

Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії
Кафедра обчислювальної техніки

Пояснювальна записка

до комплексної бакалаврської дипломної роботи

бакалавр

Цифро-аналоговий генератор тестових низькочастотних сигналів з
вихідним підсилювачем потужності.

Частина 1. «Цифро-аналоговий перетворювач».

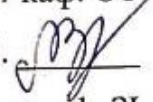
08-23.КБДР.043.00.000 ПЗ

Виконав: студент 4 курсу, групи ІКІ-186
спеціальності:

123 «Комп'ютерна інженерія»

Осадчук Б.В. 

Науковий керівник: к.т.н., доцент каф. ОТ

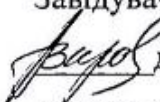
Крупельницький Л.В. 

Рецензент: к.т.н. ст. викладач каф. ЗІ

Лукічов В.В. 

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ОТ

 д.т.н., проф. Азаров О.Д.

“20” 06. 2022р.

м. Вінниця – 2022 рік

Вінницький національний технічний університет

Факультет: Інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії

Кафедра: Обчислювальної техніки

Освітньо-кваліфікаційний рівень: бакалавр

Спеціальність: 123 «Комп'ютерна інженерія»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ОТ



д.т.н., професор Азаров О.Д.

“10” лютого 2022 року

ЗАВДАННЯ

на комплексну бакалаврську дипломну роботу

Осадчука Богдана Васильовича

1 Тема роботи Цифро-аналоговий генератор тестових низькочастотних сигналів з вихідним підсилювачем потужності. Частина 1. «Цифро-аналоговий перетворювач», керівник роботи Крупельницький Леонід Віталійович к. т. н., доцент кафедри ОТ, затверджені наказом вищого навчального закладу від «24» 03 2022 року № 66.

2 Термін подання студентом роботи: 17.05.2022р.

3 Вихідні дані до роботи: діапазон вихідних напруг — від мінус 10 В до 10 В; смуга робочих частот — від 20 Гц до 20 кГц; вихідна потужність — не менше 500 мВт; нелінійність — не більше 0.01%; рівень шумів — не більше мінус 90 дБ.

4 Зміст розрахунково-пояснювальної записки:

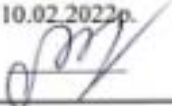
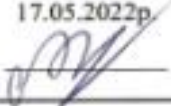
- аналіз побудови високо-лінійних ЦАП та їх вихідних підсилювачів;
- проектування аудіо-ЦАП;
- аналіз отриманих результатів;
- розробка пристрою.

5 Перелік графічного матеріалу:

- класифікація ЦАП;
- опис модуля CS4390;
- функціональна схема CS4390;
- принципова схема розробленого ДППС;
- АЧХ та ФЧХ підсилювача при навантаженні.

6 Консультанти розділів проекту зазначено в таблиці 1.

Таблиця 1 — Консультанти роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада Консультанта	Підпис, дата	
		Завдання видав	Завдання прийняв
1-3	Крупельницький Л.В. к. т. н., доцент кафедри ОТ.	10.02.2022р. 	17.05.2022р. 

7 Дата видачі завдання: 10.02.2022 р.

8 Календарний план роботи зазначений в таблиці 2.

Таблиця 2 — Календарний план

№з/п	Назва етапів дипломної роботи	Строк виконання	Примітка
1.	Аналіз методів роботи ЦАП	20.02.2022р.	Виконано
2.	Проектування аудіо-ЦАП	03.03.2022р.	Виконано
3.	Розробка пристрою	20.03.2022р.	Виконано
4.	Перевірка роботи на плагіат	09.06.2022р.	Виконано
5.	Попередній захист БДР	10.06.2022р.	Виконано
6.	Нормоконтроль БДР	15.06.2022р.	Виконано
7.	Рецензування БДР	16.06.2022р.	Виконано
8.	Допуск завідувача кафедри до захисту БДР	17.06.2022р.	Виконано
9.	Захист БДР	20.06.2022р.	Виконано

Студент:  Осадчук Б.В.

Керівник роботи:  Крупельницький Л.В.

АНОТАЦІЯ

Комплексна бакалаврська дипломна робота на тему «Цифро-аналоговий перетворювач» Осадчука Б.В. записка містить 60 сторінок, 30 рисунків, 5 таблиць, 17 формул.

В бакалаврській роботі було розглянуто тенденції розвитку існуючих низькочастотних ЦАП і їх вихідних підсилювачів. Детально розглянуто їхні вимоги до статичних і динамічних характеристик, що впливають на роботу ЦАП і підсилювача. На основі проведених досліджень в середовищі MicroCap та отримання основних статичних і динамічних характеристик було удосконалено схемо-технічну та конструктивну реалізацію цифро-аналогового перетворювача шляхом оптимізації динамічних характеристик. Також наведено рекомендації щодо розробки та підвищення точності пристрою та системи в цілому за рахунок використання аудіо-ЦАП.

В результаті поведених робіт було розроблено цифро-аналоговий перетворювач для цифро-аналогово генератора тестових низькочастотних сигналів.

В роботі використані такі ключові слова: цифро-аналоговий генератор тестових низькочастотних сигналів, цифро-аналоговий перетворювач, канал і тракт, АЧХ та ФЧХ.

ANNOTATION

Complex bachelor's thesis on "Digital-to-analog converter" Osadchuk B.V. The note contains 60 pages, 30 figures, 5 tables, 17 formulas.

In the bachelor's thesis the tendencies of development of existing low-frequency DACs and their output amplifiers were considered. Their requirements for static and dynamic characteristics that affect the operation of the DAC and amplifier are considered in detail. Based on the research conducted in the MicroCap environment and obtaining the basic static and dynamic characteristics, the circuit-technical and constructive implementation of the digital-to-analog converter was improved by optimizing the dynamic characteristics. Recommendations for developing and improving the accuracy of the device and the system as a whole through the use of audio DACs are also given.

As a result of the conducted works the digital-to-analog converter for the digital-to-analog generator of test low-frequency signals was developed.

The following keywords are used in the paper: digital-analog generator of test low-frequency signals, digital-analog converter, channel and path, frequency response and frequency response.

ЗМІСТ

ВСТУП	8
1 МЕТОДИ ПОБУДОВИ ВИСОКОЛІНІЙНИХ ЦАП ДЛЯ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЗВУКОВИХ ТРАКТІВ	10
1.1 Види та особливості сучасних аудіо-ЦАП.....	10
1.2 Статичні параметри цифро-аналогових перетворювачів.....	14
1.3 Аналіз динамічних параметрів ЦАП.....	20
2 ПРОЕКТУВАННЯ АУДІО-ЦАП З УРАХУВАННЯМ СПЕКТРУ ВИХІДНИХ СИГНАЛІВ	28
2.1 Вибір оптимальної архітектури для аудіо-ЦАП.....	28
2.2 Структура ЦАП на основі матриці R-2-R.....	28
2.3 Використання цифрового фільтра-інтерполятора.....	29
2.4 Вихідний спектр дельта-сігма ЦАП.....	30
3 РОЗРОБКА ВИСОКОЛІНІЙНОГО ЦАП ДЛЯ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМ ВИМІРЮВАННЯ НИЗЬКОЧАСТОТНИХ КАНАЛІВ І ТРАКТІВ	33
3.1 Високолінійний дельта-сігма ЦАП на основі мікросхеми Crystal Semiconductor CS4390.....	33
3.2 Розробка функціональної схеми дельта-сігма ЦАП.....	39
4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ	44
4.1 Застосування ЦАП у вимірювальному комплексі аналізу параметрів звукових трактів.....	44
4.2. Дослідження двотактного підсилювача постійного струму.....	45
ВИСНОВОК	52

					08-23.КБДР.043.00.000			
<i>Змн.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>				
<i>Розробив</i>	Осадчук Б.В.				Цифро-аналоговий перетворювач.	<i>Літ.</i>	<i>Аркуш</i>	<i>Аркушів</i>
<i>Перевірів</i>	Крупельницький Л.В.						6	59
<i>Рецензент</i>	Лукічов В. В.					ВНТУ, гр. 1КІ-18Б		
<i>Н.контр.</i>	Швець С. І.							
<i>Затвердж.</i>	Азаров О.Д				Пояснювальна записка			

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ.....	53
ДОДАТОК А. Технічне завдання.....	54
ДОДАТОК Б. Класифікація ЦАП.....	57
ДОДАТОК В. Вигляд модуля CS4390.....	58
ДОДАТОК Г. Функціональна схема CS4390.....	59
ДОДАТОК Д. Принципова схема розробленого ДППС.....	60
ДОДАТОК Е. АЧХ та ФЧХ підсилювача при навантаженні.....	61
ДОДАТОК Ж.Протокол перевірки кваліфікаційної роботи.....	62

					08-23.МКР.043.00.000 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		7

ВСТУП

У сьогоднішній час важко знайти галузь промисловості, де б не використовувалися елементи цифро-аналогових пристроїв та систем. В сучасних складних системах контролю і управління переважає аналогова частина над цифровою і тоді з розвитком процесів автоматизації та цифрової електронної техніки буде зростати, і ринок цифро-аналогових схем. А розробка, виготовлення та продаж стандартних аналогових систем є один з основних напрямів розвитку сучасної мікроелектроніки. Тому на сьогоднішній день провідні світові виробники електротехніки розробляють та випускають широкий спектр аналогових мікросхем для створення найпростіших відтворювачів сигналу, так і для "інтелектуальних" систем збору й обробки інформації, заснованих на складних методах корекції та застосуванням оцифрування корисного сигналу, та обробки інформації за допомогою вбудованого мікроконтролера. Однією з важливих складових сигнального тракту є цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) який застосовується для формування й відтворення високоякісних вимірювачів шляхів звукового сигналу.

На сьогоднішній час **актуальність** даної теми дослідження є значною через те, що велика кількість інформації передається аналоговим шляхом за допомогою каналів і трактів. Але ці шляхи передачі не є досконалими, тому при передачі інформації виникають похибки та спотворення сигналів, які суттєво впливають на якість звукового сигналу після проходження цього сигналу через канали зв'язку. Але якість звучання має дуже велике значення для теле- та радіомовлення, студій звукозапису, а також при виготовленні професійних систем відтворення звуку. Не зважаючи на постійні інновації та численні розробки в даній сфері, проблема відтворення якісного сигналу залишається невирішеною.

На основі з вищезазначеного, в даній бакалаврській роботі **об'єктом дослідження** є процес вимірювання параметрів низькочастотних каналів і трактів за допомогою комп'ютерних вимірювальних систем. Предметом дослідження є структурні та схемотехнічні методи побудови високолінійних ЦАП для генерування звукових сигналів. З використанням методів теорії обробки сигналів,

чисельних методів, методів аналізу і машинного моделювання лінійних і нелінійних електронних схем.

Під час виконання роботи будуть виконані такі **задачі**:

- аналіз динамічних параметрів ЦАП;
- вибір оптимальної архітектури для аудіо-ЦАП;
- розробка високо-лінійного ЦАП;
- експериментальні дослідження.

Предметом дослідження є структурні та схемотехнічні методи побудови високолінійних ЦАП для генерування звукових сигналів. З використанням методів теорії обробки сигналів, чисельних методів, методів аналізу і машинного моделювання лінійних і нелінійних електронних схем.

Метою роботи є аналіз динамічних характеристик ЦАП, розробка високо-лінійного аудіо-ЦАП та проведення дослідів із ним за допомогою цифро-аналогового генератора тестових низькочастотних сигналів з вихідним підсилювачем потужності.

1 МЕТОДИ ПОБУДОВИ ВИСОКОЛІНІЙНИХ ЦАП ДЛЯ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЗВУКОВИХ ТРАКТІВ

1.1 Види та особливості сучасних аудіо-ЦАП

Цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) — це пристрій, призначений для перетворення числа, визначеного, як правило, двійковим кодом, в напругу чи струм, пропорційні значенню цифрового коду. На сьогоднішній день існує досить велике різномайття цих перетворювачів. На рисунку 1.1 представлена схема класифікації ЦАП за схемотехнічними ознаками.

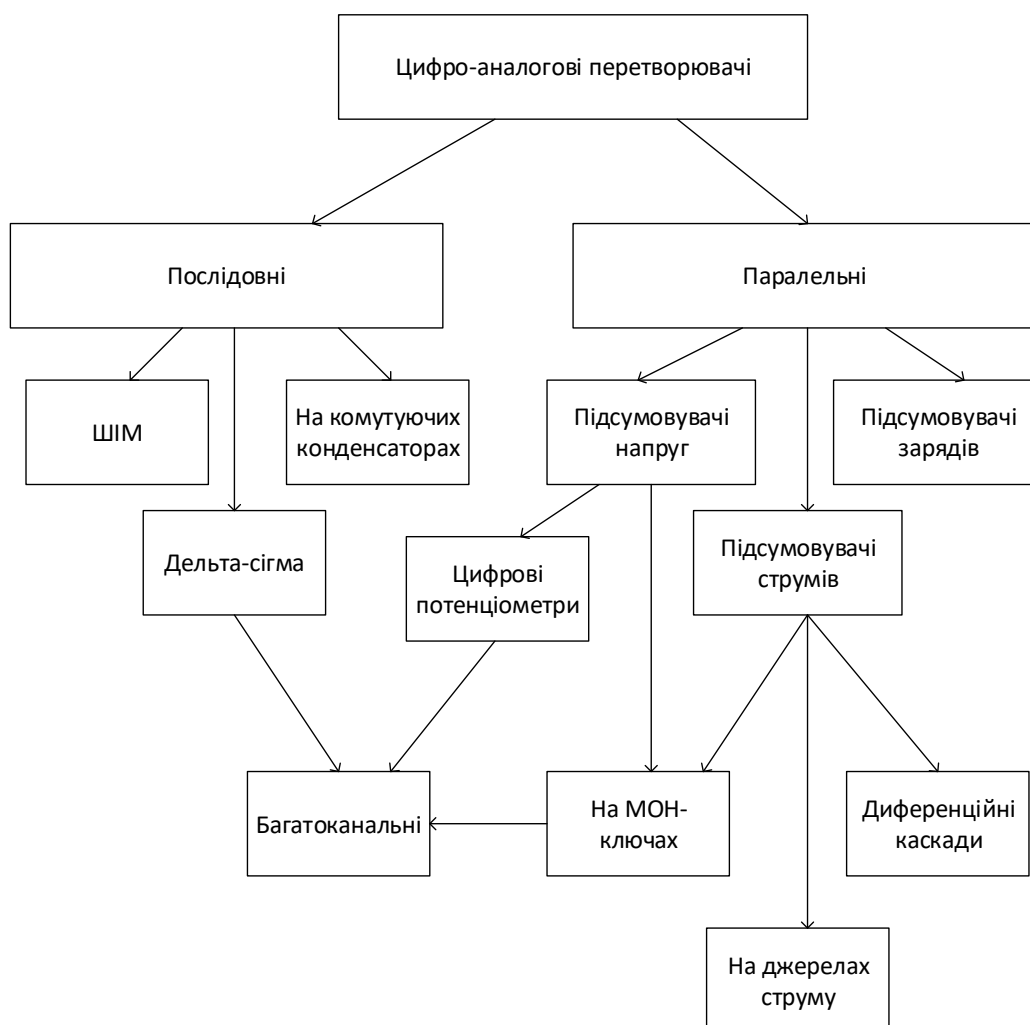
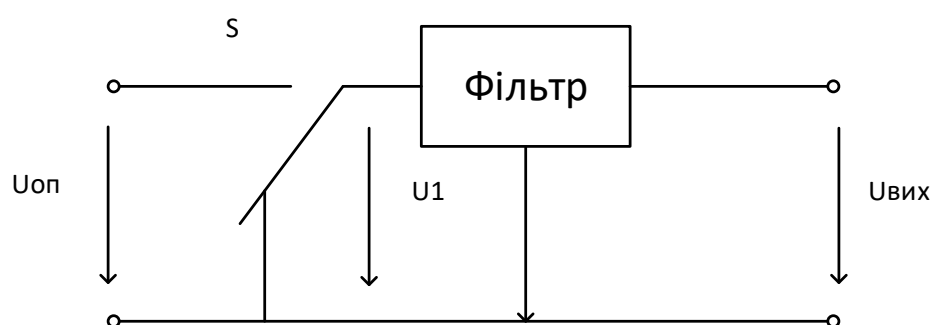


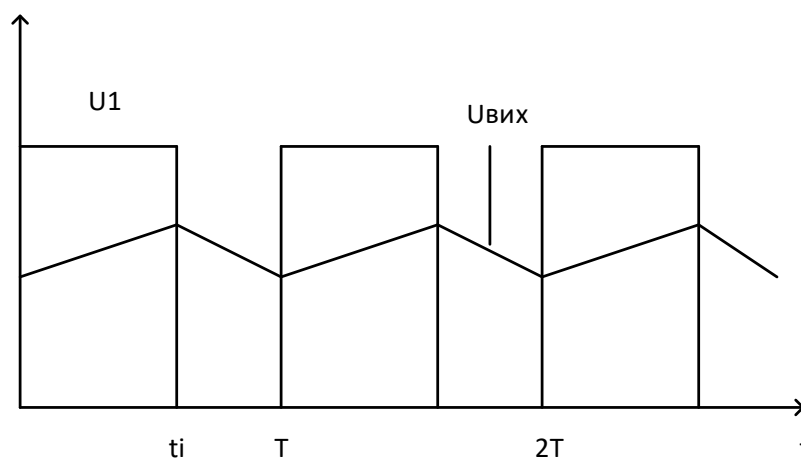
Рисунок 1.1 — Класифікація ЦАП.

Сьогодні існують такі типи ЦАП, які можна використовувати для керування звуковими сигналами:

Широтно-імпульсний модулятор — простий тип ЦАП. Джерело напруги постійного або струму періодично підключається відповідно до цифрового коду, який потрібно передати. Потім вихідний контур фільтрується в аналоговий фільтр нижніх частот. Цей метод зазвичай використовується для контролю швидкості електродвигунів і поширений у звукотехніці через збільшення швидкості вибірки;



а) структурна схема;



б) часова діаграма

Рисунок 1.2 — Широтно-імпульсний модулятор

ЦАП передискретизації, такі як дельта-сигма ЦАП, засновані на щільності імпульсів. Передискретизація дозволяє використовувати ЦАП з нижчим коефіцієнтом перетворення для досягнення більш високого кінцевого коефіцієнта

перетворення. Зазвичай дельта-сигма ЦАП базується на простішій, більш лінійній одиниці ЦАП. На перетворювач малої розрядності подається імпульсний сигнал з модульованою щільністю імпульсів, який генерується з використанням від'ємного зворотнього зв'язку. Від'ємний зворотній зв'язок виступає в ролі фільтра високих частот для шуму квантування.

