

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

Пояснювальна записка

до комплексної бакалаврської дипломної роботи

бакалавр

Цифроаналоговий генератор тестових низькочас-тотних сигналів з вихідним підсилювачем потужності. Частина 2. «Низькочастотний мостовий підсилювач».

08-23.КБДР.044.00.000 ПЗ

Виконав: студент 4 курсу, групи ІКІ-186

спеціальності:

123 «Комп'ютерна інженерія»

Ситников В.Д. 

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 2022

м. Вінниця – 2022 рік

Вінницький національний технічний університет

Факультет інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії

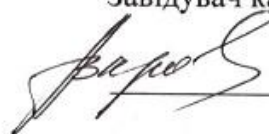
Кафедра обчислювальної техніки

Освітньо-кваліфікаційний рівень бакалавр

Спеціальність 123 Комп'ютерна інженерія

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ОТ, д.т.н., проф.

 Азаров О.Д.

«08» 02 2022 року

ЗАВДАННЯ

НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Ситникову Владиславу Дмитровичу

1 Тема роботи Низькочастотний мостовий підсилювач
керівник роботи Крупельницький Леонід Віталійович, к.т.н., доцент
затверджені наказом вищого навчального закладу від .
«21» 26 2022 року №

2 Строк подання студентом роботи 21.06.2022



3 Вихідні дані до роботи діапазон вихідних напруг — від -10 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.

4 Зміст розрахунково-пояснювальної записки: вступ, аналіз побудови високо-лінійних ЦАП та їх вихідних підсилювачів, проектування аудіо-ЦАП, аналіз отриманих результатів, розробка пристрою.

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

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		

7 Дата видачі завдання 05 вересня 2021 року.

8 Календарний план роботи зазначений в таблиці 2.


Таблиця 2 — Календарний план

№з/п	Назва етапів дипломного проекту (роботи)	Строк виконання	Примітка
1	Постановка задачі роботи	11.01.2022	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

Студент

 Ситников В.Д.

Керівник роботи

 Крупельницький Л.В.

АНОТАЦІЯ

Комплексна бакалаврська дипломна робота на тему «Низькочастотний підсилювач» Ситникова В.Д., записка містить 69 сторінок, 22 рисунки, 4 таблиці, 8 формул.

У данній бакалаврській роботі було проведено аналіз сучасного стану та тенденцій розвитку існуючих цифроаналогових перетворювачів. Детально розглянуто вимоги до статичних і динамічних характеристик, що впливають на роботу підсилювача. На основі проведених досліджень було удосконалено схемотехнічну та конструктивну реалізацію цифроаналогового перетворювача шляхом оптимізації динамічних характеристик. Було виготовлено низькочастотний підсилювач для його застосування в вимірювальному комплексі аналізу параметрів звукових трактів.

В результаті поведених робіт було розроблено низькочастотний мостовий підсилювач для цифроаналогово генератора тестових низькочастотних сигналів.

ANNOTATION

Complex bachelor's thesis Sydnikov VD, note contains 69 pages, 22 figures, 4 tables, 8 formulas.

In this bachelor's thesis the analysis of the current state and development trends of the existing digital-to-analog converters was carried out. The requirements for static and dynamic characteristics that affect the operation of the amplifier are considered in detail. On the basis of the conducted researches the circuit design and constructive realization of the digital-to-analog converter by optimization of dynamic characteristics was improved. A low-frequency amplifier was manufactured for its use in the measuring complex of analysis of the parameters of sound paths.

