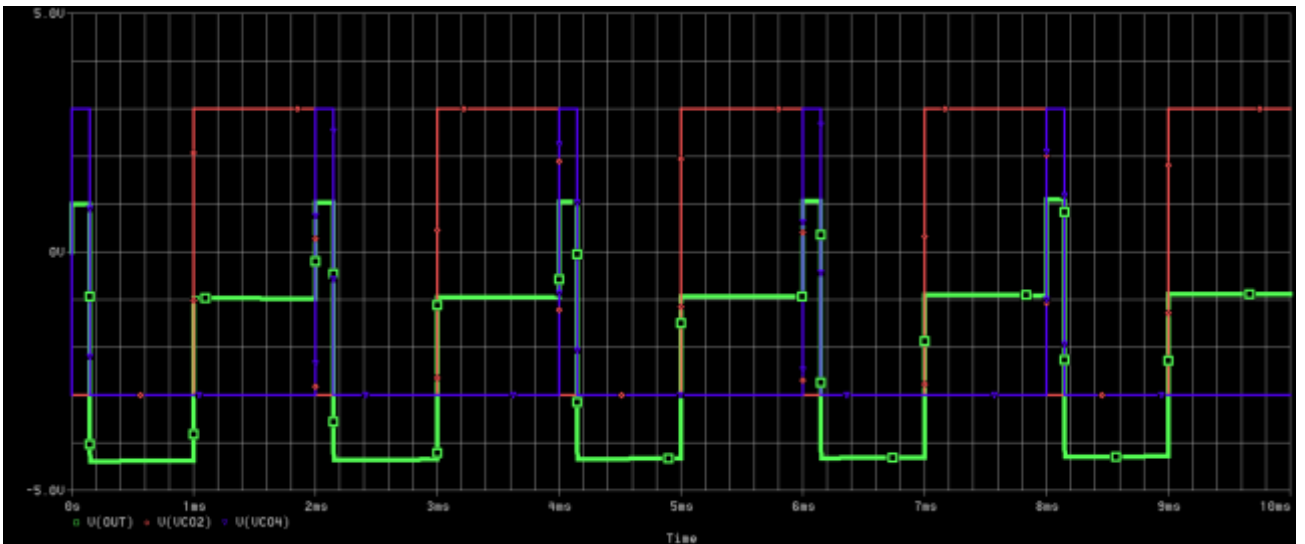


Рисунок 3.68 – Осцилограми вихідного сигналу мікшера, прямокутного та прямокутного з ШІМ вхідних сигналів

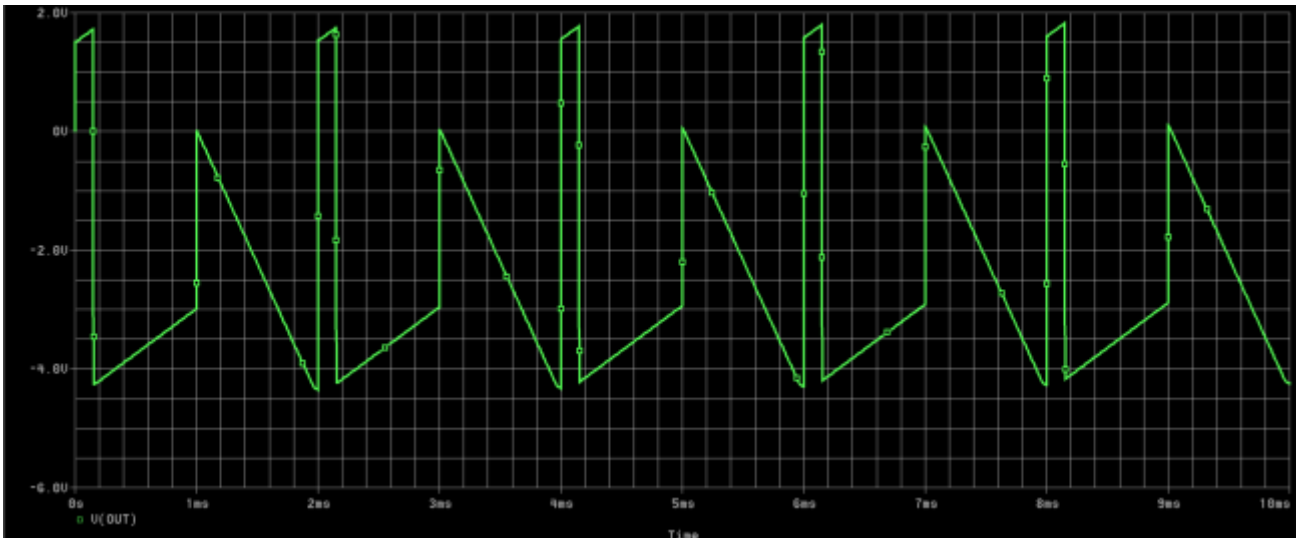


Рисунок 3.69 – Осцилограма вихідного сигналу мікшера

За підсумками моделювання мікшер працює коректно та очікувано.

3.7 Розробка генератора огибаючої

Більшість схем генератора огибаючої мають або складну аналогову схемотехніку, або потребують для роботи мікроконтролер, або обмежені за функціоналом, а саме не мають можливості незалежного регулювання трьох часових параметрів: атаки, згасання та післязвуччя, що були розглянуті у пункті 1.2. Протягом даної роботи було розроблено схему генератора огибаючої, що має просту аналогову схемотехніку, не потребує для роботи мікроконтролер та має можливість незалежного регулювання всіх трьох часових параметрів. Ця схема є оригінальною розробкою даної роботи. Принципова схема розробленого генератора огибаючої зображена на рисунку 3.70. Схема для моделювання роботи розробленого ГО зображена на рисунку 3.71. Для моделювання тригерного сигналу та сигналу затвору було застосовано джерела стимулюючої напруги Trigger та Gate, часові діаграми сигналів яких зображені на рисунку 3.72.