Більшість високорозрядних ЦАП (понад 16 біт) засновані на цьому принципі через їх високу лінійність і низьку вартість. Продуктивність ЦАП Delta-sigma досягає сотень тисяч відліків в секунду, швидкість передачі даних — до 24 біт. Простий першокласний або висококласний дельта-сигма-модулятор, такий як MASH (багатофазне формування шуму), можна використовувати для генерування модульованого сигналу щільності імпульсу. Зі збільшенням частоти передискретизації вимоги до вихідного фільтра нижніх частот зменшуються, а придушення шумів квантування покращується.

Зважуючий ЦАП, в якому кожен біт перетвореного двійкового коду відповідає резистору або джерелу струму, підключеному до загального колектора. Сила струму джерела пропорційна вазі біта, якому він відповідає. Таким чином, усі ненульові частини коду додаються за вагою. Метод зважування є одним з найшвидших, але характеризується низькою точністю через необхідність мати набір великої кількості джерел або опорів з різною точністю і постійним опором. З цієї причини зважуючі ЦАП мають максимальний розмір 8 біт.

Сегментний ЦАП має джерело живлення або резистор для кожного можливого вихідного значення. Цей тип 8-розрядного ЦАП має 255 сегментів, а 16-розрядний ЦАП — 65535. Теоретично сегментний ЦАП має найвищу швидкість, оскільки одного ключа достатньо для перетворення у відповідний код.

R-2R — ЦАП. У таких перетворювачах значення формуються в спеціальній схемі, що складається з резисторів R і $2R$, відомих як матриця імпедансу, які мають два типи входу: матрицю постійного струму і матрицю зворотної напруги. Використання однакових резисторів може значно підвищити точність у порівнянні зі звичайними зважуючими ЦАП, оскільки простіше

зробити набір точних компонентів з такими ж параметрами. ЦАП типу R-2R допускає відхилення нижньої межі.

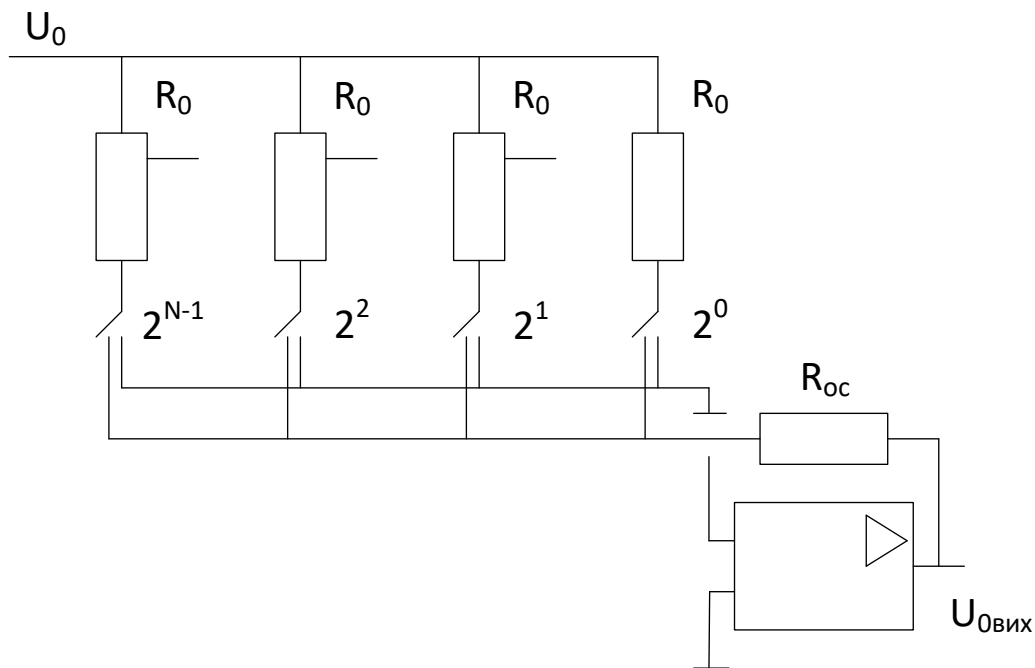


Рисунок 1.3 — ЦАП зважуючого типу

Для лазерної корекції на підкладці виходить точність 20-22 біти. Основний час перетворення подається на операційний підсилювач, тому він повинен мати високу швидкість.

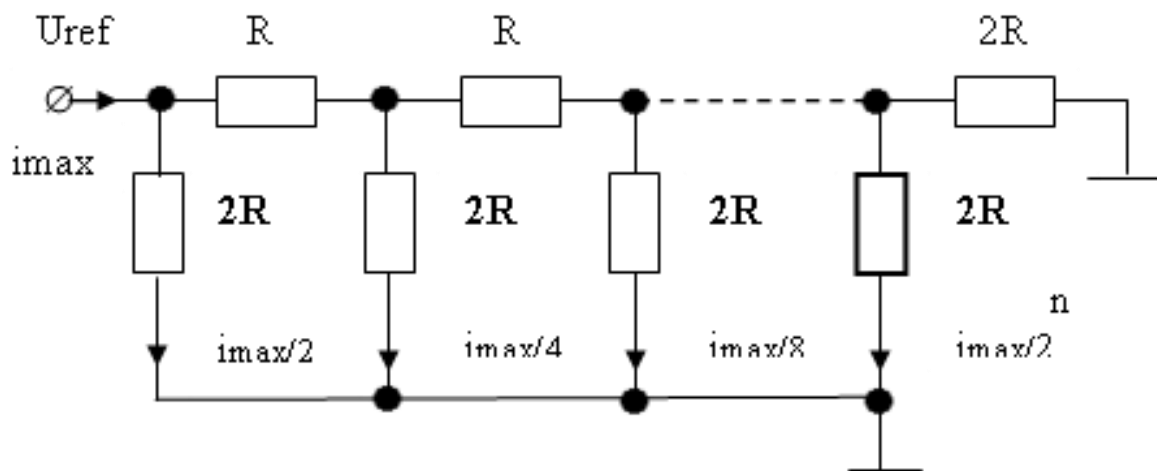


Рисунок 1.4 — Перетворювач типу R-2R

Гібридні ЦАП використовують комбінацію перерахованих вище способів. Більшість мікросхем ЦАП належать до цього типу, вибір конкретного набору способів є компромісом між швидкістю, точністю та вартістю ЦАП.

1.2 Статичні параметри цифро-аналогових перетворювачів

Оскільки ЦАП знаходяться на початку аналогового тракту будь-якої системи, тому саме їх параметри багато в чому визначають параметри всієї системи в цілому. Використовуючи цифро-аналогові перетворювачі високої розрядності, ми можемо добитися високої якості форми сигналу. Саме такими перетворювачами є аудіо-ЦАП.

Коли значення аналогового вхідного сигналу $U_{вх}(t)$ поступово зростають від 0 до значення, що відповідає всій шкалі ЦАП, цифровий вихідний сигнал $U_{вих}$ поступово створює крок $D(t)$. Ця залежність називається функцією перетворення ЦАП. Без апаратної помилки центри сходинок лежать уздовж ідеальної лінії, що відповідає ідеальній характеристикі перетворення. Точні властивості перетворення можуть істотно відхилитися від ідеальних розмірів і форми ступенів і їх розташування в координатній площині. Існує багато способів вимірювання цих відмінностей.

Роздільна здатність визначається числом дискретних значень вихідного сигналу перетворювача, що складають його межу перетворення. Чим більше кількість виділених значень, тим вище роздільна здатність передачі. М-бінарний струнний конвеєр має специфічні розміри $2m$, а його видима потужність витягування становить $1/2m$. Трансформатори розрізняють найменші та найбільш істотні зміни. У двійковій системі кодування найменше значуще число є найменшим числом. Вага категорії молоді визначає різні види діяльності. Найбільша категорія асоціюється з найвищою вагою. У системах парного кодування максимальне значення для кожного вбудованого біта становить $1/2$ нормального значення максимально можливої вихідної довжини хвилі.

Опір входу — вказує рівень впливу входу ЦАП на його оціночне значення. Якщо вхідний опір високий і відповідає джерелу сигналу, а це не завжди так,

можуть виникнути додаткові помилки. Тому вартість опору введенню залежить від суворих вимог і безперервних вимірювань. Зсув нуля дорівнює значенню між вихідною напругою ЦАП і нульовим вхідним кодом або напругою АЦП, необхідним для створення нульового коду на його виході. Нульове відхилення пояснюється струмом витoku через розрядний перемикач ЦАП, напругою зміщення вихідного підсилювача або компаратора. Цю помилку можна компенсувати зовнішнім керуванням ЦАП або нульовим зміщенням АЦП. Нульова помилка може бути виражена у відсотках від загальної шкали або як частка невеликого числа. Слід зазначити, що похибку повної шкали визначають з урахуванням зміщення нуля характеристики перетворювача, в той час як при визначенні похибки лінійності лінеаризуюча пряма має проходити через початок реальної функції перетворення $f_p(x)$, тобто зміщення нуля необхідно коригувати, щоб не внести похибку вимірювання лінійності, оскільки вона підсумовується кожного разу при зчитуванні вихідного сигналу.

Для ЦАП є справедливою нерівність:

$$U_{вих}(B_1 + B_2 + \dots + B_m) = \Delta 0 U_{вих} B_1 + U_{вих} B_2 + \dots + U_{вих} B_m + m\Delta 0,$$

В лівій частині якої похибка нуля $\Delta 0$ підсумовується один раз (усі розряди включені), а в правій-т раз (m окремих зчитувань вихідного сигналу ЦАП). При цьому похибка вимірювання нелінійності буде менше, якщо зміщення нуля $\Delta 0$ запам'ятовується і віднімається від напруги кожного подальшого зчитує розряду до того, як буде вироблено визначення нелінійності.

Похибка зсуву нуля — значення $U_{вх}$, коли вхідний код ЦАП дорівнює нулю. Є аддитивною складовою повної похибки. Зазвичай визначається за формулою:

$$\varepsilon_{см} = U_{вх(0,1)} - h/2$$

де $U_{вх(0,1)}$ — значення вхідної напруги, при якій відбувається перехід вихідного коду з 0 в 1.

Часто вказується в мілівольтах або у відсотках від повної шкали:

$$\delta_{см} = \frac{\varepsilon_{см}}{U_{пш}} \cdot 100\%$$

Повну похибку нульової амплітуди ЦАП можна зменшити, регулюючи аналогову частину схеми або регулюючи алгоритм обчислення числової частини пристрою.

Похибка шкали (повномасштабна похибка) вказує на ступінь відхилення фактичного коефіцієнта перерахунку від розрахункового, тобто під натурною похибкою розуміють різницю між номінальним значенням натурального перетворювача Уп.ш.н, який визначається співвідношенням і його фактичним значенням Уп.ш.ф.

Похибка повномасштабного ЦАП характеризується відхиленням від розрахункового значення фактичної вхідної напруги для повномасштабного вихідного коду. Це може бути пов'язано з дефектами опорної напруги $U_{оп}$, різних резисторів, потужності підсилювача тощо. Похибку величини можна виправити шляхом регулювання коефіцієнта підсилення вихідного підсилювача або опорної напруги.

Коефіцієнт перетворення $K_{пр}$ визначає нахил характеристики перетворювача. Як зазначалося, для ідеального ЦАП нахил характеристики повинен бути таким, щоб при включенні всіх вихідна напруга повної шкали Уп.ш ЦАП було менше опорного напруги $U_{оп}$ на значення молодшого розряду. Для ЦАП з струминним виходом нахил характеристики визначається номіналом резистора зворотного зв'язку, який знаходиться у складі перетворювача і призначений для включення в ланцюг зворотного зв'язку підсилювача-перетворювача струму в напругу. При номінальному значенні $R_{ос}$ напруга Уп.ш відрізняється від $U_{оп}$ на значення молодшого розряду. Якщо номінал $R_{ос}$ більше,

то коефіцієнт перетворення зростає, якщо менше, щось зменшується. Це пояснюється тим, що абсолютні значення молодшого розряду 2 і 3 для характеристик 2 і 3 відрізняються від розрахункового номінального значення 1, який визначається співвідношенням. При цьому фактичні значення молодших розрядів перетворення визначаються співвідношенням:

$$\Phi = U_{\text{факт}} / (2m - 1),$$

де $U_{\text{факт}}$ — фактичне значення повної шкали перетворювача.

Нелінійність або інтегральна нелінійність, характеризується відхиленням $\delta(x)$ реальної характеристики перетворювача $f(x)$ від прямої.

При цьому значення $\delta(x)$ залежить від методу лінеаризації, (рисунок 1.5а) який ілюструє спосіб, коли лінеаризуюча пряма проходить через крайні точки реальної характеристики ЦАП. При цьому спостерігається максимальна похибка лінійності δ нелінійність (n). На рисунку 1.5 б) пряма проводиться таким чином, що максимальне відхилення $f(x)$ від прямої виходить в два рази менше. Однак для цього необхідно знати характер реальної характеристики ЦАП, що дуже складно забезпечити в серійному виробництві. Тому, як правило, похибку лінійності визначають при проходженні лінеаризуючої прямої через крайні точки характеристики $f(x)$.

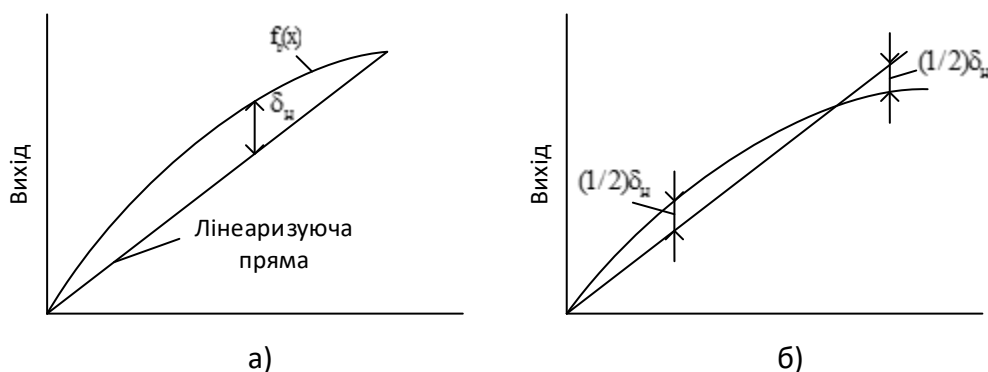


Рисунок 1.5 — Приклад лінеаризації вихідної характеристики перетворювачів

Для визначення нелінійності (яка звичайно виражається у відсотках відповідної шкали або в частках одиниці молодшого розряду) необхідно знати аналітичну залежність між вихідним аналоговим сигналом ЦАП і його цифровим входом. Для ЦАП з двійковими т-розрядами аналоговий вихід $U_{вих}$ залежить від вхідного двійкового коду в ідеальному випадку (за відсутності похибок перетворення) визначається таким чином:

$$U_{вих} = U_{оп} (B_{12-1} + B_{22-2} + \dots + B_{m2-m}),$$

де B_1, B_2, \dots, B_m — коефіцієнти двійкового числа, що мають значення одиниці або нуля (що відповідає включення або виключення розряду);

де $U_{оп}$ — опорна напруга ЦАП.

Отже, при включенні всіх розрядів вихідна напруга ЦАП, рівна напрузі повної шкали $U_{п.ш}$, відрізняється від опорної напруги $U_{оп}$ на значення молодшого розряду перетворювача.

Перетворювач вважається лінійним, якщо його максимальна похибка лінійності n не перевищує $1/2$ значення молодшого розряду. Для зменшення нелінійності використовують метод кінцевих точок чи метод найкращої прямої (рис. 1.6).

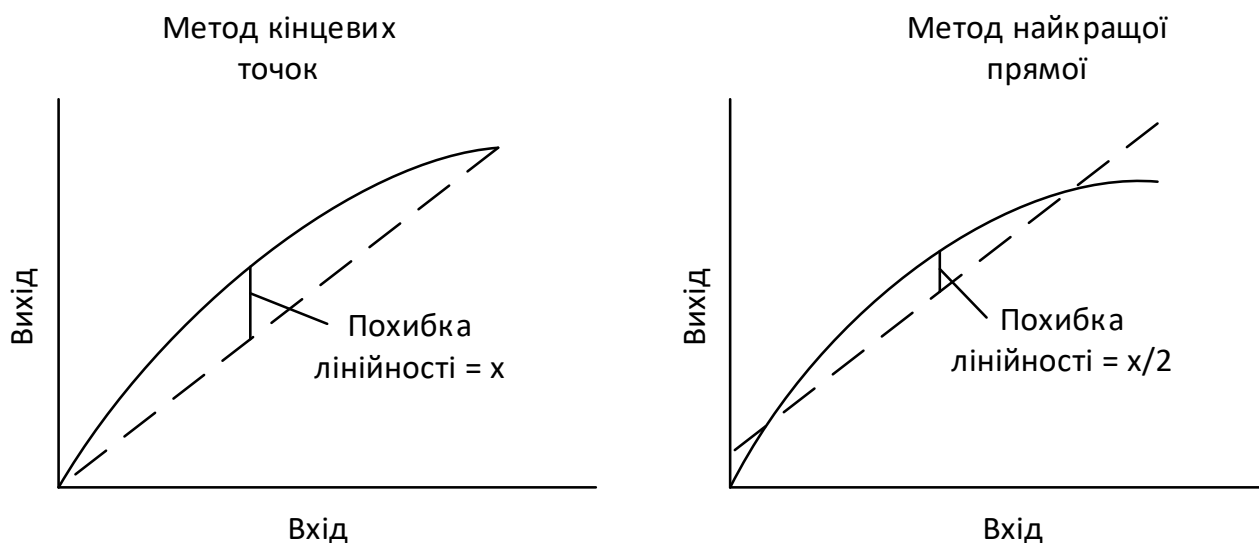


Рисунок 1.6 — Методи вимірювання нелінійності

Таким чином, нелінійність характеризує як ЦАП, так і АЦП і разом з диференціальною нелінійністю має вирішальне значення для оцінки якості перетворювачів, оскільки всі інші помилки (нульове зміщення, повномасштабні помилки тощо) можуть бути зведено до нуля за відповідної допомоги. методи контролю.