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

ЗМІСТ

ВСТУП	6
1 АНАЛІЗ МЕТОДІВ ПОБУДОВИ ВИСОКОЛІНІЙНИХ ЦАП ТА ЇХ ВИХІДНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ	9
1.1 Статичні параметри цифроаналогових перетворювачів з вихідними підсилювачами	9
1.2 Аналіз динамічних параметрів ЦАП і підсилювачів.....	19
2 ПРОЕКТУВАННЯ АУДІО-ЦАП З ВИХІДНИМИ ПІДСИЛЮВАЧАМИ З УРАХУВАННЯМ СПЕКТРУ ВИХІДНИХ СИГНАЛІВ	19
2.1 Формування спектру вихідного сигналу.....	29
2.2 Класи роботи вихідного каскаду підсилювачів	35
3 ОГЛЯД ТА АНАЛІЗ АУДІО ПІДСИЛЮВАЧІВ	37
3.1 Область застосування і класифікація.....	37
3.2 Аналоги та їх технічні параметри.....	40
4 СТРУКТУРНА СХЕМА ТА РОЗРОБКА ПРИСТОЮ	48
4.1 Структурна схема пристрою. Її розробка.....	48
4.2 Розробка елементної бази і вузлів схеми.....	50
ВИСНОВОК	55

					08-23.КБДР.044.00.000 ПЗ			
<i>Змн.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>				
<i>Розробив</i>		Ситников В.Д.			Низькочастотний мостовий підсилвач	<i>Літ.</i>	<i>Аркуш</i>	<i>Аркушів</i>
<i>Перевірів</i>		Крупельницький Л.В.					6	69
<i>Рецензент</i>		Лукічов В. В.			Пояснювальна записка	ВНТУ, гр. 1КІ-18Б		
<i>Н.контр.</i>		Швець С. І.						
<i>Затвердж.</i>		Азаров О.Д						

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕ ПОСИЛАННЯ	54
ДОДАТОК А Технічне завдання.....	55
ДОДАТОК Б Підсилювач потужності.....	57
ДОДАТОК В Генератор аналогових сигналі.....	58
ДОДАТОК Г Схема електрична принципова.....	59
ДОДАТОК Д Протокол перевірки кваліфікаційної роботи на наявність текстових запозичень.....	60

					08-23.МКР.044.00.000 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		7

ВСТУП

З самого початку розвитку радіоелектроніки акустичні системи відігравали важливу роль. З того моменту коли радіо набуло широкого розповсюдження виникла необхідність створювати пристрої для відтворення звукової інформації — гучномовці. З розвитком науково-технічного прогресу прилади для відтворення звуку удосконалювалися і переростали в цілі акустичні системи. Такі системи призначені для відтворення звукової інформації в діапазоні частот, які сприймає людське вухо (20 -20000 Гц). Акустичні системи використовуються в радіоприймачах, телевізійних приймачах, магнітолах, CD — програвачах, комп'ютерній техніці, а також використовують-ся в сигналізаціях, пристроях попередження. В наш час акустичні системи перебувають на високій сходинці свого розвитку, і чим більше вони розвиваються, тим більші вимоги до них ставляться. Сьогодні щоб задовольнити потреби споживача замало системи з стерео звуком. Вже виготовлені системи з квадразвуком, електронними регуляторами звуку, тембру, балансу. Такі потужні системи мають ряд переваг, але вони коштують великі гроші. Тому більшість покупців звертають увагу на співвідношення ціна-якість.

Оскільки в наш час широкого розповсюдження і доступності набули персональні комп'ютери, то вони не тільки використовуються для роботи, але й для розваг. Все більшої поширеності набувають компакт-диски, на які можна записати будь-яку інфо-рмацію, включаючи музичні композиції і художні фільми. Тому виникла необхідність пристосувати звичайну акустичну систему до персонального комп'ютера. Такі системи повинні мати малі розміри, бути простими у виготовленні.

Регулювання параметрів звукового сигналу в акустичній системі проводиться з допомогою регуляторів які є частиною акустичної системи. Крім того в персональних комп'ютерах є спеціальні програми, з допомогою яких можна також змінювати параметри звукового сигналу.

Якість відтворювальної інформації повинна відповідати певним вимогам. Наприклад діапазон відтворювальних частот повинен вміщатися в діапазоні частот, який сприймає людське вухо, тобто від 20 до 20000 Гц, рівень шумів не повинен перевищувати значення, яке спотворює відтворювальний сигнал. Зараз одним із перспективних напрямків у розробці акустичних систем є їхня реалізація на цифрових мікросхемах, тому такі системи мають високу якість відтворення інформації.