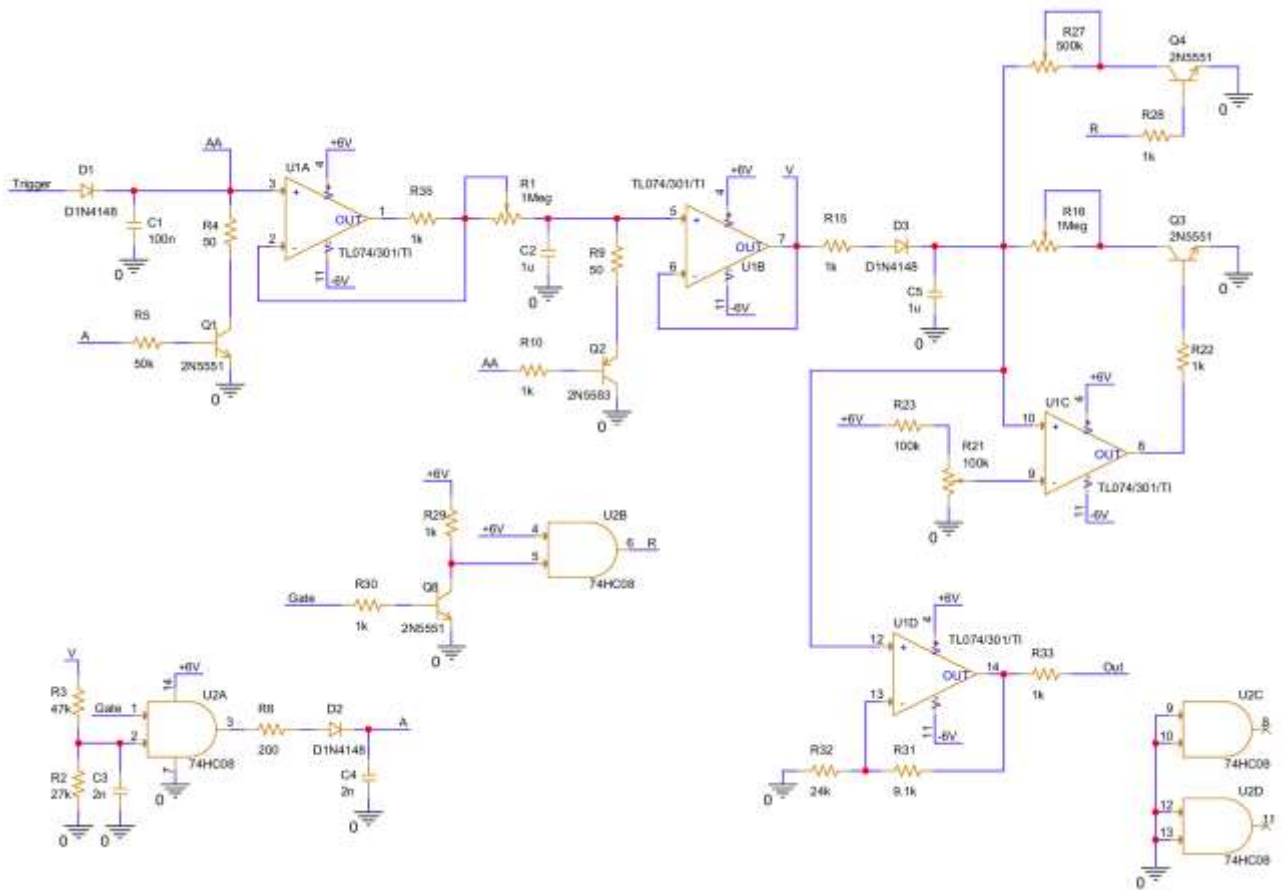


Рисунок 3.70 – Електрична принципова схема генератора огинаючої

При натисканні клавіші клавіатури керування напругою генерується короткий імпульс тригерного сигналу та постійний високий логічний стан сигналу затвору, що утримується високим, поки утримується натиснутою клавіша, та переходить до низького логічного стану, коли клавіша відпускається, що зображено на сигналах джерел Trigger та Gate на рисунку 3.72.

Коли натискається клавіша клавіатури, тригерний сигнал через діод D1 заряджає конденсатор C1, після чого буфер на ОП TL074 U1A копіює напругу з конденсатора C1 на свій вихід та заряджає конденсатор C2 через резистор R35, що обмежує максимальний вихідний струм ОП, та потенціометр R1, що є регулятором параметру «атака» (рис. 3.73). Поки заряджається конденсатор C2, його напруга копіюється буфером U1B на головний конденсатор – C5 через

резистор R15, що обмежує максимальний вихідний струм ОП U1B, та діод D3. Напряга зі з'єднання V (резистор R15) подається на дільник напруги R3 – R2, що атенює напругу сигналу V таким чином, щоб максимальна амплітуда сигналу V, що відповідає напрузі амплітуди КН огибаючої на моменті завершення фази атаки, відповідала напрузі логічної одиниці логічного елементу I 74НС08 U2A на її другому вході, а на перший вхід подається сигнал затвору. Таким чином коли напруга сигналу V досягає максимальної амплітуди на виході логічного елементу U2A з'являється логічна одиниця, що подається на з'єднання А, яке відкриває біполярний NPN-транзистор 2N5551 Q1, що через резистор R4, що обмежує максимальний струм колектора до безпечного для цього транзистору, розряджає конденсатор С1. Це також призводить до падіння напруги на з'єднанні АА (резистор R4), що призводить до відкривання біполярного PNP-транзистора 2N5583 Q2, що через обмежуючий резистор R9 розряджає конденсатор С2 (рис. 3.73). Конденсатори С3 та С4 забезпечують відкривання транзисторів Q1 та Q2 протягом достатнього часу, щоб суттєво розрядити конденсатори С1 та С2, резистор R8 обмежує максимальний вихідний струм логічного елементу U2A, а діод D2 не дозволяє конденсатору С4 розрядитися через вихід логічного елементу U2A, коли останній переходить в стан логічного нуля. Таким чином виконується фаза атаки огибаючої.