Диференціальна нелінійність визначається відхиленням підсилення вихідного сигналу перетворювача від номінального нижнього розрядного значення при послідовному зміні кодового вхідного сигналу на одиницю. Диференціальна нелінійність ідеального перетворювача дорівнює нулю. Це означає, що при зміні вхідного коду перетворювача на одиницю його вихідний сигнал змінюється на значення молодшого розряду.

Нелінійність — максимальне відхилення реальної характеристики перетворення $D(U_{вх})$ від оптимальної.

$$\delta_l = \frac{\varepsilon_j}{U_{ни}} \cdot 100\%$$

Диференціальна нелінійність АЦП в точці k кривої перетворення є різницею між середнім значенням величини перетворення h_k і величиною перетворення h . У деяких специфікаціях ЦАП різні нелінійні значення виражаються у частках OMR або у відсотках від повного діапазону.

$$\delta_{dl} = \frac{h_k - h}{U_{ни}} \cdot 100\%$$

Похибка диференційної лінійності визначає дві важливих властивості ЦАП: непропадання кодів та монотонність характеристики перетворення.

Непропадання кодів — властивість ЦАП видавати всі можливі вихідні коди при зміні вхідної напруги від початкової до кінцевої точки діапазону перетворення. При нормуванні непропадання кодів вказується еквівалентна розрядність ЦАП — максимальна кількість розрядів ЦАП, для яких не пропадають відповідні їм кодові комбінації.

Монотонність характеристики перетворення — це незмінність значення приросту вихідного коду D при монотонній зміні вхідного перетворюваного сигналу. Монотонність не гарантує малих значень диференційної нелінійності та непропаданя кодів.

1.3 Аналіз динамічних параметрів ЦАП

Динамічні параметри ЦАП:

- нерівномірність АЧХ;
- нелінійність ФЧХ;
- коефіцієнт нелінійних спотворень;
- відношення сигнал-шум та загальне відношення сигналу до шуму та спотворень.

Співвідношення сигнал-шум є динамічним параметром ЦАП. Шум вхідного сигналу та вхідної схеми та самого перетворювача може фактично збільшити розмір діапазону квантування та забезпечити ряд виходів зі статистичними властивостями. Співвідношення сигнал/шум є інтегрованим параметром ЦАП, який може оцінити загальні спотворення, встановлені інвертором.

Для ідеального N -розрядного ЦАП, який генерує лише шум квантування SNR, виражений в децибелах, можна визначити як:

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= 20 \lg \frac{U_{\text{FSR}}}{2\sqrt{2}\sqrt{\sigma^2}} = 10 \lg \frac{U_{\text{FSR}}^2}{8\sigma^2} = 10 \lg \frac{U_{\text{FSR}}^2}{\frac{U_{\text{LSB}}^2}{12}} = 10 \lg \frac{1.5U_{\text{FSR}}^2}{\left(\frac{U_{\text{FSR}}}{2^N}\right)^2} = 10 \lg \left(1.5(2^N)^2\right) = \\ &= 10 \lg 1.5 + 20N \lg 2 = 1.76 + 6.02N \end{aligned}$$

де N — розрядність ЦАП.

Так, для ідеального ЦАП SNR=74 дБ.

Це значення є більшим за значення динамічного діапазону такого ж ЦАП, оскільки мінімальний рівень сигналу, що приймається, повинен бути більшим за рівень шуму. В даній формулі враховується лише шум квантування і не

враховуються інші джерела шуму, які існують в реальних ЦАП. Тому значення SNR для реальних перетворювачів як правило є нижчим ідеального. Типовим значенням SNR для реального 12-розрядного ЦАП є 68-70 дБ.

Співвідношення сигнал-шум визначається як відношення потужності сигналу (значимої інформації) до потужності фонового шуму (небажаного сигналу).

$$SNR = \frac{P_{\text{сигн}}}{P_{\text{шуму}}},$$

де P - середня потужність. Сигнал і шум обидва повинні бути виміряні в тій же або еквівалентній точці в системі, в межах однієї і тієї ж смуги пропускання системи.

SNR також може бути обчислений як квадрат відношення амплітуд:

$$SNR = \frac{P_{\text{сигн}}}{P_{\text{шуму}}} = \left(\frac{A_{\text{сигн}}}{A_{\text{шуму}}} \right)^2,$$

де A — середньоквадратичне значення амплітуди (англ. RMS — root mean square).

Зазвичай беруть СКЗ напруги. Через те, що багато сигналів мають дуже широкий динамічний діапазон, SNR часто виражається використовуючи логарифмічну децибельну шкалу. В децибелах, співвідношення визначається так:

$$SNR_{\text{дБ}} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{сигн}}}{P_{\text{шуму}}} \right) = P_{\text{сигн, дБ}} - P_{\text{шуму, дБ}}.$$

використовуючи амплітудне відношення:

$$SNR_{\text{дБ}} = 10 \log_{10} \left(\frac{A_{\text{сигн}}}{A_{\text{шуму}}} \right)^2 = 20 \log_{10} \left(\frac{A_{\text{сигн}}}{A_{\text{шуму}}} \right).$$

Поняття сигнал-шум пов'язані зі швидкістю. Він вимірює співвідношення між найгучнішим непоміченим сигналом на мосту та рівнем шуму найнижчого виявленого сигналу (у більшості випадків). SNR вимірює зв'язок між станом сигналу (неінтенсивним) і шумом. Для вимірювання SNR слід вибрати кандидата або індикатор. Основним сигналом в аудіотехніці зазвичай є хвиля з певною частотою або частотою, наприклад +4 дБ (1228 VRMS) на 1 кГц.

Як видно з формул SNR по суті є наскільки можливо середньою величиною і дещо відрізнятиметься від миттєвих відношень сигналу до шуму взятих окремо.

Фактичний процес вимірювання завжди шумний. В основному це пов'язано з електричним шумом, а також шумом від зовнішніх подій, які викликають вимірювальні явища — вітер, вібрації, гравітаційне тяжіння Місяця, зміни температури, коливання вологості тощо, залежно від вимірюваного об'єкта та чутливості приладу. інструмент. Шум можна зменшити, контролюючи навколишнє середовище. В якості альтернативи, якщо характеристики шуму відомі і відрізняються від сигналу, їх можна відфільтрувати або активувати сигнал. Якщо сигнал стабільний або переривається, а шум є поперечним, SNR можна збільшити, взявши середнє вимірювання.

У більшості випадків поліпшення шумових характеристик системи можна досягти шляхом правильної координації роботи та функціонування її компонентів. Порушення ЕРС, пов'язані з послідовністю та рівнем опору на джерелі шуму, будуть придушені.

Якщо ефективна смуга пропускання сигналу відрізняється від частоти шуму, відношення сигнал-шум можна покращити шляхом обмеження смуги пропускання системи.

Часова апертура, час затримки апертури і дрижання апертури.

Мабуть, найбільш незрозумілою та вражаючою технічною концепцією ЦАП та пристроїв для відбору проб (або контролю пам'яті) є використання терміну «мембрана». Основною особливістю пристрою динамічного відбору проб (ПВЗ) є можливість швидкого підключення накопичувального конденсатора з входу підсилувального рівняння. Короткий інтервал, необхідний для цієї операції,

називається часовою апертурою (або апертурою вибірки, або еталонної апертурою) t_a . Фактичне значення напруги в кінці цього відсікання є функцією величини збільшення напруги вхідного сигналу та помилки, викликані зміною.

На рисунку 1.7 показано, що відбувається, коли команда утримування (hold Command) застосовується до вхідного сигналу з двома довільними нахилами під номерами 1 і 2. Для більшої ясності п'єдестал у ПВЗ та перехідні процеси при комутації не враховуються. Те значення, яке в кінцевому результаті отримується, являє собою затриману версію вхідного сигналу, середню за час апертури перемикача (див. рис. 1.7). Модель першого порядку припускає, що кінцеве значення напруги на конденсаторі зберігання приблизно дорівнює середньому значенню сигналу прикладеному до перемикача в період часу, коли перемикач змінюється з низького на високий імпеданс.

Форма покаже запланований час відкриття на ключі, а також повідомить про невелику затримку t_e в тактуючого строб, який запускає пристрій вибірки-зберігання. Ця затримка є постійною і може бути як позитивною, так і негативною. Таблиця показує, що однакове значення застосовується до обох показників, незважаючи на різний нахил. Ця затримка називається ефективним часом затримки апертури, часом затримки апертури або просто затримкою апертури t_e . В ЦАП час затримки апертури відноситься до входу перетворювача, але затримка аналогового поширюється через вхідний буфер t_{da} і цифрову затримку через формувач строба ключа повинні також прийматися до уваги.

Віднесене до входу ЦАП час апертури t'_e визначається як різниця у часі між затримкою аналогового поширення буфера t_{da} і цифровою затримкою t_{dd} плюс половина часу апертури $t/2$.

Ефективний час затримки апертури зазвичай позитивний, але може бути негативним у разі, коли сума половини часу апертури $t_a/2$ та цифрової затримки формувача строба ключа t_{dd} буде менше затримки поширення вхідного буфера t_{da} . Характеризована таким чином затримка апертури показує час, починаючи від краю тактового строба відліків до моменту, коли вхідний сигнал дійсно зчитується.

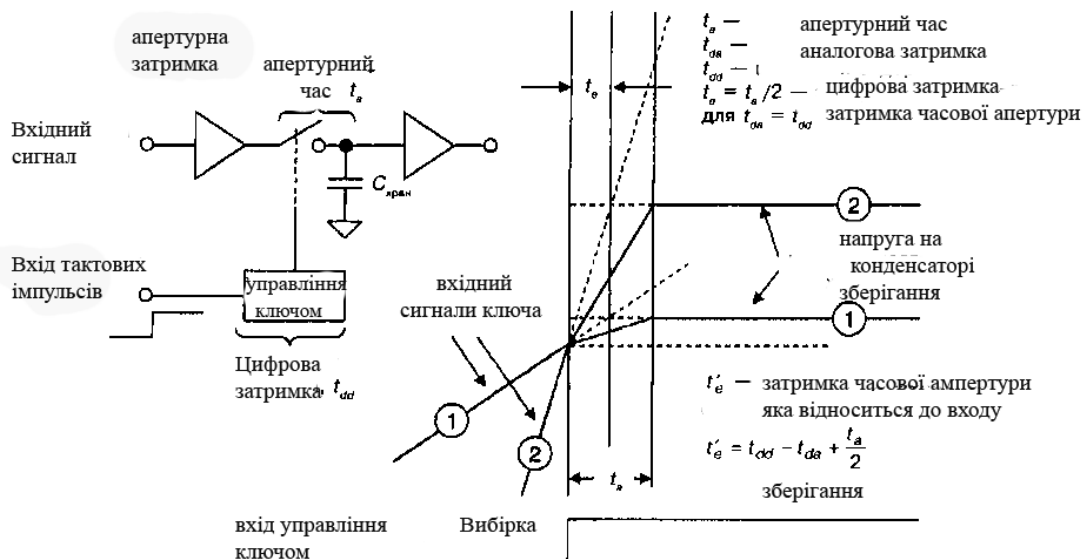


Рисунок 1.7 — Перехідний процес ПВЗ

Час затримки дифракції можна виміряти за допомогою біполярного синусоїдального сигналу ЦАП, а стандартну тактову затримку в півгодини можна змінити так, щоб вихідний сигнал ЦАП був посередині (відповідає нульовій синхронній лінії). Відносна затримка між краєм тактового строба відліків і реальним перетином з 0 вхідний синусоїди являє собою час затримки апертури.

Затримка апертури не викликає помилок (за умови, що вона досить коротка по відношенню до часу зберігання), але вона діє як фіксована затримка, або тактового строба відліків, або аналоговий вхід (залежно від сигналу). Однак у програмах одночасного зчитування або при прямій демодуляції вводу-виводу, де два або більше АЦП повинні бути надійно підключені, відмінності в затримці відкриття між інверторами можуть викликати помилки зі швидко змінними сигналами. У цих програмах відхилення затримки відкриття необхідно усунути шляхом додавання фаз окремих ударів дзвінка в різних ЦАП.

Звичайно, існує різниця між затримкою одного затвора та іншим затвором, що є помилкою, як напруга (Рис. 1.8). Коли перемикач увімкнено, різниця називається невизначеністю апертури або тремтінням апертури, і вимірюється в середньоквадратичних значеннях за секунду. Серйозність вихідної помилки така ж, як і швидкість перетворення аналогового входу. Для будь-якого значення мікс-

джиттера похибка мікс-джиттера збільшується, а швидкість перетворення вхідного сигналу dv/dt збільшується. Рівень помилок компонента тактування у зовнішньому тактовому порті такий же, як і в моделях частоти помилок (вхід або вихід).

Вплив тремтіння апертури і тактового строба відліків на ідеальне відношення сигнал-шум ЦАП можна передбачити за допомогою наступного простого аналізу. Припустимо, що вхідний сигнал заданий:

$$v(t) = V_0 \sin 2\pi ft.$$

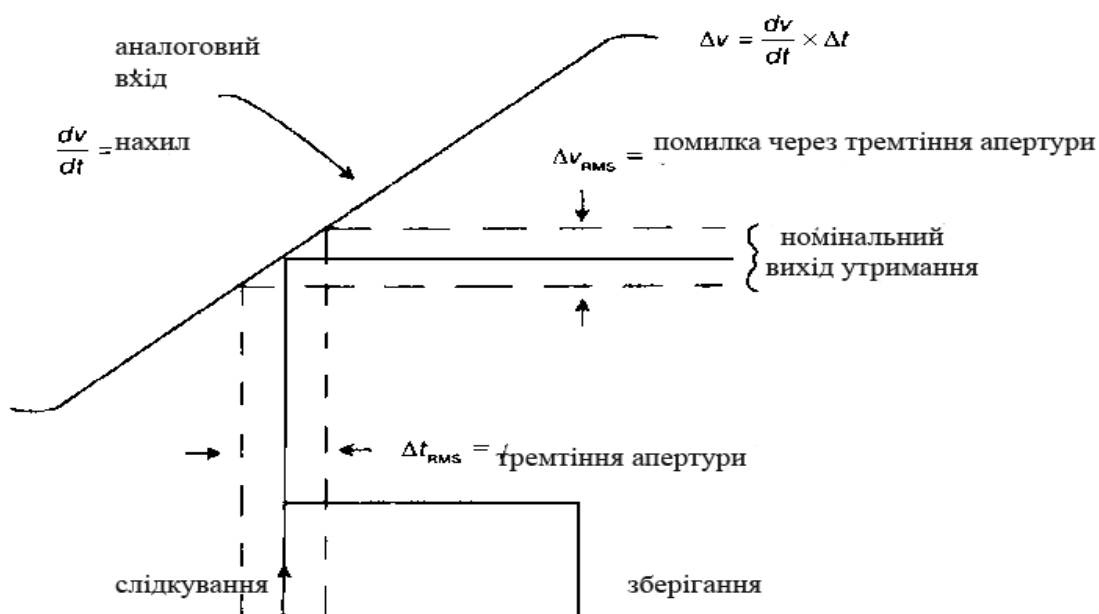


Рисунок 1.8 — Тремтіння ефективної апертури і строба відліку

Швидкість зміни сигналу задана:

$$\left. \frac{dv}{dt} \right|_{rms} = 2\pi f V_0 / \sqrt{2}.$$

Середньоквадратичне значення dv / dt може бути отримано діленням амплітуди $2\pi f V_0$ на $\sqrt{2}$.

Нехай відомі середньоквадратичні значення помилки напруги і тремтіння апертури для Δv_{rms} :

$$dv_{rms} / t_j = 2\pi f V_0 / \sqrt{2}.$$

$$\Delta v_{rms} = 2\pi f V_0 t_j / \sqrt{2}.$$

Середньоквадратичне значення сигналу повної шкали дорівнює $V_0 / \sqrt{2}$, тому ставлення RMS сигналу до RMS шуму дається виразом:

$$SNR = 20 \log_{10} \left[\frac{V_0 / \sqrt{2}}{\Delta v_{rms}} \right] = 20 \log_{10} \left[\frac{V_0 / \sqrt{2}}{2\pi f V_0 t_j / \sqrt{2}} \right] 20 \log_{10}.$$

Це порівняння показує, що в ЦАП є нормальна реакція і що вібрація глибини є єдиним обмежуючим фактором звукового сигналу (SNR). Це вказує на серйозні наслідки вібрації та показань стробоскопа сигналу (SNR), особливо вхідної/вихідної частоти. Тому слід подбати про зменшення шуму на джерцятах моделі та відтворити системні логотипи, які не сумісні з жодним диском.

Перехідна характеристика ЦАП і усунення перенапруги.

Велика кількість високошвидкісних ЦАП, розроблених для комунікаційних додатків, визначені в специфікації в основному в частотній області. Однак у додатках збору даних загального призначення перехідна характеристика (або час встановлення) ЦАП має важливе значення. Перехідна характеристика являє собою час, необхідний ЦАП для приходу до номінальної похибки (звичайно 1 LSB) після прикладення вхідного сигналу повної шкали. Звичайний відповідний відгук для ЦАП загального призначення (12-розрядного, 10-MSPS), що показує час установки в 1 LSB менше 40 наносекунд.

Функція часу налаштування важлива в типових програмах системи збору даних, де ЦАП відстежує аналогові мультиплекси (рис. 1.9). Мультиплексний вихід на вході ЦАП може забезпечити повні стробоскопічні зміни. Якщо

помножувач і ЦАП не налаштовані на задану точність, виникнуть перешкоди між каналами, навіть якщо на вході мультиплексу буде лише кілька сигналів постійного струму або низької частоти.

Для встановлення більшості ЦАП потрібно менше $1/f$, але ЦАП Sigma Delta має вбудовані цифрові фільтри, установка яких займає години. Ви повинні мати це на увазі, коли використовуєте ЦАП Sigma Delta у мультиплексорних програмах.