Об'єктом дослідження є процес вимірювання параметрів низькочастотних каналів і трактів за допомогою комп'ютерних вимірювальних систем.

Задачі: аналіз методів побудови високолінійних ЦАП, проектування аудіо-ЦАП та низькочастотного підсилювача, огляд та аналіз аудіо підсилювачів, розробка пристрою.

Предметом дослідження є структурні та схемотехнічні методи побудови високолінійних ЦАП для генерування звукових сигналів.

Метою данної роботи є розробити на основі проведених досліджень високолінійний ЦАП для комп'ютерних систем вимірювання параметрів низькочастотних каналів і трактів.

Практичне значення отриманих результатів.

В роботі отримано такі результати:

— проаналізовано та систематизовано існуючі підсилювачі та їх характеристики;

— детально розглянуто динамічні параметри підсилювачів та складові похибок.

Апробація результатів роботи здійснена в доповіді на ІІ науковотехнічній конференції факультету інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії.

Актуальністю теми дослідження є те, що на сьогоднішній день в Україні не випускають конкурентоспроможний товар в галузі електроніки,

який міг би скласти конкуренцію закордонним аналогам на зовнішньому і внутрішньому ринку.

В роботі використані методи теорії обробки сигналів, чисельні методи, методи аналізу і машинного моделювання лінійних і нелінійних електронних схем.

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

1.1 Статичні параметри цифро-аналогових перетворювачів

Оскільки підсилювач 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, можна добитися високої якості форми сигналу. Саме такими перетворювачами є аудіо-ЦАП.

При послідовному зростанні значень вхідного аналогового сигналу $U_{вх}(t)$ від 0 до величини, що відповідає повній шкалі ЦАП, $U_{пш}$ вихідний цифровий сигнал $D(t)$ утворить ступеневу кусочно-постійну лінію. Таку залежність називають характеристикою перетворення ЦАП. Під час відсутності апаратних похибок середні точки сходинок розташовані на ідеальній прямій 1 (рис. 1.5), якій відповідає ідеальна характеристика перетворення. Реальна характеристика перетворення може істотно відрізнятись від ідеальної розмірами та формою сходинок, а також розташуванням на площині координат. Для кількісного опису цих відмінностей існує цілий ряд параметрів.

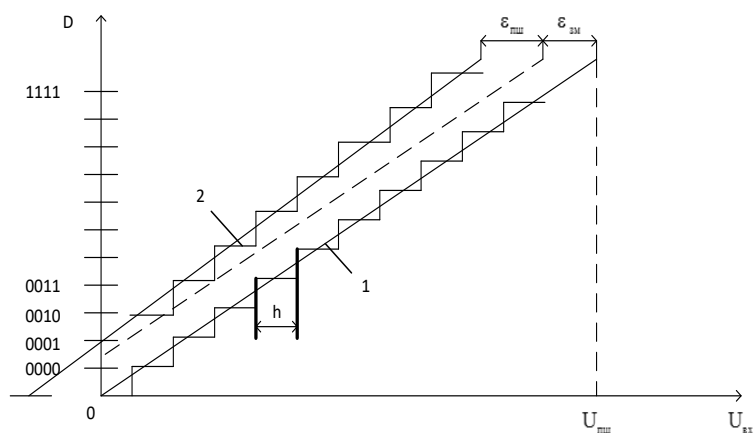


Рисунок 1.5 — Статична характеристика перетворення ЦАП

Роздільна здатність визначається числом дискретних значень вихідного сигналу перетворювача, що складають його межа перетворення. Чим більше число дискретних значень, тим вище роздільна здатність перетворювача. Двійковий m -розрядний перетворювач має 2^m дискретних значень, а його роздільна здатність дорівнює $1/2^m$. У перетворювачах розрізняють найменший і найбільший значущі розряди. У двійковій системі кодування найменший значущий розряд — це розряд, що має найменшу вагу. Вага молодшого розряду визначає роздільну здатність. Найбільший значущий розряд відповідає найбільшій вазі. У двійковій системі кодування найбільший значущий розряд має вагу $1/2$ номінального значення максимально можливого вихідного сигналу при всіх включених розрядах.