Коли конденсатори С1 та С2 повністю розряджаються, буфер U1B перестає заряджати головний конденсатор С5, після чого останній починає розряджатися через потенціометр R16, що є регулятором параметру «згасання», допоки відкритий транзистор Q3. Діод D3 не дозволяє конденсатору С5 розряджатися через вихід буферу U1B, що на цей момент має напругу близьку до 0 В. Напряга на головному конденсаторі С5 подається на вхід компаратора на ОП U1C, що порівнює цю напругу з напругою, що задається потенціометром R21, що є регулятором параметру «поріг». Допоки напруга на головному конденсаторі вище за напругу порогу, компаратор U1C утримує транзистор Q3 відкритим, та

закриває його, як тільки напруга на головному конденсаторі досягає порогу (рис. 3.74 – 3.75). Таким чином виконується фаза згасання огинаючої до порогу та утримання КН огинаючої на цьому рівні.

Допоки клавіша клавіатури продовжує утримуватися натиснутою, тобто сигнал затвору продовжує залишатися у стані високого логічного рівня, який подається на вхід логічного елементу I U2B через інвертор на транзисторі Q8, з виходу логічного елементу U2B на з'єднання R подається низький логічний рівень. Звідси коли клавіша відпускається логічний елемент подає на з'єднання R високий логічний рівень, що відкриває транзистор Q4, який починає розряджати головний конденсатор C5 через потенціометр R27, що є регулятором параметру «післязвуччя» (рис. 3.75). Коли знову натискається клавіша, логічний елемент U2B знову подає на з'єднання R низький логічний рівень та транзистор Q4 закривається (рис. 3.76). Таким чином виконується фаза післязвуччя. Напруга на головному конденсаторі завжди подається на вхід неінвертуючого підсилювача на ОП U1D, що підсилює сигнал КН огинаючої та подає його на вихід ГО (рис.3.77).

В ситуації, коли на клавіатурі натискається одна клавіша, а потім натискається інша, що знаходиться нижче за інтонацією, але попередньо натиснута клавіша утримується натиснутою, тобто імпульс тригерного сигналу з'являється не тільки на початку високого логічного рівня сигналу затвору, а й протягом цього рівня, ГО повинен переходити з фази утримання КН огинаючої на рівні порогу на повторну фазу атаки та згасання до рівня порогу. Робота ГО в цій ситуації зображена на рисунку 3.77.