Важливість налаштування системи мультиплексора показано на рис. 1.9. Тут вхід ЦАП розраховується як однополюсний фільтр з одночасною постійною $r = CS$. Для встановлення певної точності дається фіксований час (1 LSB).

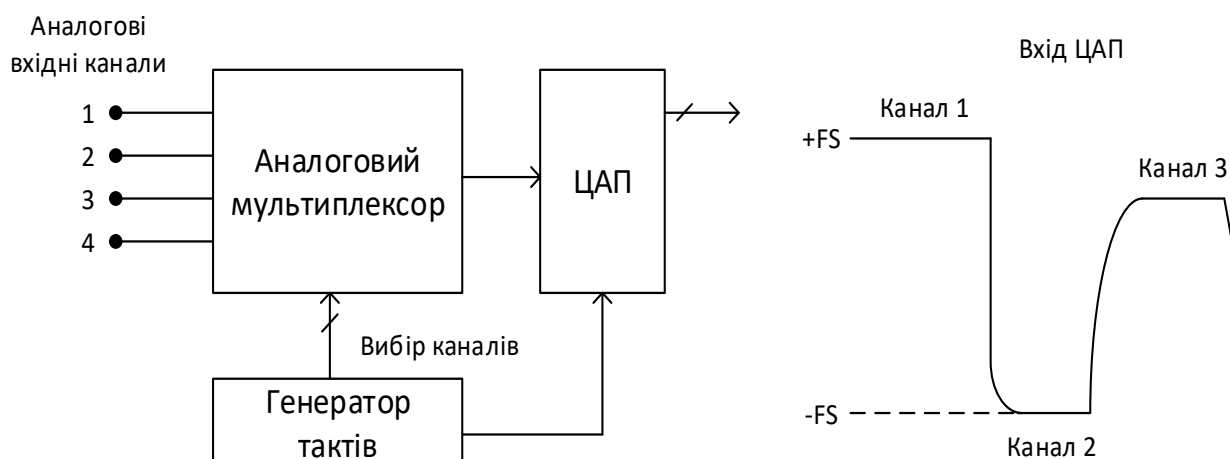


Рисунок 1.9 — Час встановлення критично в мультиплексних застосуваннях

Тому при виборі схемотехнічної та конструктивної реалізації аудіо ЦАП для вимірювання сигналу низьких частот і методу слід орієнтуватися на його динамічні характеристики.

2 ПРОЕКТУВАННЯ АУДІО-ЦАП З УРАХУВАННЯМ СПЕКТРУ ВИХІДНИХ СИГНАЛІВ

2.1 Вибір оптимальної архітектури для аудіо-ЦАП

Існують дві первинні архітектури ЦАП, що використовуються в цифрових аудіо додатках: R-2-R і дельта-сігма. Останній також відомий як перетворювач «шум-формування» або однобітовий ЦАП.

Якщо брати до уваги те, що в більшості випадків, початкові 16-бітні аудіо дані в цифровій формі фільтруються та інтерполюються, то цей фактор визначає наявність цифрової фільтрації. Причому ця фільтруюча функція є зовнішньою для більшості R-2-R та внутрішньою для дельта-сігма ЦАП.

2.2 Структура ЦАП на основі матриці R-2-R

На початку появи цифрового звуку використовувались в основному ЦАП типу R-2-R, які іноді називали перетворювачами поточного управління (current-steering) або сходинковими (ladder). Архітектура для R-2-R дуже схожа з перетворювачами, які використовуються в контрольно-вимірній апаратурі. Це сімейство ЦАП характерне одночасним (паралельним) перетворенням бітів. Оскільки на вході вони сприймають стандартну послідовність цифрових аудіо даних, то їх можна віднести до типу послідовно-паралельних перетворювачів. Ця архітектура має еквівалент межі теоретичного шуму довільному шуму квантування, що містяться в цифрових аудіо даних. Іншими словами, R-2-R ЦАП не містять власних внутрішніх шумів фільтрації чи формування. На практиці поріг шуму визначається аналоговими джерелами шуму, наприклад шум резистора і $1/f$ шум. Ці джерела шуму знаходяться на рівні менше ніж -100 дБ, як зображено на рисунку 2.1.

В звичайному застосуванні, вихід R-2-R перетворювача фільтрується вихідним аналоговим фільтром (LPF – Low Pass Filter). Цей фільтр діє як «анти-формувавач», який не сприймає сигнали, що знаходяться поза f_a , як показано на рисунку 2.1.

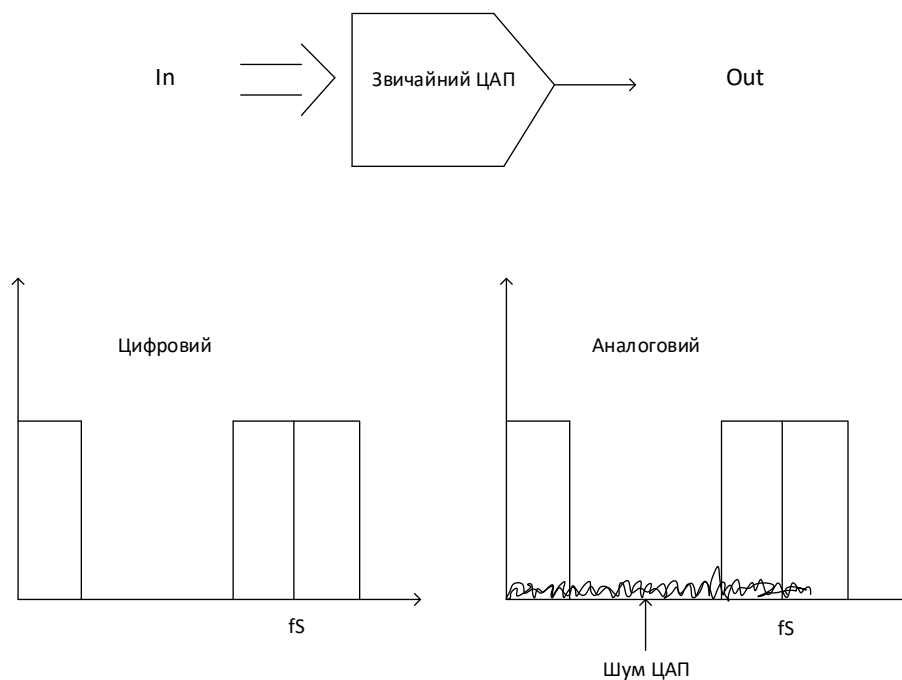


Рисунок 2.1 — Вихідний спектр шуму для R-2-R ЦАП

Таким чином, аналоговий фільтр повинен передати всі сигнали, включно до f_a , зазвичай 20 кГц для звуку і подавляти всі частоти за смугою f_a . На практиці ці фільтри звичайно не ідеальні, мають деяку нелінійність — до 20 кГц, кінцеву крутизну послаблення, але ці неточності на звуку, як правило, ніяк не відображаються.

2.3 Використання цифрового фільтра-інтерполятора

Сучасні цифрові аудіо ЦАП, незалежно від типу (R-2-R чи дельта-сігма), містять функцію цифрової фільтрації. Основна мета цифрового фільтра — зменшити вимоги до виконання вихідного аналогового низькочастотного фільтра за допомогою збільшення частоти дискретизації. На практиці пояснення роботи та теорії цифрової фільтрації базується на розумінні зв'язку між процесом низькочастотної фільтрації і вихідним спектром ЦАП.

Цифровий фільтр ЦАП інтерполює вхідні дані, потім фільтрує дані з кінцевою смугою пропускання (finite impulse response (FIR)). FIR-функція працює подібно до низькочастотного аналогового фільтра. Фільтрація виконується за допомогою інтерполяції (передискретизації).

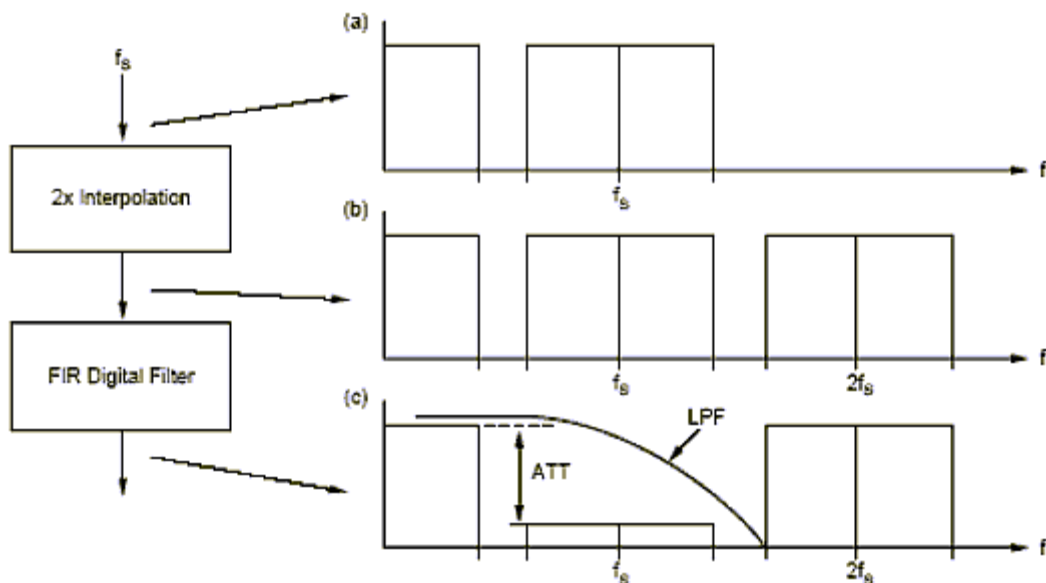


Рисунок 2.2 — Робота цифрового фільтра

В даному прикладі оригінальні вхідні дані, інтерпольовані з 2-кратною передискретизацією, утворюють спектр, показаний на рисунку 2.2 б), який містить додаткові дані навколо $2f_s$. Потім дані фільтруються FIR з результатом, зображеним на рисунку 2.2 с). Рівень послаблення визначається параметрами конкретного цифрового фільтра. Важливо зрозуміти процес послаблення цифрового фільтра. В залежності від типу побудови існує багато типів цифрових фільтрів. Рівень їх послаблення може змінюватись від 30 дБ до 130 дБ.

В результаті ми маємо, що більш високий рівень послаблення цифровим фільтром зменшує вимоги до побудови вихідного аналогового фільтра. Для простоти в прикладі використана 2-кратна передискретизація. На практиці використовується 4-х і 8-кратна передискретизація. Побудова таких фільтрів здійснюється додатковими етапами каскадування інтерполяції і фільтрації, що відповідним чином відображається на вартості компонента.

2.4 Вихідний спектр дельта-сігма ЦАП

Дельта-сігма ЦАП використовують деяку хитрість, щоб досягнути необхідних динамічних характеристик порівняно з R-2-R перетворювачами. Шуми квантування вхідної смуги вибірки (аудіо смуги) модулюються дельта-

сігма модулятором в високочастотну область і передискретизація вхідного спектру відбувається з набагато більшим значенням, ніж для R-2-R ЦАП. Процес «шум-формування» задається порядком модулятора, а також величиною передискретизації. Ці показники визначають динамічні можливості дельта-сігма ЦАП. Спектр для типічного модулятора дельта-сігма ЦАП показаний на рисунку 2.3, область аудіо смуги виділена як f_a . Також з рисунку можна побачити що відбувається в спектрі вище робочого.

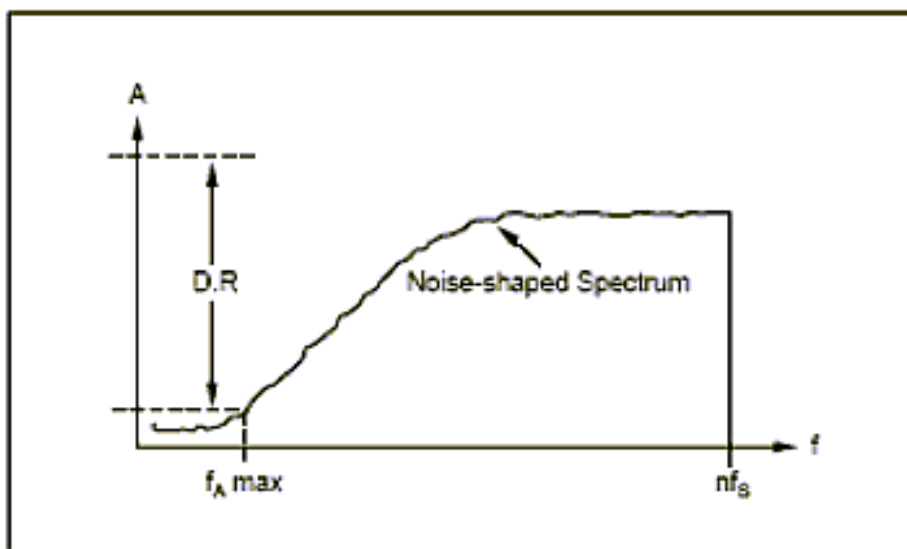


Рисунок 2.3 — Спектр ДС-шумів формування

Дельта-сігма ЦАП зазвичай інтегрований в цифровий фільтр, являючи собою монолітне виконання. Для цих ЦАП вихідний спектр показується комбінацією цифрового фільтра і дельта-сігма ЦАП, включаючи рівень послаблення, передбачуваний цифровим фільтром. Повний вихідний спектр дельта-сігма показаний на рисунку 2.4.

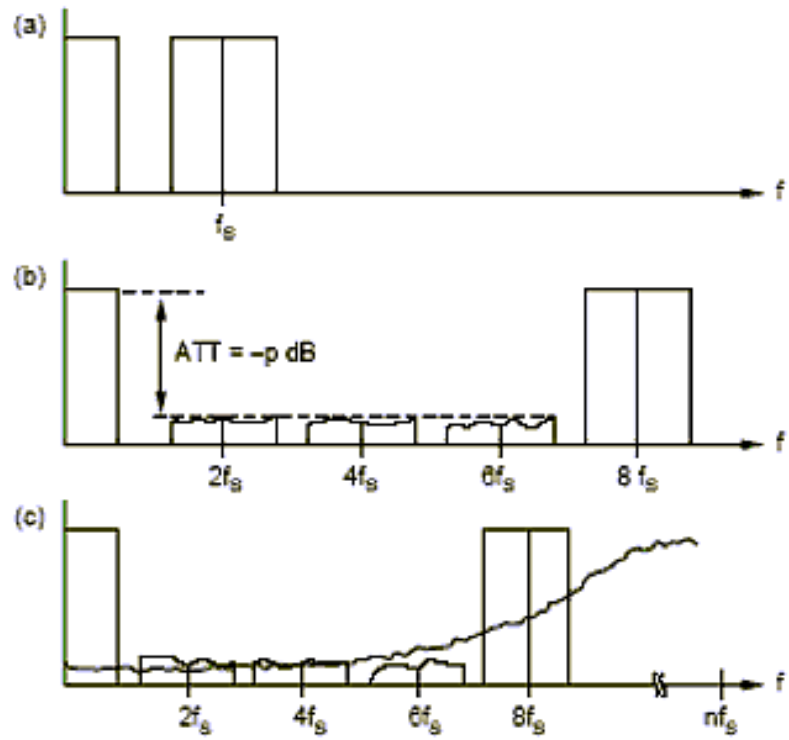


Рисунок 2.4 — Спектр ДС ЦАП з цифровим фільтром

3 РОЗРОБКА ВИСОКОЛІНІЙНОГО ЦАП ДЛЯ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМ ВИМІРЮВАННЯ НИЗЬКОЧАСТОТНИХ КАНАЛІВ І ТРАКТІВ

3.1 Високोलінійний дельта-сігма ЦАП на основі мікросхеми Crystal Semiconductor CS4390

Почнемо з опису однобітного ЦАП. Із великого різноманіття мікросхем, які можуть підійти для нашого проекту, зупинимось на продукції фірми Crystal Semiconductor. Ця фірма сильна у виготовленні однобітових ЦАП, серед яких було обрано популярну мікросхему CS4390 (рис. 3.1).

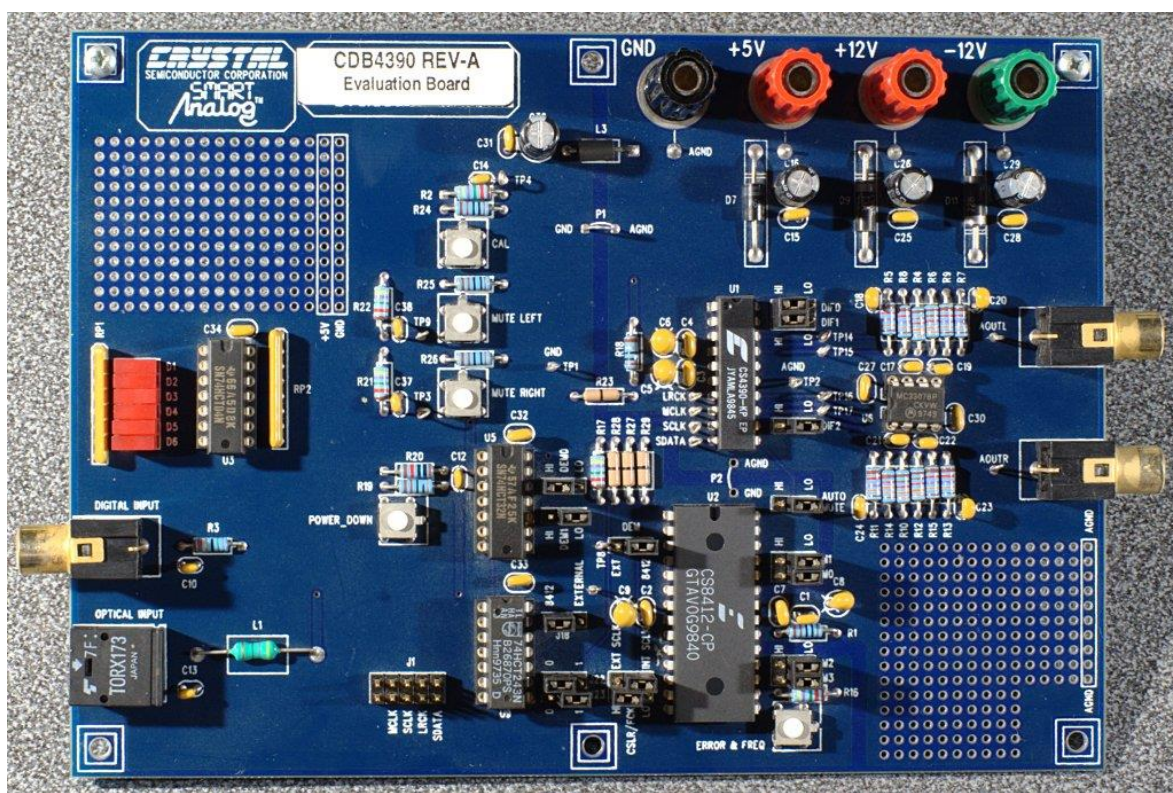


Рисунок 3.1 — Плата CS4390

Ця схема є чудовим прикладом для швидкого ЦАП перетворення аудіо-сигналів. Вона містить аналоговий аналізатор сигналів, цифрове джерело сигналу CS8412 та живлення. Аналогові виходи здійснюються через RCA-виходи для обох каналів. CS4390 може бути також налаштована на прийом зовнішніх сигналів синхронізації для роботи в користувацькому додатку при розробці системи.