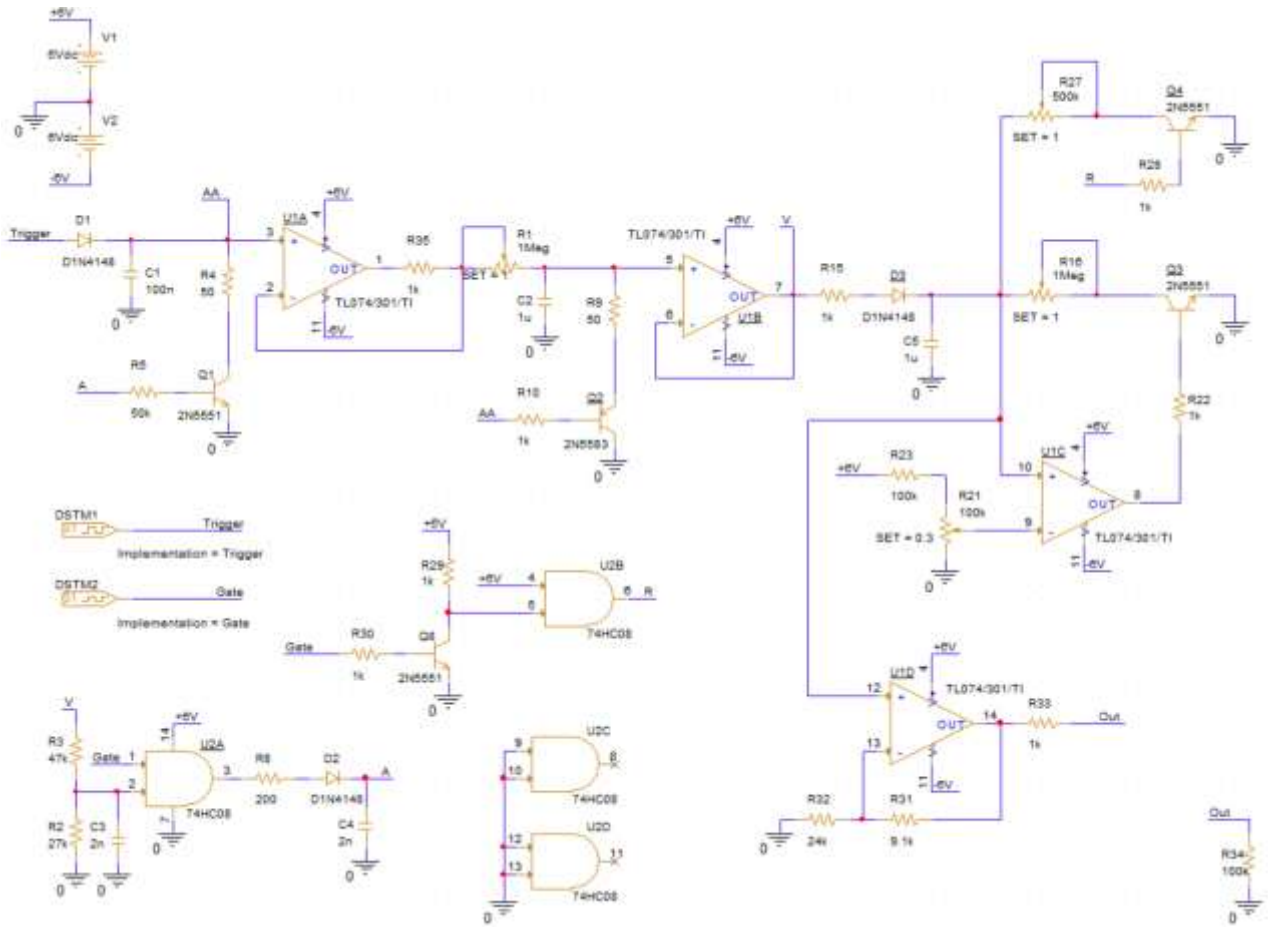


Рисунок 3.71 – Схема моделювання роботи ГО



Рисунок 3.72 – Часові діаграми сигналів джерел Trigger та Gate на масштабі 20 мс та 5 с

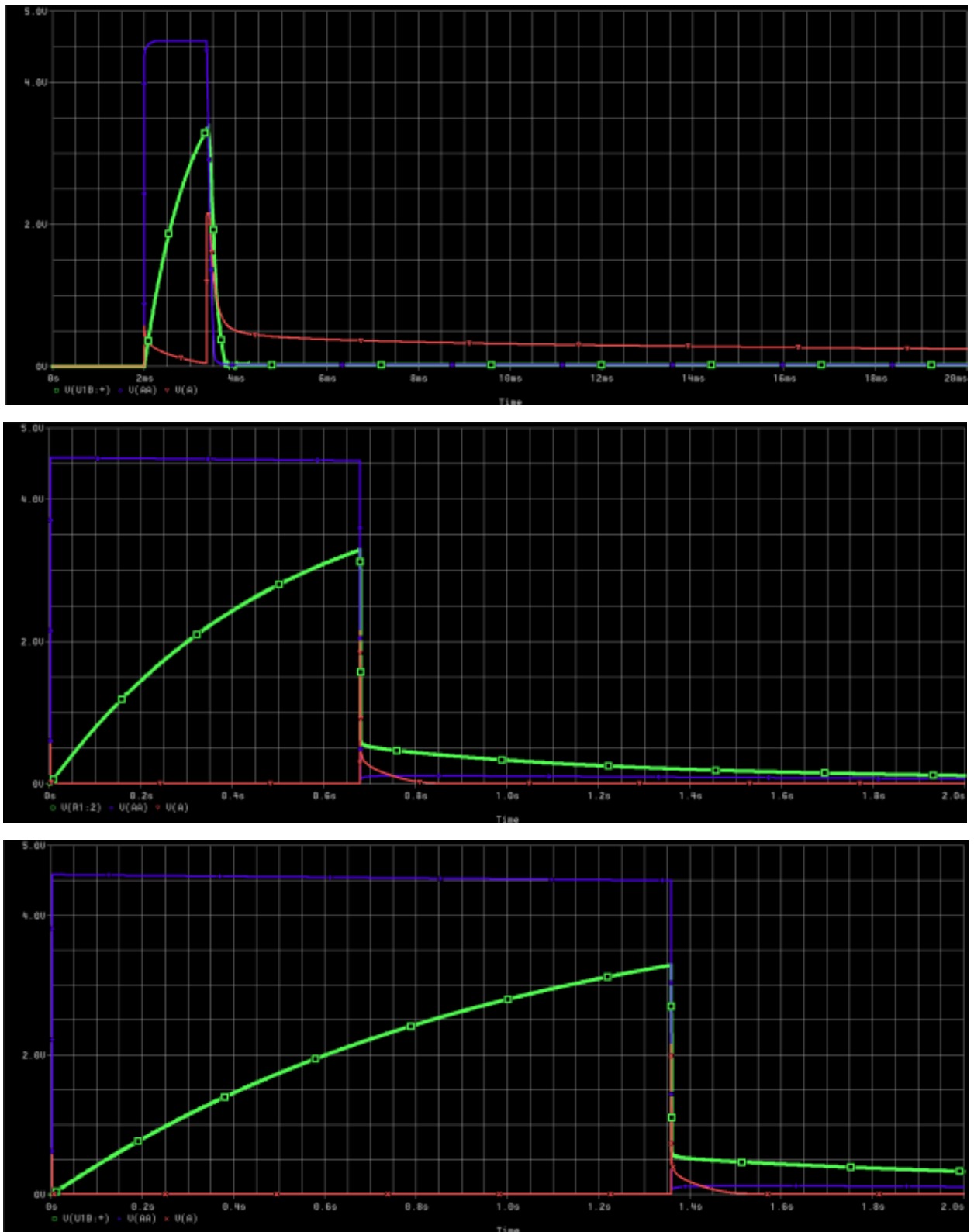


Рисунок 3.73 – Часові діаграми напруги на конденсаторі C2, сигналів А та АА при мінімальному, центральному та максимальному положеннях потенціометра R1