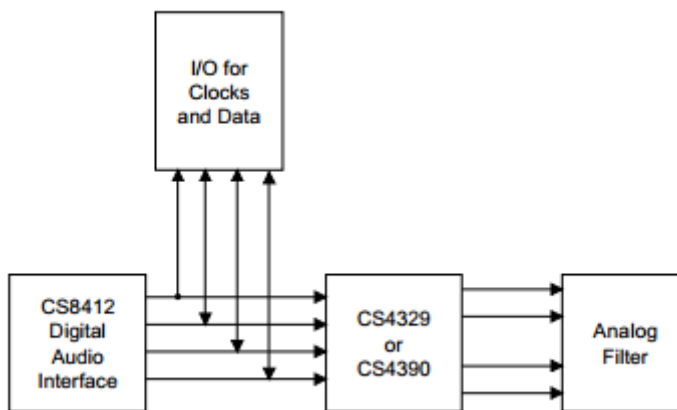


Рисунок 3.2 — Блок-схема роботи CS4390

Система приймає і декодує стандартний формат даних SPDIF, що використовують приймачі цифрового звуку. Виходи включають такі синхросигнали як bit clock, serial data, left-right clock (FSYNC), та master clock.

Під час нормальної роботи схема працює в режимі відображення стану каналів, в якому інформація про стан каналів відображається на LED-дисплеї. Канали переключаються джамперами CSLR/FCK. Це дозволяє декодувати і представляти біт de-emphasis від інтерфейсу цифрового аудіо для управління фільтра de-emphasis CS4390 через контакт 3, CC/F0. Коли активований перемикач інформації про помилку, схема працює в режимі передачі інформації про помилку і частоту. Інформація, виведена на LED-дисплей, може декодуватись, відповідно з таблицею даних схеми. Якщо перемикач інформації про помилку активний, то вихід CC/F0 не має зв'язку з бітом de-emphasis, і є імовірність того, що управління цим бітом буде видавати помилку і відтворить неправильний аудіо-вихід.

Закодована у відповідному вигляді інформація про частоту може бути виведена на екран, якщо на вхід FCK подається відповідний синхросигнал. Коли на екрані працює підсвітка, то на відповідному контакті, що міститься на схемі, встановлюється «1». Коли ж екран вимкнено, то на відповідному контакті буде «0». CS4390 була розроблена таким чином, що введення даних може бути як через коаксіальний кабель, так і через оптичний. Причому немає необхідності обирати активний вхід. Проте ці вводи не можуть управлятись одночасно.

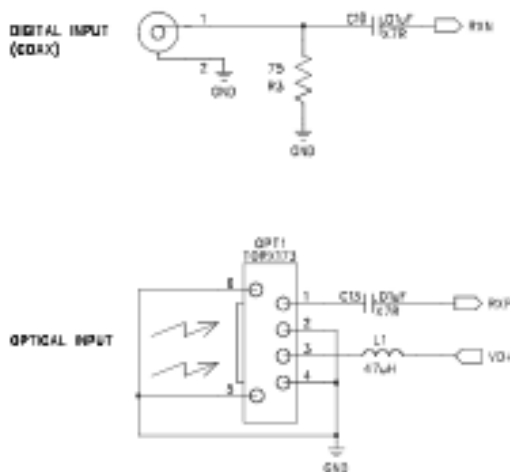


Рисунок 3.3 — Порти введення даних

Головною вимогою до CS4390 є те, що схема має бути сконфігурована так, щоб бути сумісною з вхідними даними і може бути встановлена з DIF0, DIF1 та DIF2. Формат даних схеми може бути встановлений з M0, M1, M2 та M3. Існують декілька форматів даних, які може відтворити CS4390. Вони перераховані у таблиці 3.

Таблиця 3 — Формати даних

JUMPER	PURPOSE	POSITION	FUNCTION SELECTED
CSLR/FCK	Selects channel for CS8412 channel status information	L R	See CS8412 data sheet for details
Clock Select	Selects source of system clocks and data	*B412 EXT	CS8412 clock/data source External clock/data source
J22 J23	Selects MCLK as input or output	0 1	See Input/Output for Clocks and Data section of text
M0 M1 M2 M3	CS8412 mode select	*Low *Low *Low *Low	See CS8412 data sheet for details
auto_mute	CS4329/90 Auto Mute	*Low High	On Off
DEM0 DEM1	De-emphasis select	*High *Low	See CS4329 and CS4390 data sheets for details set for 44.1 kHz
DIF0 DIF1 DIF2	CS4329/90 digital input format	*High *High *Low	See CS4329 and CS4390 data sheets for details
SCLK	CS4329/90 SCLK Mode	*INT EXT	Internal SCLK Mode External SCLK Mode
DEM_8412	Selects source of de-emphasis control	*Low High	CS8412 de-emphasis De-emphasis input static high

Notes: 1. * Default setting from factory
Table 2. CDB4329/90 Jumper Selectable Options

Щодо живлення плати, то воно подається на неї чотирма клемами. Вхід на +5 В подає живлення на CS4390 через VA+, на CS8412 через VA+ і VD+, на цифрову схему +5 В через VD+. Вхід на +/- 12 В подає живлення на аналогову схему фільтра.

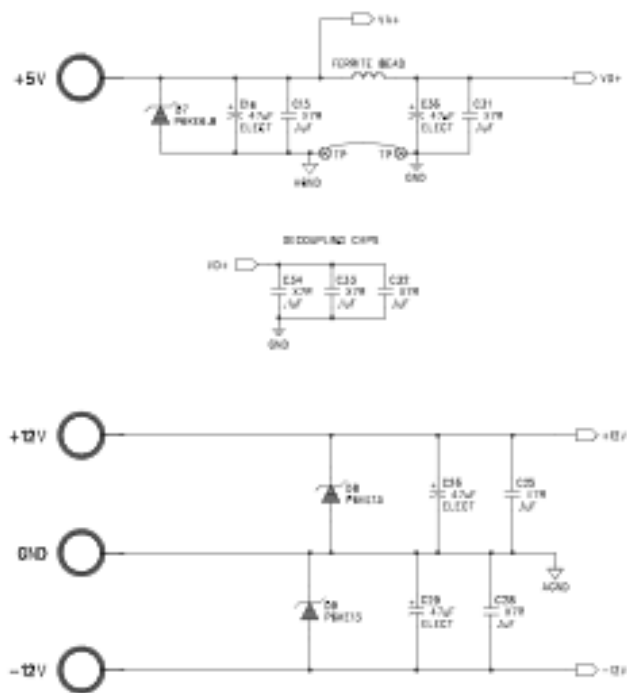


Рисунок 3.4 — Підключення живлення

Схема була розроблена таким чином, щоб було можливим підключати зовнішні системи через 10-контактний конектор, J1. Цей конектор дозволяє платі приймати зовнішньо згенеровані синхросигнали і дані. Схематично введення-виведення даних та синхросигналів зображено на рисунку 3.5.

74HC243 працює як приймач і як передавач, при цьому функціонуючи як буфер введення-виведення, де CLK SOURCE визначає в якому режимі він діє – передавача чи приймача. 74HC243 працює в якості передавача з CLK SOURCE джампером в 8412 позиціях. LRCK, SDATA та SCLK від CS8412 будуть доступні на J1. J22 повинен бути в 1 позиції для MCLK, щоб працювати як вихід і уникнути конфлікної ситуації при звертанні до шини на MCLK. 74HC243 працює як приймач CLK SOURCE джампером в зовнішній позиції. LRCK, SDATA та SCLK на J1 стають виходами. Для того, щоб плата працювала в цьому режимі, з неї необхідно видалити CS8412.

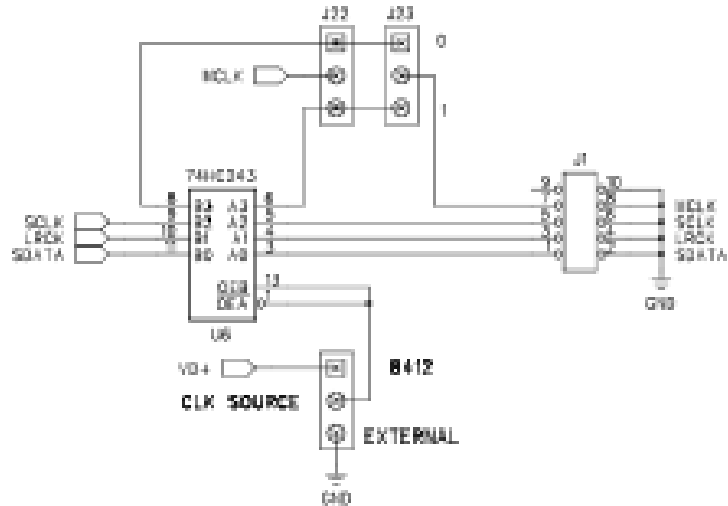


Рисунок 3.5 — Схематичне представлення введення-виведення даних

Є 2 режими роботи джерела MCLK в EXT CLK. Він може бути виходом з J23 в 1 позиції та J22 в 0 позиції. Однак, рекомендований режим роботи MCLK повинен генерувати на самій платі. MCLK стає виходом з LRCK та SCLK і вводом SDATA. Цей метод забезпечує генерування синхросигналу, щоб максимізувати продуктивність роботи. Цього можна досягти, встановивши кварцевий генератор в U4 (сокет для U4 розташований в місці для CS8412), який перемикає J22 в 1 позицію і J23 в 0 позицію.

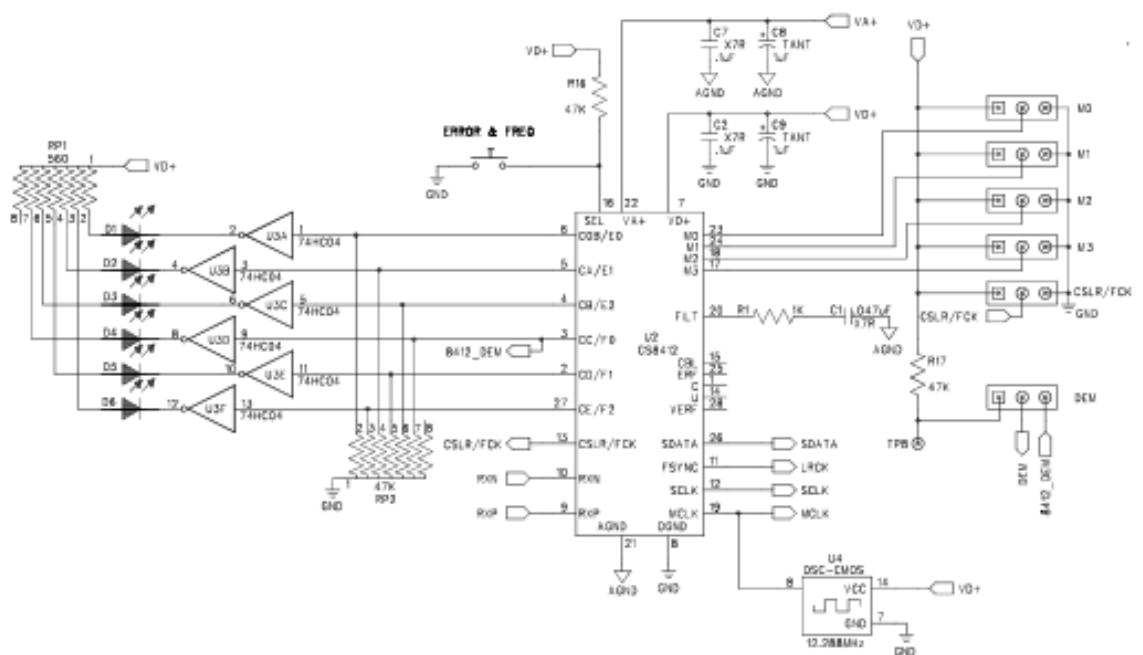


Рисунок 3.6 — Схема підключення цифрового аудіоприймача CS8412

CS4390 вимагає дуже уважного ставлення до джерела живлення та правильності підключення і розташування, що впливає на продуктивність роботи. Рекомендовано наступне розташування живлення. VA+ з'єднаний з чистими +5 В. Напруга VD+ повинна бути отримана з VA+ через резистор 2 Ом і не повинен використовуватись більше ні до якої додаткової цифрової схеми. Ідеально, коли контакти режиму, що потребують цієї напруги, з'єднані безпосередньо з VD+. На рисунку 3.7 зображені оптимальні варіанти з'єднань по живленню.

Аналогова та цифрова області плати розділені окремими шарами основи. DGND для CS4390 не повинен бути переплутаний з основою для цифрової області системи GND. CS4390 розміщена в аналоговій площині основи біля цифро-аналогового розділення площини основи. Ці площини з'єднані в іншому місці на платі. Цей метод розташування використовується щоб мінімізувати цифровий шум і забезпечити належну відповідність-упорядкування джерела живлення.

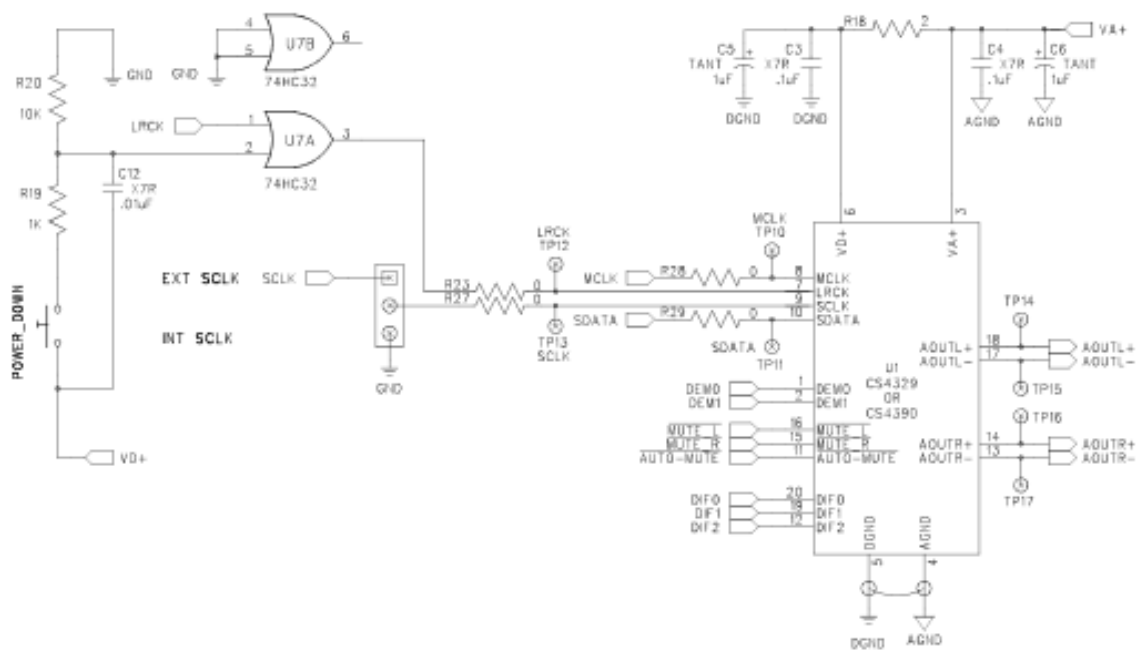


Рисунок 3.7 — Живлення CS4390

3.2 Розробка функціональної схеми дельта-сігма ЦАП

Проаналізувавши плату CS4390 та її компоненти, додаємо ще декілька компонентів та отримуємо наступну схему.

Отримана схема складається з наступних компонентів.

Резистори R1-R7 є малогабаритними, потужністю 0,125W. R8 та R9 серії ВС. Електролітичні конденсатори C2, C4, C8, C9 мають номінал 1000 мкФ та робочу напругу 6,3-10V. Конденсатори C1, C3, C5, C6, C7 — керамічні. C10, C11 серії K40. Трансформатор T1 — для цифрового аудіо.

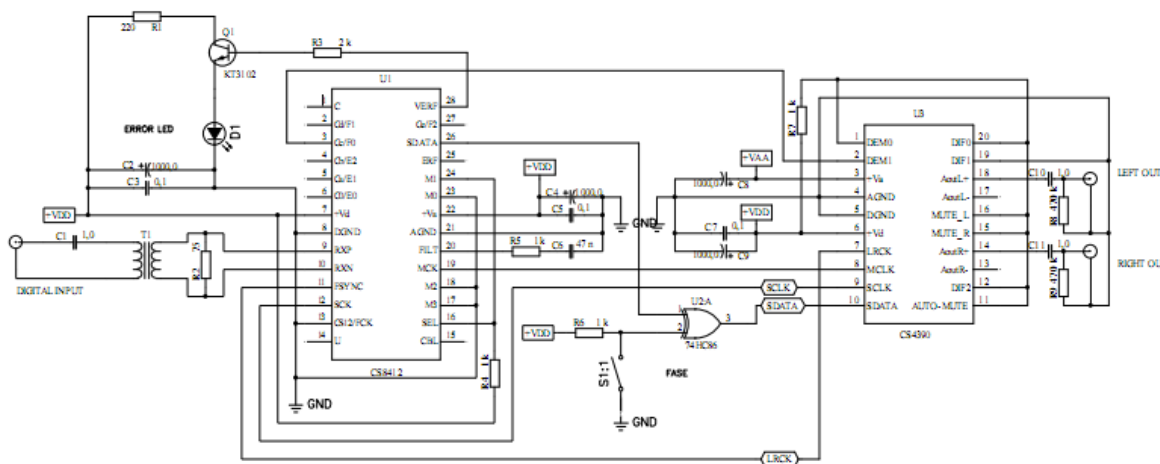


Рисунок 3.8 — Функціональна схема CS4390

Для максимального використання звукового потенціалу даної схеми вимагається дотримання наступних правил монтажу. Всі з'єднання загального провідника схеми (позначено значком GND) краще здійснити в одній точці, наприклад, на виході мікросхеми U2. Найбільше уваги слід приділити вхідному вузлу цифрового сигналу, що включає вхідне гніздо, елементи C1, T1, R2 та виходи 9, 10 мікросхеми U1. Необхідно використовувати максимально короткі сполучення та виходи компонентів. Те саме стосується вузла, що складається з елементів R5, C6 та виходів 20, 21 мікросхеми U1. Електролітичні конденсатори з відповідними керамічними конденсаторами повинні бути встановлені в безпосередній близькості від виходів живлення мікросхем і сполучені з ними провідниками мінімальної довжини. На схемі не вказані ще один електроліт та

керамічний конденсатор, які підключаються безпосередньо на виходи живлення 7 і 14 мікросхеми U2. Необхідно також з'єднати між собою виходи 1, 2, 4, 5, 7, 9, 10 мікросхеми U2.

Величезна ємність використаних електролітичних конденсаторів та їх велика кількість, порівняно зі звичайними рекомендаціями для цифрових схем обумовлюється тим, що цифрове аудіо та проблеми, що з ним пов'язані, мають мало спільного з класичною цифровою технікою. В даній схемі кожен електролітичний конденсатор забезпечує формування фронту з високою крутизною цифрового сигналу відповідних мікросхем, який напряду зв'язаний з величиною джиттера, який негативно впливає на кінцевий аналоговий сигнал. Інтенсивне використання керамічних конденсаторів служить для очистки живлення від цифрових завад, а також виконано в ідеології боротьби з джиттером.

Якість конденсаторів, що використовуються для розв'язки по живленню в цифровій частині подібних схем має дуже великий вплив на звучання всього пристрою вцілому. Для забезпечення малої тривалості фронту цифрового сигналу необхідно використовувати конденсатори великої ємності і з малим внутрішнім опором, що забезпечує його швидкісні властивості (наприклад, танталові). Подібні конденсатори також забезпечують хорошу фільтрацію по живленню. Але з іншого боку, разом із паразитною індуктивністю монтажу такі конденсатори утворюють високо добротний коливальний контур, який «заводиться» від імпульсної завади на частоті резонансу і коливальний процес в цьому контурі формує вже свої завади по живленню, які розподілені по часу і по своїй амплітуді можуть перевищувати викликавши цей процес заваду. І це все дуже добре чути. Для зменшення добротності такого паразитного контура необхідно використовувати конденсатори з більш високим внутрішнім опором, що протирічить вищевказаним вимогам. Як завжди, в аудіотехніці оптимальне рішення лежить десь посередині, але його завжди важко знайти.

Безпосереднє підключення мікросхеми ЦАП до виходу лише через розділяючі конденсатори є можливим по наступних причинах. В мікросхемі CS4390 є вбудований аналоговий фільтр та власний буфер аналогового сигналу.

Зазвичай вбудований буфер виконаний на основі дешевого операційного підсилювача, причому виробник не дає можливості відключити або обійти аналогову частину, залишається лише постаратись максимально її використати.

Принцип побудови однобітових ЦАП обумовлює наявність на внутрішніх ланцюгах живлення значних по величині імпульсних похибок. Для зменшення їх впливу на вихідний сигнал, вихід однобітних ЦАП практично завжди роблять по диференційній схемі. В даному випадку нас не цікавлять рекордні показники сигнал-шум, тому ми використовуємо тільки один вихід для кожного каналу, що дозволяє уникнути застосування додаткових аналогових каскадів і їх впливу на звук. Амплітуда сигналу на виходах є цілком достатньою для нормальної роботи, а вбудований буфер непогано справляється з таким навантаженням як міжблочний кабель.

Тепер поговоримо про живлення нашого пристрою. Звук — це просто модульоване джерело живлення і більш нічого. Початковий варіант стабілізатора живлення для нашого пристрою показаний на рисунку 3.9.

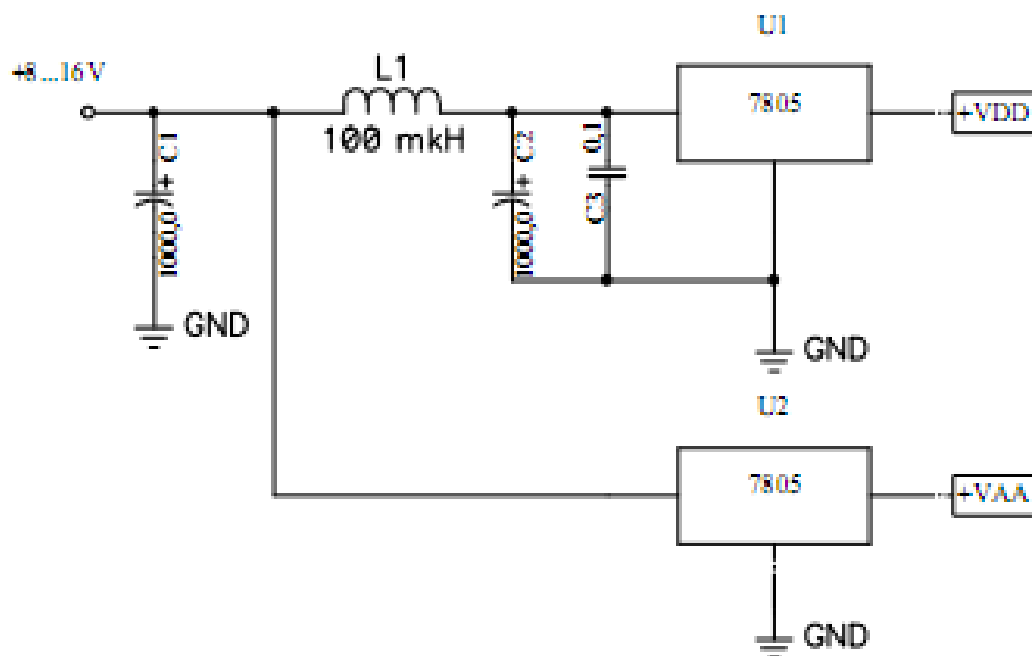


Рисунок 3.9 — Стабілізатор живлення

Перевагами даної схеми є простота та зрозумілість. Використовуються різні стабілізатори для цифрової та аналогової частин схеми. Між собою стабілізатори розв'язані по живленню за допомогою фільтра, що складається з елементів C1, L1, C2, C3. Найкращі результати дає використання замість стабілізаторів 7805 стабілізаторів серії LM317 з відповідними для нашої напруги живлення резисторами. LM317, порівняно з 7805, мають більш широкий частотний діапазон (по ланцюгах живлення у нас не лише постійний струм, а й широкосмугові цифрові завади), менші внутрішні шуми і більш спокійну реакцію на імпульсне навантаження.

По останньому пункту річ тут ось в чому. У встановленому режимі при появі імпульсної завади (а по живленню їх досить велика кількість) схема стабілізації, яка містить в собі глибокий внутрішній зворотній зв'язок (для забезпечення хороших показників стабілізації по постійному струмові і малого вихідного опору), намагається її компенсувати. Як потрібно для схем зі зворотнім регулюванням, тут виникає затухаючий коливальний процес, на який накладаються нові завади, і в результаті у нас по живленню весь час відбувається щось незрозуміле. Звідси слідує, що в якості стабілізаторів живлення для цифрових схем бажано використовувати схеми на дискретних елементах, які не містять зворотніх зв'язків. Достатньо високий вихідний опір таких схем, який до того ж має пасивний характер, перекладає відповідальність за боротьбу з імпульсними завадами на шунтуючі конденсатори, які непогано справляються з цією задачею і це дуже добре відображається на звучанні.

Крім того, явно вимальовується необхідність застосування для кожного виходу живлення цифрових мікросхем свого окремого стабілізатора разом з елементами розв'язки по живленню (L1, C2, C3 на рисунку 3.8). В ЦАП серії "MARKAN" для кожного виходу живлення мікросхем використовується окремий стабілізатор, випрямляч з додатковою інтенсивною фільтрацією цифрових завад та окрема обмотка мережевого трансформатора. Для живлення цифрової та аналогової частин схеми використовуються окремі мережеві трансформатори. Але

ми використовуємо схему на рисунку 3.9. В випрямлячі краще використовувати діоди Шоттки.

4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ

4.1 Застосування ЦАП у вимірювальному комплексі аналізу параметрів звукових трактів

На основі мікросхеми дельта-сігма перетворювача CS4390 було побудовано аудіо-ЦАП для проведення аналізу параметрів звукових трактів. Готовий пристрій зображено на рисунку 4.1 а), б).



Рисунок 4.1 — Генератор аналогових сигналів для вимірювання низькочастотних каналів і трактів: а) вигляд зсередини



Рисунок 4.1 — Генератор аналогових сигналів для вимірювання низькочастотних каналів і трактів: б) вигляд спереду.

4.2 Дослідження двотактного підсилювача постійного струму

Для системи вимірювання низькочастотних трактів дуже важливою є наявність підсилювача струму. На основі проведених досліджень було обрано найкращу з точки зору лінійності структурну організацію ДППС. Функціональна схема ДППС наведена на рисунку 4.2.

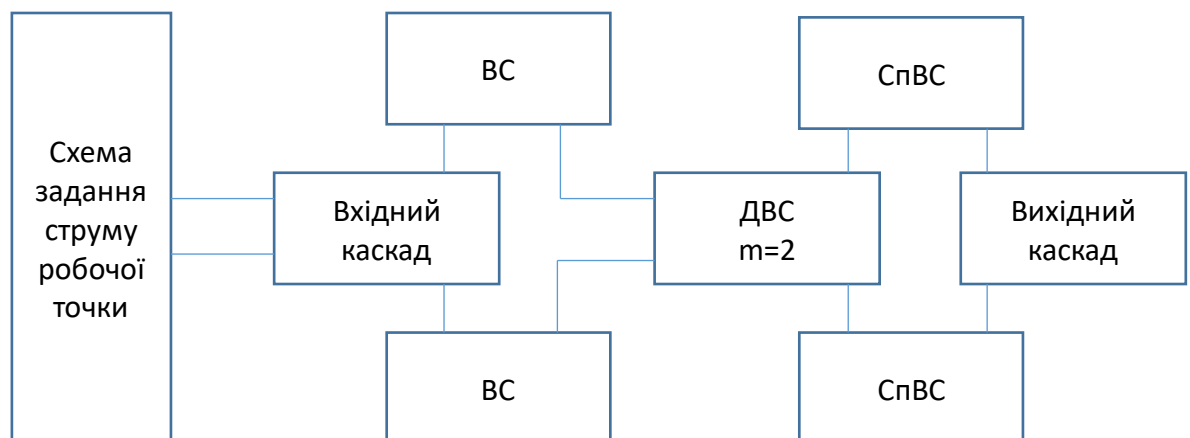


Рисунок 4.2 — Функціональна схема розробленого ДППС

Згідно запропонованої функціональної схеми підсилювача було запропоновано його принципову схему, що наведено на рисунку 4.3.

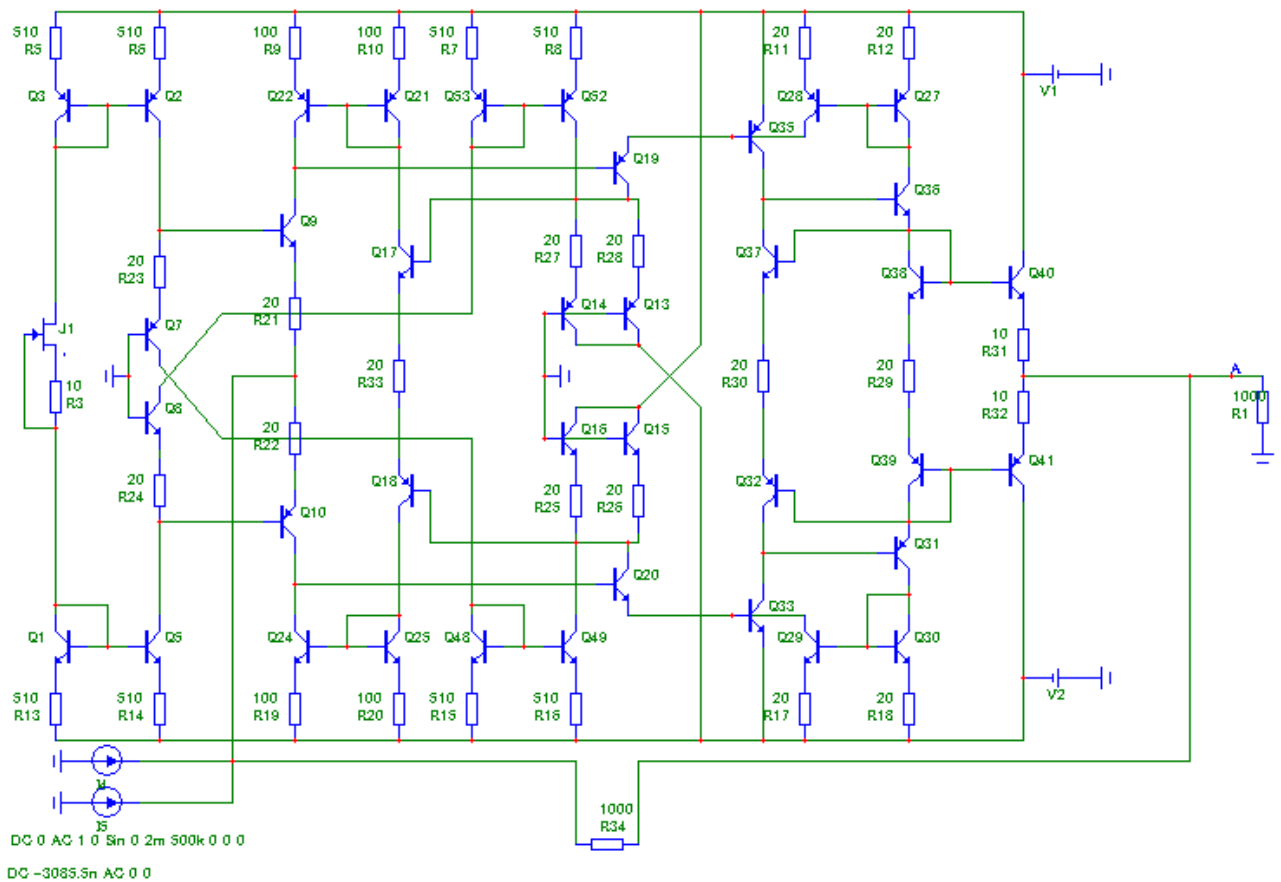


Рисунок 4.3 — Принципова схема розробленого ДППС

Програма схемо-технічного моделювання Micro-Cap має зручний, дружній інтерфейс і пред'являє досить скромні вимоги до програмно-апаратних засобів персонального комп'ютера. Однак надані при цьому можливості досить великі. Програма дозволяє створювати проєктовані аналогові, цифрові та змішані аналого-цифрові електричні схеми, виконувати їх введення для моделювання та отримання характеристик, змінювати параметри схем для отримання необхідних характеристик. Програма дозволяє виконувати аналіз нелінійних електронних схем по постійному струму, виконувати розрахунок перехідних процесів, розраховувати частотні характеристики. Є засоби синтезу пасивних і активних аналогових фільтрів. Програма може будувати графіки результатів моделювання.

Спроектовані і відпрацьовані схеми, а також графіки, що відображають їх характеристики, можуть виводитися в графічному вигляді для документування.

Наступним кроком розробки є дослідження роботи схеми в середовищі MicroCap та отримання основних статичних і динамічних характеристик, що є важливими для застосування підсилювача в якості ОП для генератора аналогових сигналів. Для дослідження обрано схему вмикання інвертуючий підсилювач з коефіцієнтом передачі 1.

На рисунку 4.4 наведено АЧХ та ФЧХ підсилювача при навантаженні 10кОм, 1кОм, 100Ом. Як бачимо з графіків, чим менше навантаження, тим більша швидкодія ППС. Це викликано паразитними ємностями та індуктивностями резистора, які стрімко зростають при збільшенні опору.

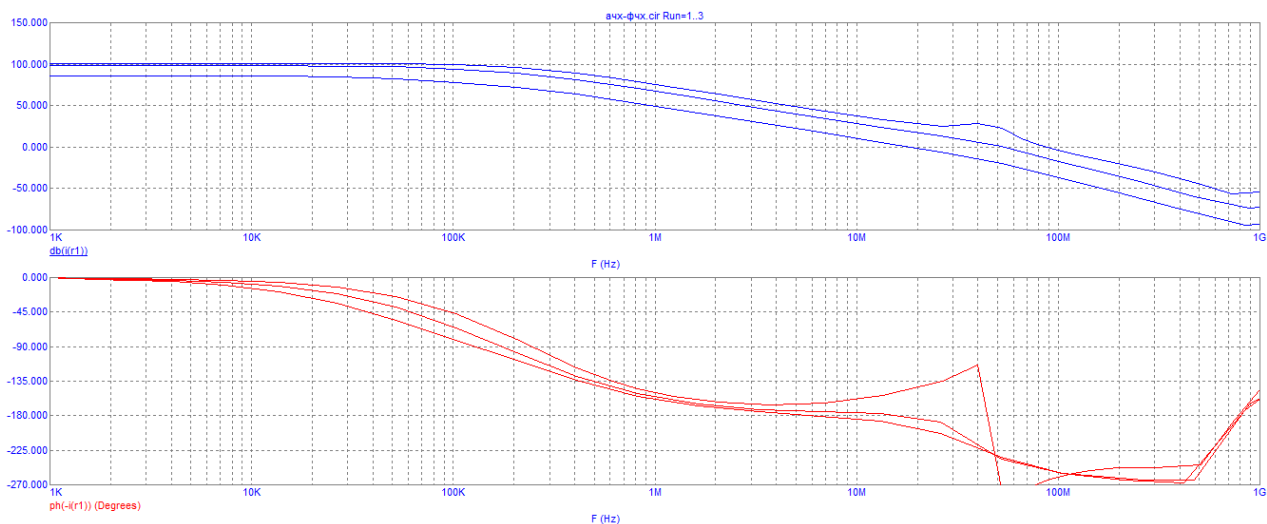


Рисунок 4.4 — АЧХ та ФЧХ підсилювача при навантаженні 10кОм, 1кОм, 100Ом

Підсилювач буде стабільно працювати на частотах при фазі до -180° . По графіку видно, що це частота 5МГц. Причому коефіцієнт підсилення в цій точці від 25 до 45 дБ. Визначимо смугу пропускання розробленого підсилювача. Для цього знімемо його АЧХ та визначимо в якій точці характеристики коефіцієнт підсилення впаде на 3 дБ (рис. 4.5).