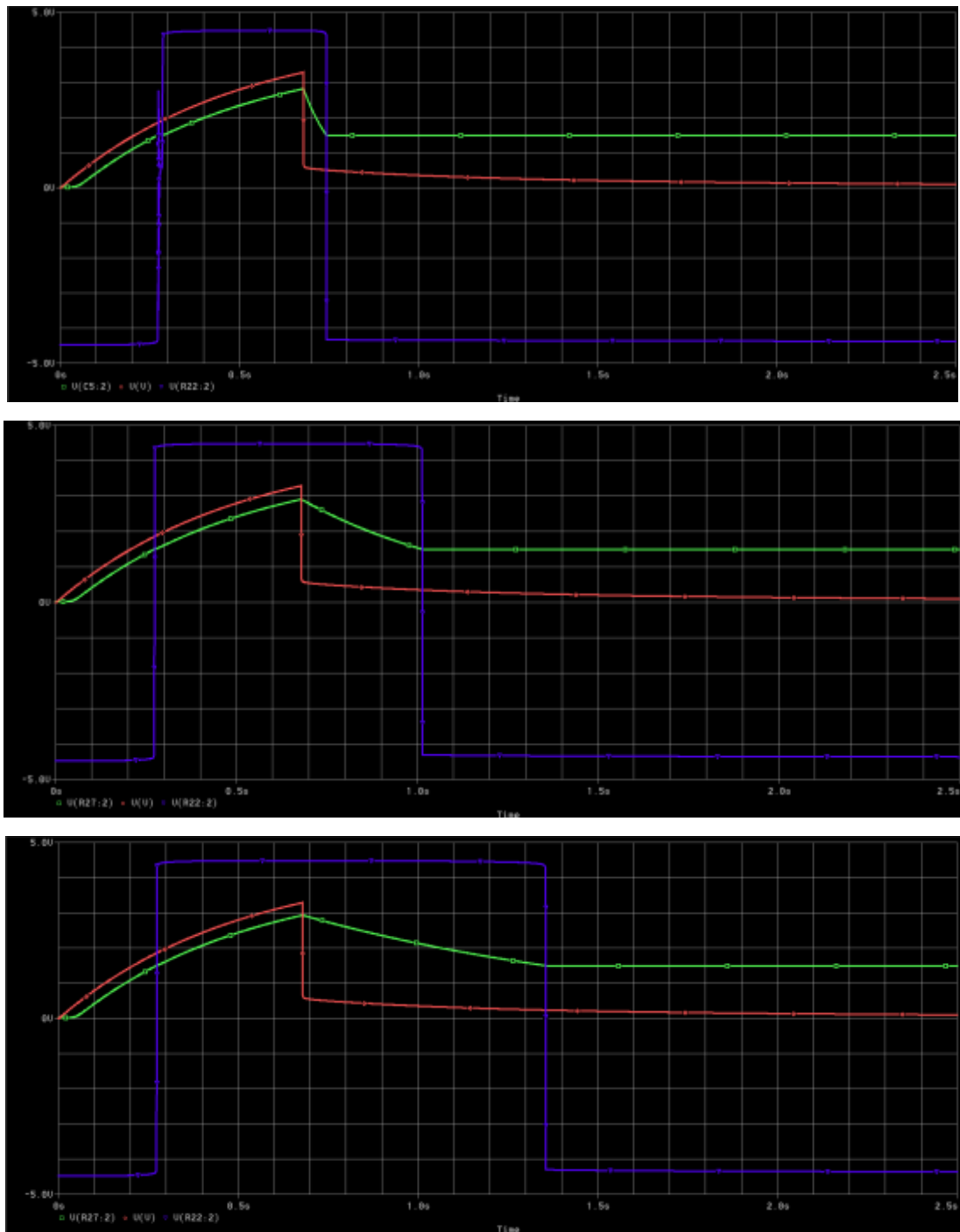


Рисунок 3.74 – Часові діаграми напруги на головному конденсаторі C5, сигналу V на виході буфера U1B та сигналу керування транзистором Q3 при мінімальному, центральному та максимальному положеннях потенціометра R16, поки потенціометр R21 знаходиться в центральному положенні