Як бачимо з рисунка смуга пропускання підсилювача становить 80кГц при максимальному коефіцієнті підсилення 98дБ.

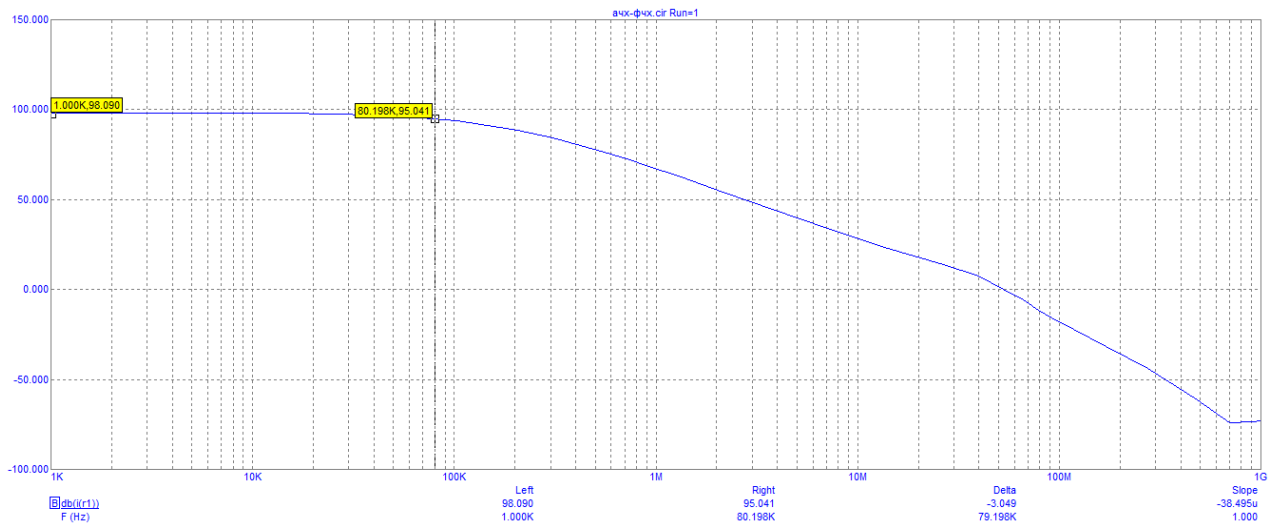


Рисунок 4.5 — АЧХ підсилювача, визначення смуги пропускання

Дослідимо реакцію схеми на прямокутні імпульси. Результати моделювання наведено на рисунку 4.6.

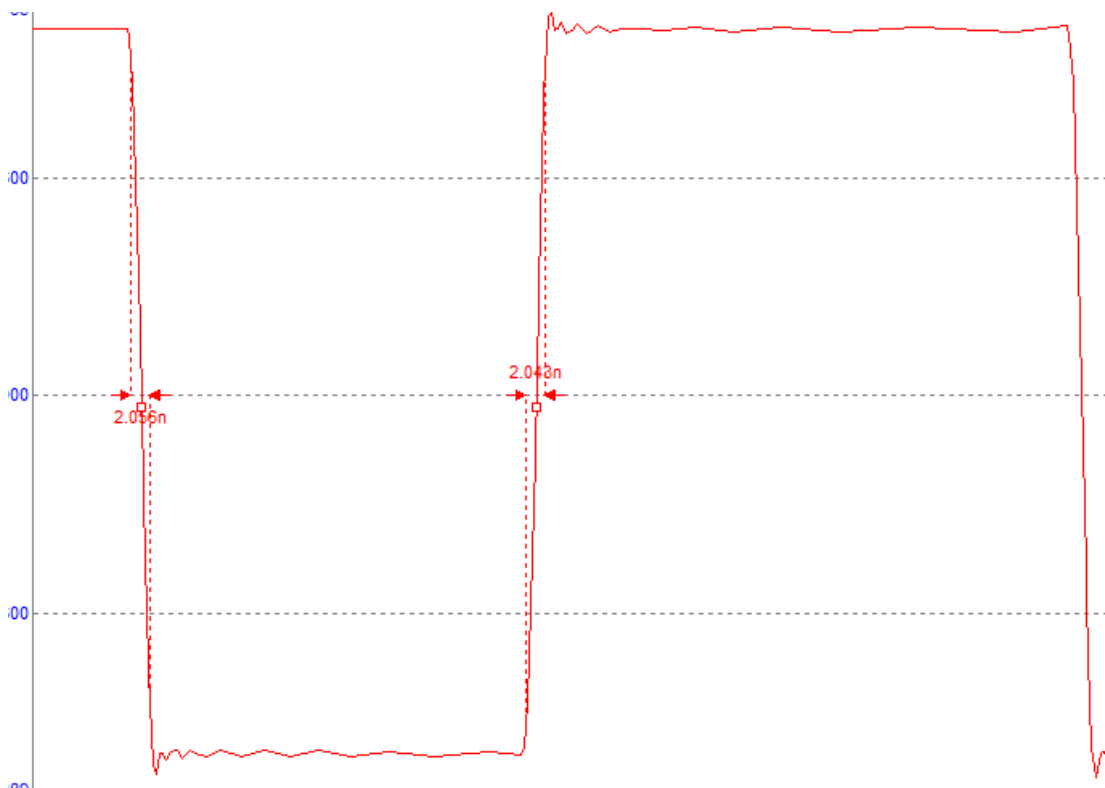


Рисунок 4.6 — Реакція схеми на прямокутні імпульси з визначеними фронтами

Як бачимо, перерегулювання практично відсутнє, а передній і задній фронт сигналу майже ідентичні, що свідчить про збалансованість схеми в цілому. При цьому швидкість наростання вихідного сигналу складає 875 В/мкс, що є досить високим показником.

На рисунку 4.7 зображено передатну характеристику підсилювача в зоні великого сигналу. Ця характеристика показує наскільки сигнал буде спотворюватись в режимі великого підсилення вхідного сигналу.

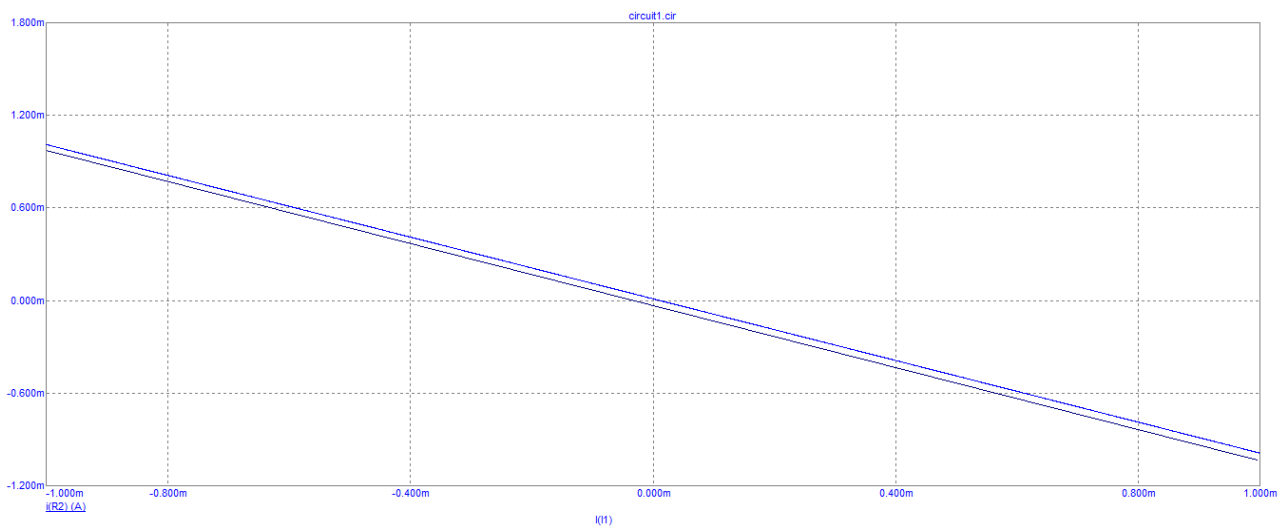


Рисунок 4.7 — Передатна характеристика підсилювача в зоні великого сигналу

Як бачимо характеристика паралельна нарисованій лінії, що вказує на рівне підсилення верхнього і нижнього каналів.

Наведемо рекомендації щодо виготовлення друкованої плати макету підсилювача. При проектуванні і розводці аналогових схем виробники рекомендують дотримуватись наступних прийомів.

Друкована плата:

- використання друкованих плат тільки з якісного матеріалу (наприклад, FR-4);
- використання розділених полігонів для різних земель і живлень.

Компоненти:

- брати до уваги частотні обмеження, внесені пасивними компонентами провідниками плати;
- намагатися уникати вертикального розміщення пасивних компонентів у високошвидкісних схемах;
- для високочастотних схем використовувати компоненти, призначені для поверхневого монтажу;
- провідники повинні бути короткими;
- якщо потрібна велика довжина провідника, то необхідно зменшити його ширину;
- не використовувати виводи активних компонентів повинні бути правильно підключені.

Розведення:

- розміщувати аналогову частину схеми в районі роз'єму живлення;
- ніколи не розводити провідники, що передають логічні сигнали, через аналогову область плати, і навпаки;
- провідники, які підходять до інвертуючого входу ОП, робити короткими;
- упевнитися, що провідники інвертуючого і не інвертуючого входів ОП не розташовуються паралельно один одному на великій відстані;
- намагатися уникати застосування зайвих перехідних отворів, тому що їх власна індуктивність може привести до виникнення додаткових проблем;
- не розводити провідники під прямими кутами і згладжувати вершини кутів, якщо це можливо.

Розв'язка:

- використовувати правильні типи конденсаторів для придушення перешкод у ланцюгах живлення;
- для придушення низькочастотних перешкод і шумів використовувати танталові конденсатори біля вхідного роз'єму живлення;
- для придушення високочастотних перешкод і шумів використовувати керамічні конденсатори біля вхідного роз'єму живлення;

— в окремих випадках в ланцюгах живлення використовувати послідовно включені резистори малого опору або індуктивності;

— розв'язуючі конденсатори аналогового живлення повинні підключатися тільки до аналогової землі, а не до цифрової.

ВИСНОВОК

Після проведення дослідів робимо висновок про те, що вибір схематичної та конструктивної реалізації аудіо-ЦАП для вимірювання параметрів низькочастотних каналів і трактів повинен здійснюватись в основному з орієнтацією на динамічні характеристики. Цей підхід дозволив розглянути сучасні вітчизняні та зарубіжні мікросхеми високолінійних ЦАП. Вибір був зроблений на користь дельта-сігма ЦАП фірми Crystal Semiconductor Corporation. На основі мікросхеми CS4390 та її демо-модуля побудований аудіо-ЦАП для застосування в вимірювальному комплексі аналізу параметрів звукових трактів.

Отже, всі поставлені задачі для виконання бакалаврської роботи було проведено такі, як аналіз динамічних параметрів ЦАП, вибір оптимальної архітектури для аудіо-ЦАП, розробка високо-лінійного ЦАП та експериментальні дослідження.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Осадчук, Б.В. Цифро-аналоговий перетворювач. НТКП ВНТУ. Факультет інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії, Ukraine, apr. 2022. Режим доступу: <<https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/all-fitki/all-fitki-2022/paper/view/15068>>.
2. Sigma-delta ADCs and DACs//Application Note AN-283. — Analog Devices. — 1997.
3. Gaddy L., Kawai H. Dynamic Performance Testing of Digital Audio D/A Converters// Application Bulletin AB-104. — Burr-Brown Corporation. — 1998.
4. О.Д. Азаров, О.О. Решетнік, і С.В. Богомолів, Системи числення з ваговою надлишковістю для швидкодіючих АЦП послідовного наближення і ЦАП, що самокалібруються, – М.: ВНТУ, 2011.
5. Аналого-цифрові та цифро-аналогові перетворювачі [Електронний ресурс]: -Режим доступу: https://studwood.net/1678197/tehnika/anologo_tsifrovi_tsifro_analogovi_peretvoryuvachi
6. Аналого-цифрові та цифро-аналогові перетворювачі [Електронний ресурс]: - Режим доступу: https://web.posibnyky.vntu.edu.ua/firen/6bilynskyj_elektronni_systemy/44.html
7. Мікропроцесорна техніка : навчальний посібник / С. М. Цирульник, О. Д. Азаров, Л. В. Крупельницький, Т. І. Трояновська. – Вінниця : ВНТУ, 2017. – 123 с.
8. Прянишников В.А. Электроника. Курс лекций. Учебник для высших и средних учебных заведений. – М.: Корона-принт, 1998
9. Шило В.Л. Популярные цифровые микросхемы. – М.: Радио и связь. 1989.
10. Стешенко В. Б. Школа схемотехнического проектирования устройств обработки сигналов. Компоненты и технологии, № 3, 4 –М. Техно, 2000.

ДОДАТОК А

Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії
Кафедра обчислювальної техніки

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. завідувача кафедри ОТ

_____ д.т.н, проф. Азаров О.Д.

«10» лютого 2022 р.

Технічне завдання

На виконання комплексної бакалаврської дипломної роботи
Цифроаналоговий генератор тестових низькочас-тотних сигналів з вихідним
підсилювачем потужності. Частина 1. «Цифро-аналоговий перетворювач».

08-23.КБДР.043.00.000 ПЗ

Науковий керівник: к.т.н., доцент каф. ОТ

Крупельницький Л.В. _____

Студент групи 1КІ-18Б

Осадчук Б.В. _____

1 Підстава для виконання бакалаврського дипломної роботи

1.1 Аналіз методів побудови високолінійних ЦАП, проектування аудіо-ЦАП, розробка пристрою.

1.2 Наказ про затвердження теми БДР

2 Мета БДР і призначення розробки

2.1 Мета робота — розробка високо-лінійного аудіо-ЦАП та проведення дослідів із ним за допомогою цифро-аналогового генератора тестових низькочастотних сигналів з вихідним підсилювачем потужності.

2.2 Призначення розробки — посилення динамічних параметрів ЦАП.

3 Вихідні дані для виконання БДР

3.1 Тема роботи «Цифро-аналоговий перетворювач», керівник роботи Крупельницький Леонід Віталійович к.т.н., доцент кафедри ОТ, затверджені наказом вищого навчального закладу від «24» 03. 2022 року № 66.

3.2 Строк подання студентом роботи 22.06.2022р.

3.3 Вихідні дані до роботи діапазон вихідних напруг — від мінус10 В до 10 В, смуга робочих частот — від 20 Гц до 22 кГц, вихідна потужність — не менше 500 кВт, нелінійність — не більше 0.01%, рівень шумів — не більше — 90 Дб.

3.4 Зміст розрахунково-пояснювальної записки: вступ, методи побудови високо-лінійних ЦАП для комп'ютерних систем вимірювання параметрів звукових трактів, проектування аудіо-ЦАП з урахуванням спектру вихідних сигналів, розробка високо лінійного ЦАП для комп'ютерних систем вимірювання низькочастотних каналів і трактів, розробка експериментальні дослідження.

3.5 Перелік графічного матеріалу: опис модуля CS4390, функціональна схема CS4390, принципова схема розробленого ДППС, АЧХ та ФЧХ підсилювача при навантаженні.

3.6 Консультанти розділів роботи зазначено в таблиці 1.

Таблиця 1— Консультанти роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		Видав	прийняв
1-4	Крупельницький Л.В., к.т.н доцент	11.02.2022р.	17.05.2022р.

3.7 Дата видачі завдання 05 вересня 2021 року.

3.8 Календарний план роботи зазначний в таблиці 2.

Таблиця 2 — Календарний план

№з/п	Назва етапів дипломного проекту (роботи)	Строк виконання	Примітка
1	Постановка задачі роботи	11.10.2022	Виконано
2	Аналіз методів роботи підсилювача	29.02.2022	Виконано
3	Проектування аудіо-ЦАП	15.03.2022	Виконано
4	Розробка пристрою	17.04.2021	Виконано
5	Оформлення пояснювальної записки	17.05.2022	Виконано
6	Аналіз виконання роботи, висновки, додатки	14.06.2022	Виконано
7	Перевірка якості виконання бакалаврської роботи	15.06.2022	Виконано

Технічне завдання до виконання прийняв _____ Осадчук Б.В.