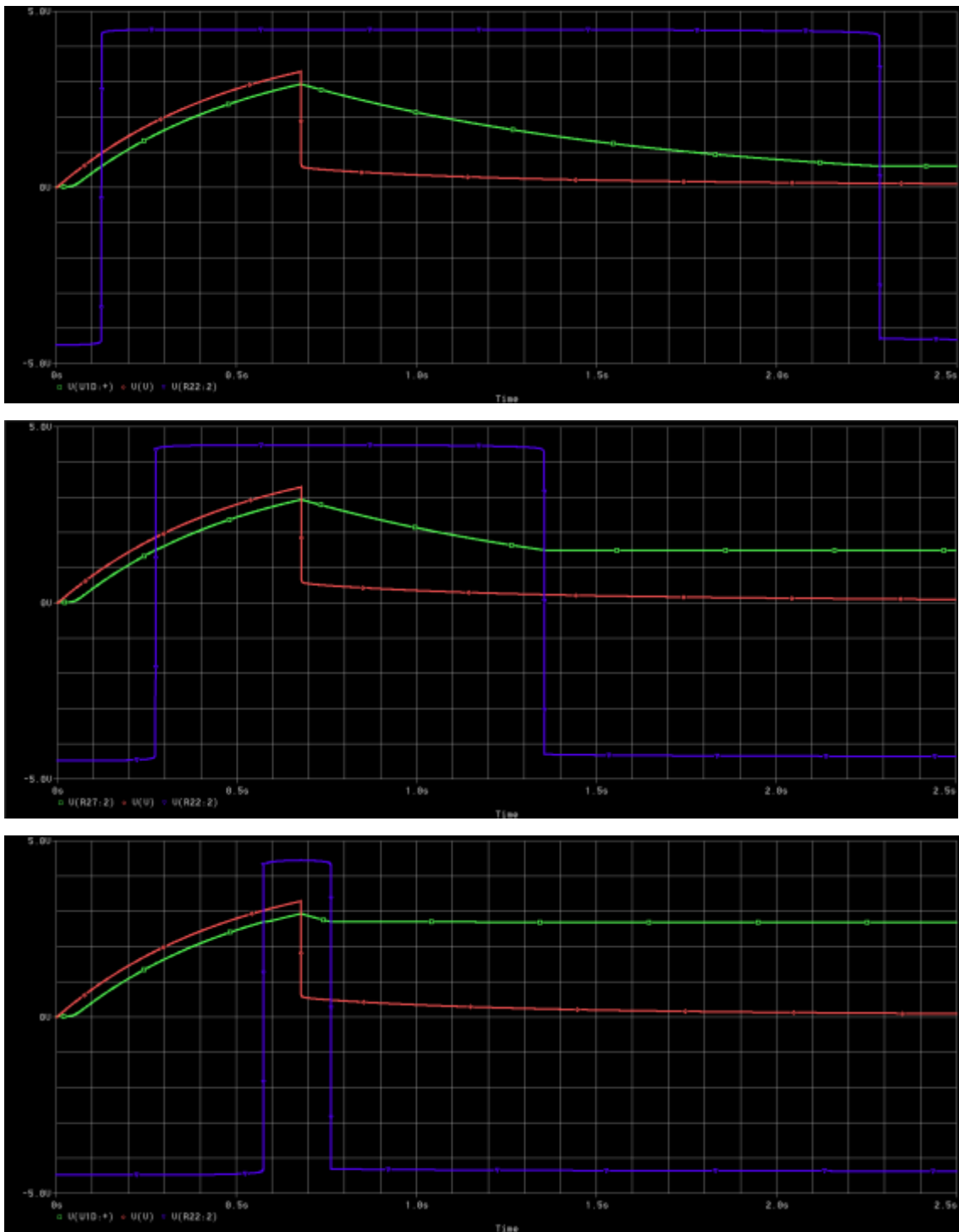


Рисунок 3.75 – Часові діаграми напруги на головному конденсаторі C5, сигналу V на виході буфера U1B та сигналу керування транзистором Q3 при майже мінімальному, центральному та майже максимальному положеннях потенціометра R21, поки потенціометр R16 знаходиться в максимальному положенні

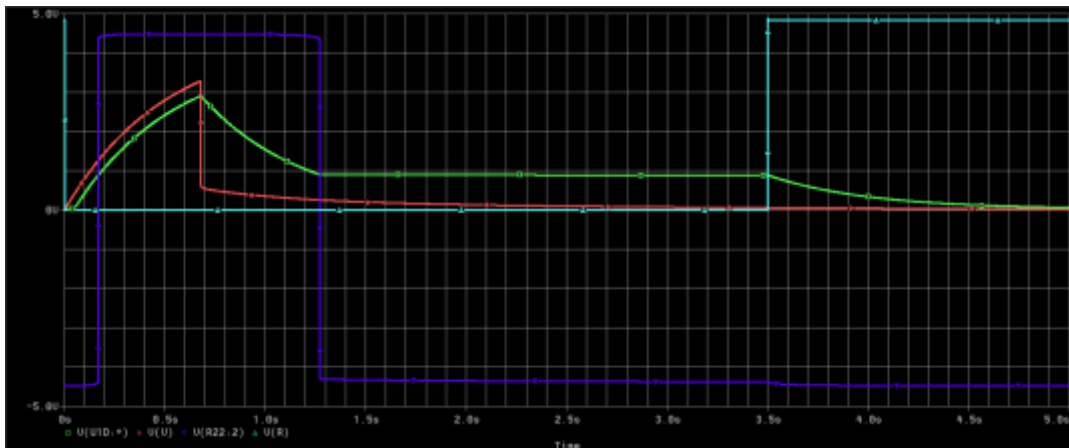
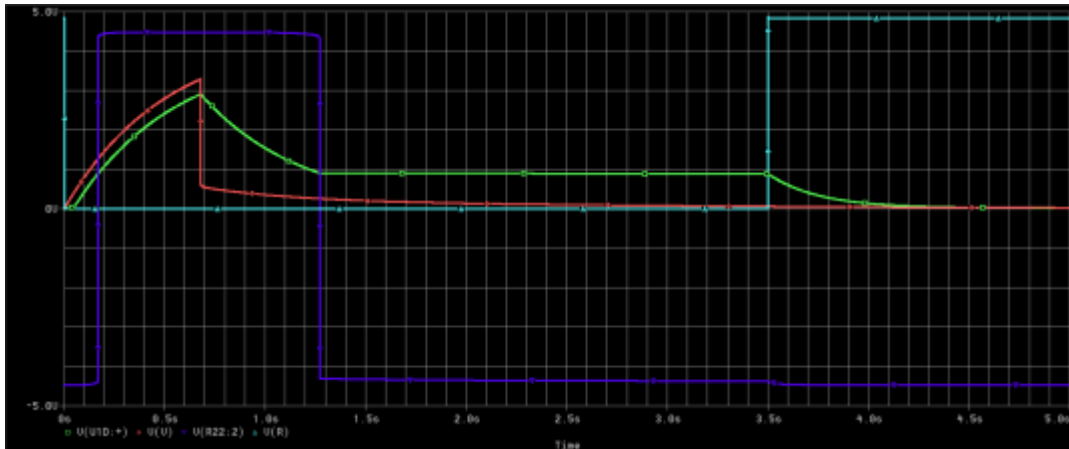
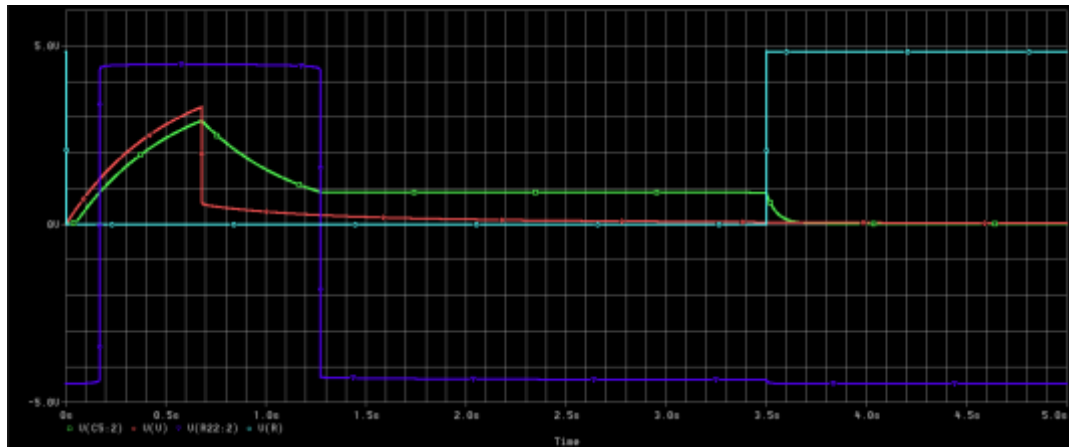


Рисунок 3.76 – Часові діаграми напруги на головному конденсаторі С5, сигналу V на виході буфера U1B, сигналу керування транзистором Q3 та сигналу R при мінімальному, центральному та максимальному положеннях потенціометра R27, поки потенціометри R1 та R16 знаходяться в центральному положенні, а движок потенціометру R21 знаходиться в положенні 0,3

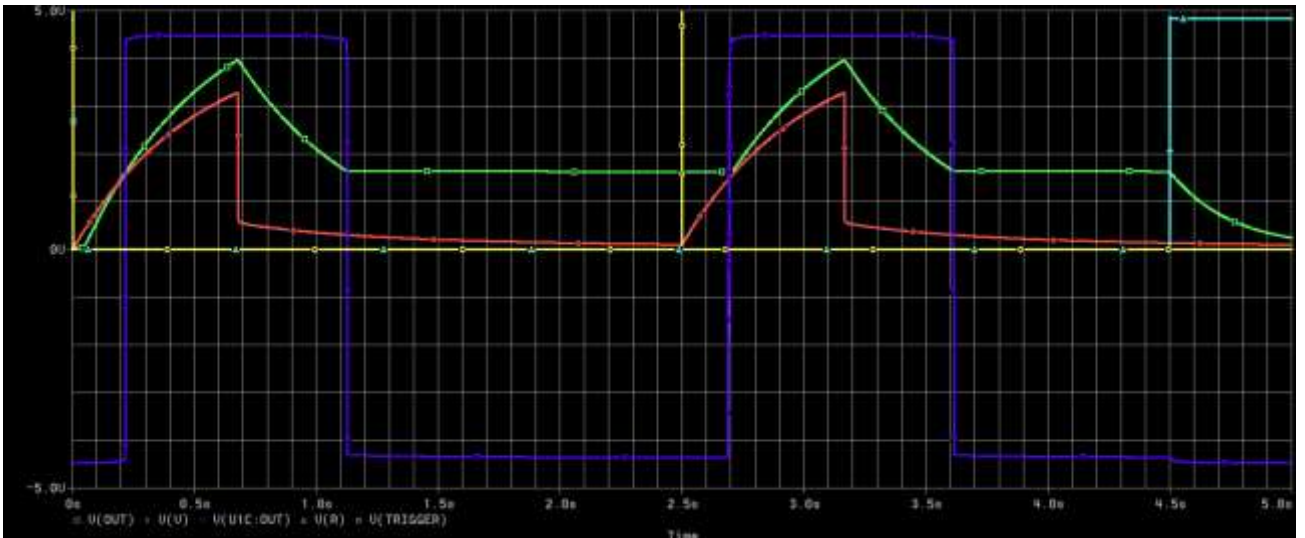


Рисунок 3.77 – Часові діаграми напруги на виході ГО, сигналу V на виході буфера U1B, сигналу керування транзистором Q3, сигналу R та тригерного сигналу, поки потенціометри R1, R16 та R27 знаходяться в центральному положенні, а движок потенціометру R21 знаходиться в положенні 0,4

За підсумками моделювання генератор огибаючої працює коректно та очікувано.

ВИСНОВКИ

У даній роботі було проведено аналітичне дослідження функціональних, музично-технічних, структурних та схемотехнічних рішень побудови музичного аналогового синтезатора на основі субтрактивного синтезу. На основі аналітичного огляду було сформульовано розгорнуте технічне завдання на проектування розроблюваного пристрою та складено його структурну схему з оригінальним експериментальним рішенням модуляції частоти осцилятора низької частоти керуючою напругою з іншого осцилятора низької частоти та генератора огинаючої.