Додаток Б

Класифікація ЦАП

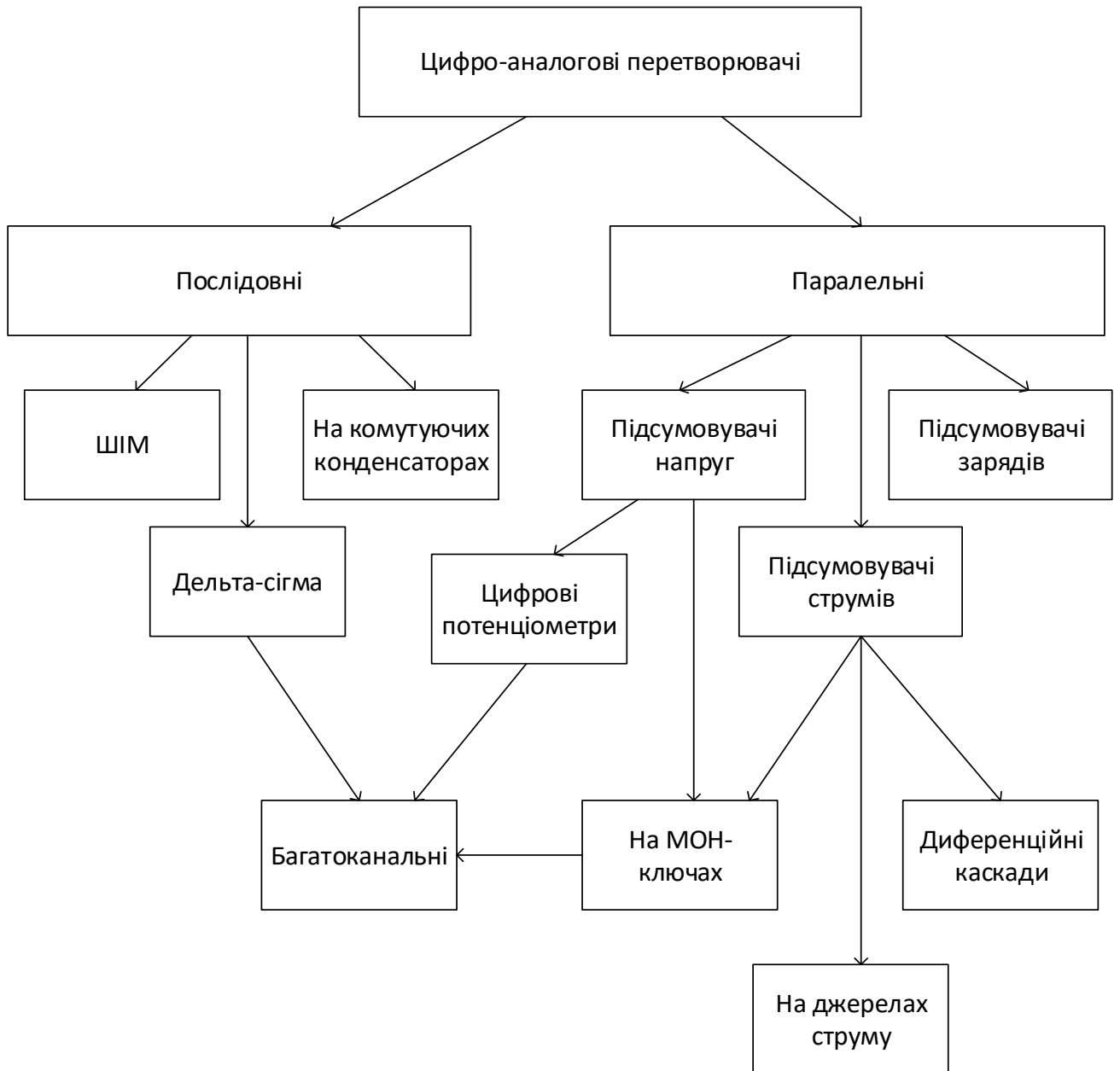


Рисунок Б.1 — Класифікація ЦАП

Додаток В

Вигляд модуля

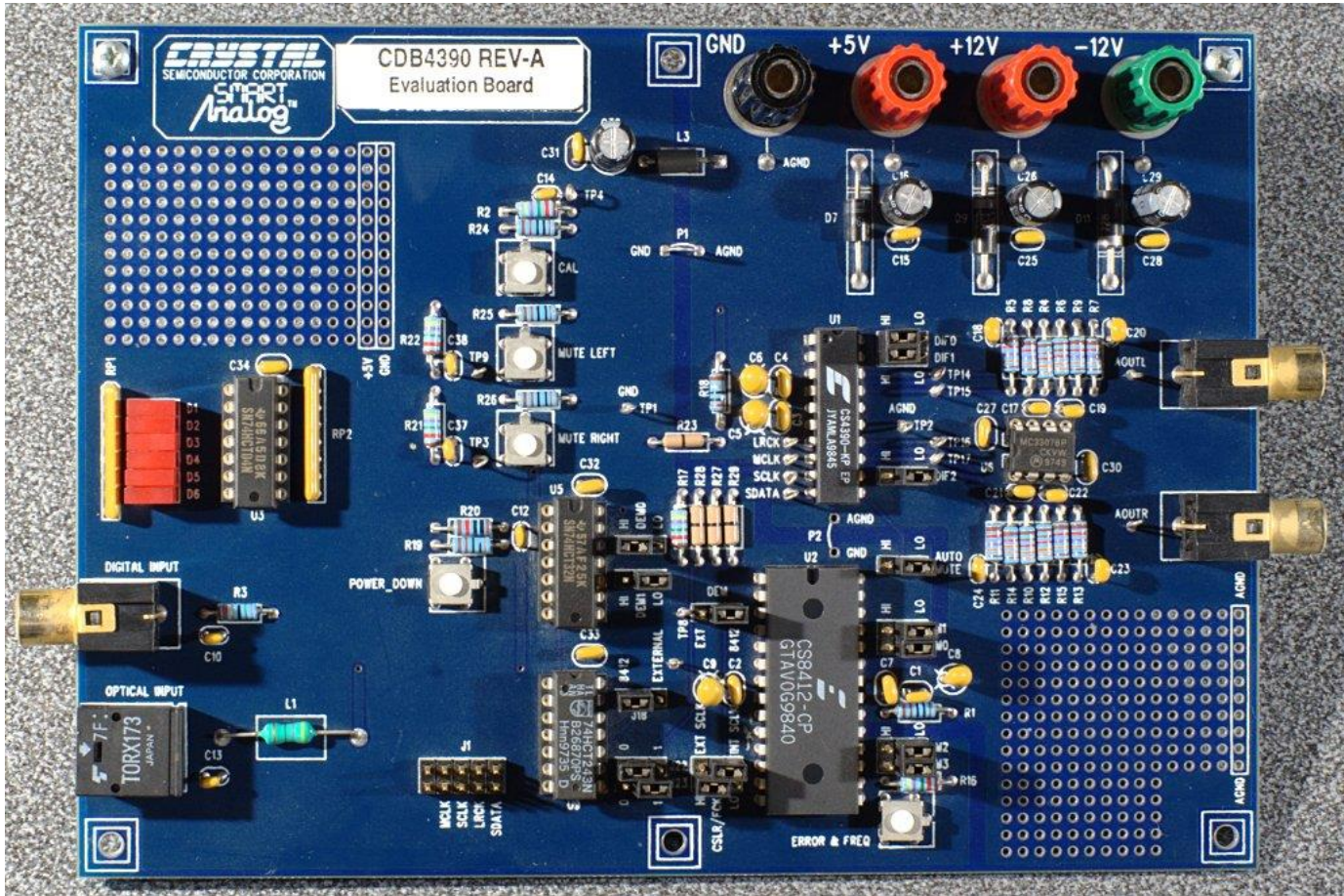


Рисунок В.1— Вигляд модуля CS4390

Додаток Г

Функціональна схема

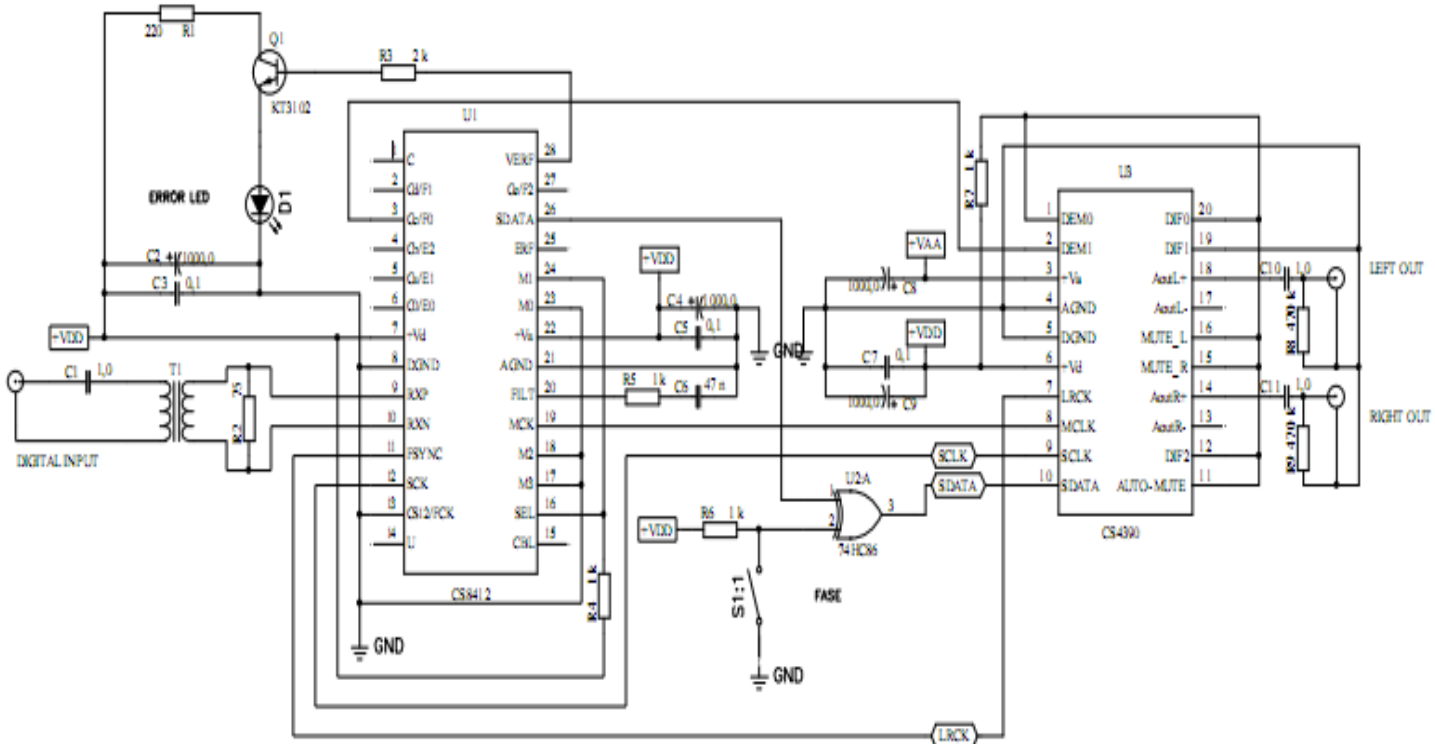


Рисунок Г.1 — Функціональна схема CS4390

Додаток Д

Принципова схема

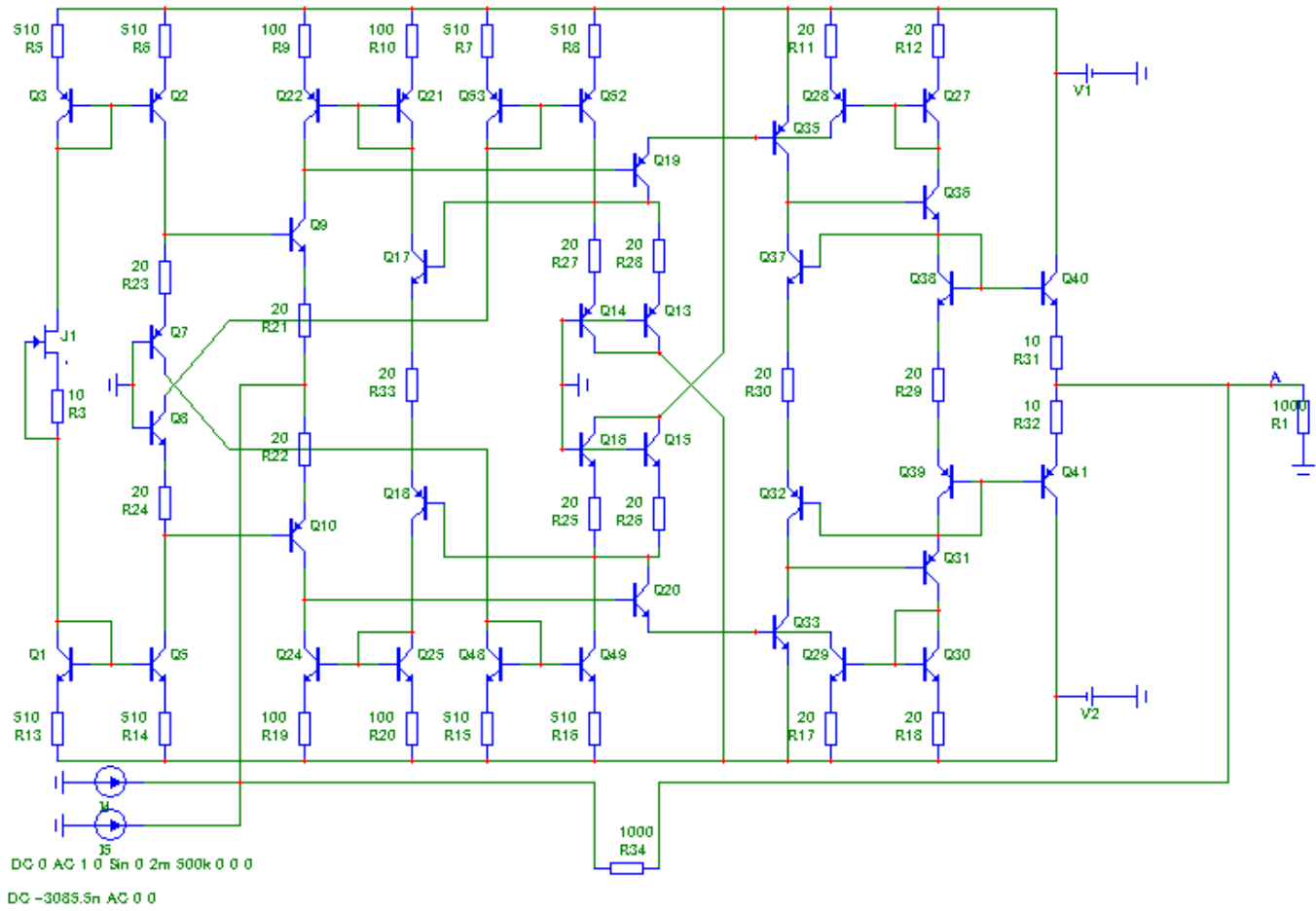


Рисунок Д.1 — Принципова схема розробленого ДППС

Додаток Е

АЧХ та ФЧХ підсилювача

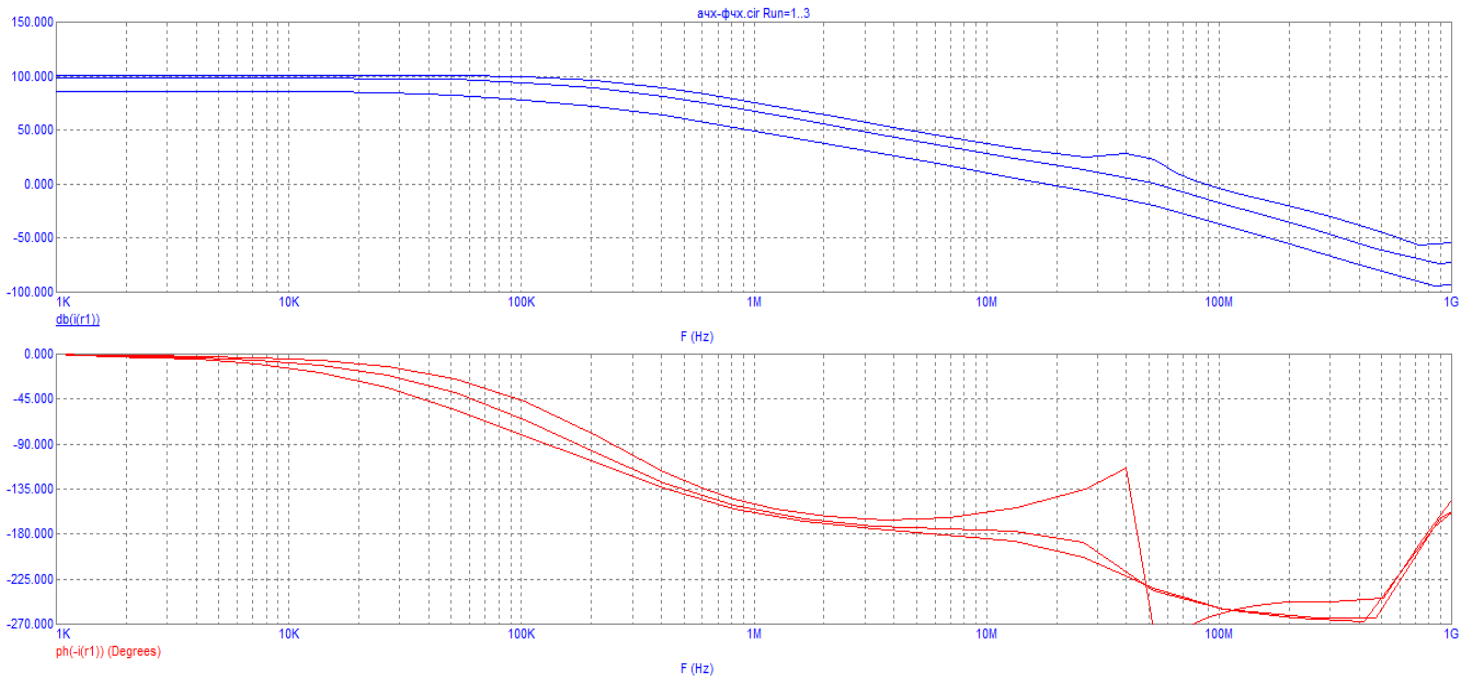


Рисунок Е.1 — АЧХ та ФЧХ підсилювача при навантаженні

Додаток Ж
ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ
ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: Цифро-аналоговий генератор тестових низькочастотних сигналів з вихідним підсилювачем потужності. Частина 1. «Цифро-аналоговий перетворювач».

Тип роботи: _____ комплексна бакалаврська дипломна робота
(БДР, МКР)

Підрозділ _____ кафедра обчислювальної техніки
(кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Unicheck

Оригінальність _____ 75,5% _____ Схожість _____ 24,5% _____

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

- Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.
- 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.
- 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 _____ Захарченко С.М.
(підпис) (прізвище, ініціали)

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

Автор роботи _____ Осадчук Б.В.
(підпис) (прізвище, ініціали)

Керівник роботи _____ Крупельницький Л.В.
(підпис) (прізвище, ініціали)