Протягом основної частини даної роботи було розроблено схему живлення розроблюваного пристрою, модернізовано схему клавіатури керування напругою, що працює за принципом матричного сканування, розроблену Реєм Вілсоном, оптимізовано схему осцилятора керованого напругою Моріца Кляйна для роботи при живленні ± 6 В та більш коректної модуляції інтонації за керуючою напругою з генератора огинаючої та додано можливості перемикання октав та форми хвилі вихідного сигналу. На основі осцилятора керованого напругою було розроблено дві схеми осцилятора низької частоти, які було оптимізовано для коректної генерації сигналів керуючої напруги при низьких частотах осциляції. ОНЧ розроблені таким чином, що КН з ОНЧ 2 може модулювати частоту ОНЧ 1, як і КН з ГО 2. Було також оптимізовано схему фільтра керованого напругою на основі сходів діодів Моріца Кляйна для роботи при живленні ± 6 В та більш коректної модуляції частоти зрізу за керуючою напругою з генератора огинаючої. Також було оптимізовано керування частотою зрізу в цілому. При розробці двох схем підсилювача керованого напругою було оптимізовано схему транзисторного ПКН Моріца Кляйна, щоб наблизити вплив керуючої напруги на амплітуду вихідного сигналу до лінійного, а також додано

підлаштовний резистор R17, що дозволяє зменшити ефекти неоднаковості транзисторів за током бази а також позбутися необхідності підбирати резистори R6 та R7. Відповідно до структурної схеми ПКН 1 має можливість модуляції амплітуди за КН з ГО 1, а ПКН 2 має можливості для модуляції амплітуди за КН з ГО 2 та ОНЧ 2, а також для пропуску сигналу з ОНЧ 1 без модуляції його амплітуди. Також було розроблено схему мікшера та повністю оригінальну схему генератора огинаючої, що є аналоговою, простою, та має можливості незалежного регулювання часових параметрів «атака», «згасання» та «післязвуччя», а також здібна до повторення фаз атаки та згасання поки триває фаза утримання керуючої напруги генерованої огинаючої на рівні порогу. Для всіх функціональних блоків розроблюваного музичного аналогового синтезатора субтрактивного синтезу було проведено моделювання роботи на ЕОМ в середовищі програмного забезпечення Cadence PSpice. За результатами моделювання було доведено коректність та очікуваність роботи всіх функціональних блоків. Всі електричні принципові схеми були накреслені на ЕОМ в середовищі програмного забезпечення Cadence OrCAD Capture.

Опрацьований та розроблений в даній роботі матеріал може бути застосований при подальшому розвитку проекту музичного аналогового синтезатору на основі субтрактивного синтезу, а саме при практичній реалізації, налагодженні, побудові робочого прототипу або завершеного пристрою. Також даний матеріал потенційно може бути застосований при розробці та впровадженні дрібносерійного виробництва музичного аналогового синтезатора субтрактивного синтезу.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Benson D. Music: a mathematical offering. Cambridge, UK : Cambridge University Press, 2007. 411 p.
2. Cousineau M., McDermott J. H., Peretz I. The basis of musical consonance as revealed by congenital amusia. *Proceedings of the national academy of sciences*. 2012. Vol. 109, no. 48. P. 19858–19863. URL: <https://doi.org/10.1073/pnas.1207989109> (date of access: 22.05.2025).
3. Hutchinson R. Music theory for the 21st-century classroom. *Music Theory for the 21st-Century Classroom*. URL: <https://musictheory.pugetsound.edu/mt21c/MusicTheory.html> (date of access: 22.05.2025).
4. Mark J. Analog synthesizers : understanding, performing, buying: from the legacy of moog to software synthesis. Taylor & Francis Group, 2019.
5. Sethares W. A. Tuning, timbre, spectrum, scale. 2nd ed. London : Springer, 2005. 426 p.
6. Stilson T., Smith J. Alias-Free digital synthesis of classic analog waveforms. *Center for Computer Research in Music and Acoustics / CCRMA*. URL: <https://ccrma.stanford.edu/~stilti/papers/blit.pdf> (date of access: 22.05.2025).
7. Synthesizers and subtractive synthesis 1: theory and overview. Wiley & Sons, Incorporated, John, 2024.
8. <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm386.pdf>
9. Winfield H. The art of electronics. 3rd ed. Cambridge : Cambridge University Press, 2015. 1224 p.
10. Wilson R. Matrix scanning 1v/octave keyboard circuit. *Music From Outer Space Your Synth-DIY Headquarters*. URL: <https://musicfromouterspace.com/index.php?CATPARTNO=&PROJARG=OLDIESBUTGOODIES%2FCONTROLLERS%2Fscanningmatrixkeyboard2.html&MAINTAB=SYNTHDIY&SONGID=NONE&VPW=1697&VPH=513> (date of access: 28.05.2025).
11. Moritz Klein. DIY VCO Part 1: the analog oscillator core anyone can build, 2020. *YouTube*. URL: <https://www.youtube.com/watch?v=QBatvo8bCa4> (date of access: 31.05.2025).

12. Moritz Klein. DIY VCO Part 2: the simplest exponential converter, 2020. *YouTube*. URL: <https://www.youtube.com/watch?v=4qxxgwN9aq8E> (date of access: 31.05.2025).
13. Moritz Klein. DIY VCO Part 3: Tuning your VCO (and making sure it stays in tune), 2020. *YouTube*. URL: <https://www.youtube.com/watch?v=dd1dws6pSNo> (date of access: 31.05.2025).
14. Moritz Klein. DIY VCO part 4: shaping sawtooth to square, 2020. *YouTube*. URL: <https://www.youtube.com/watch?v=E76z9ZTc5po> (date of access: 31.05.2025).
15. Moritz Klein. DIY synth quick tip: sawtooth-to-triangle converter, 2021. *YouTube*. URL: <https://www.youtube.com/watch?v=4r3TTaUKNe0> (date of access: 31.05.2025).
16. Moritz Klein. Adding voltage controlled PWM to my VCO, 2021. *YouTube*. URL: <https://www.youtube.com/watch?v=FUz3gFAh9pY> (date of access: 31.05.2025).
17. Moritz Klein. Designing a diode ladder filter from scratch, 2021. *YouTube*. URL: <https://www.youtube.com/watch?v=jvNNgUI3al0> (date of access: 02.06.2025).
18. Moritz Klein. Designing a classic transistor-VCA from scratch, 2021. *YouTube*. URL: <https://www.youtube.com/watch?v=yMrCCx6uqcE> (date of access: 03.06.2025).