Вхідний опір — характеризує міру впливу входу підсилювача на вимірювальну величину. Якщо вхідний опір не великий та сумісний з опором джерела сигналу і він не є постійним, то це може призвести до появи додаткових похибок. Тому до величини вхідного опору пред'являють жорсткі вимоги і до постійної її величини.

Зсув нуля (похибка нуля) дорівнює вихідній напрузі підсилювача при нульовому вхідному коді або середнього значення вхідної напруги АЦП, необхідного для отримання нульового коду на його виході. Зсув нуля викликано струмом витоку через розрядні ключі підсилювача, напругою зміщення вихідного підсилювача або компаратора. Дану погрішність можна компенсувати за допомогою зовнішньої по відношенню до підсилювача або АЦП регулювання нульового зсуву. Похибка нуля може бути виражена у відсотках від повної шкали або в частках молодшого розряду. 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.

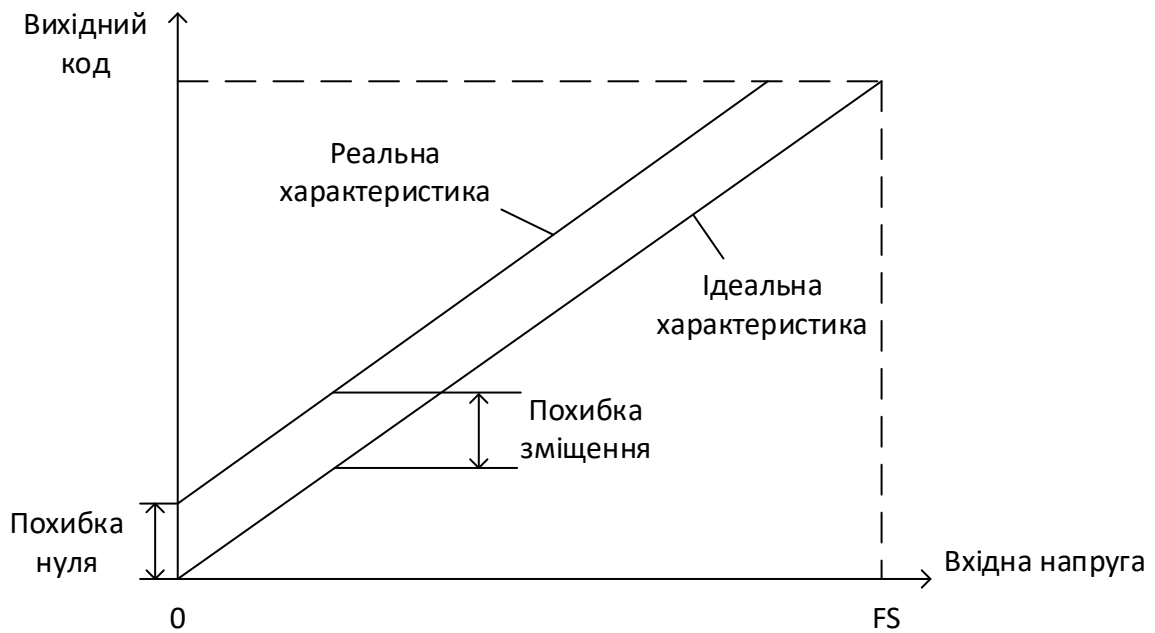


Рисунок 1.6 — Похибка зсуву нуля

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 — m раз (m окремих зчитувань вихідного сигналу підсилювача). 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:

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

Похибки повної шкали та зсуву нуля ЦАП можуть бути зменшені або підстроюванням аналогової частини схеми, або корекцією обчислювального алгоритму цифрової частини пристрою.

Похибка масштабу (похибка повної шкали) відображає ступінь відхилення реального коефіцієнта перетворення від розрахункового, тобто під похибкою повної шкали розуміють різницю між номінальним значенням повної шкали перетворювача $U_{пш.н}$, який визначається співвідношенням і його фактичним значенням $U_{пш.ф}$.

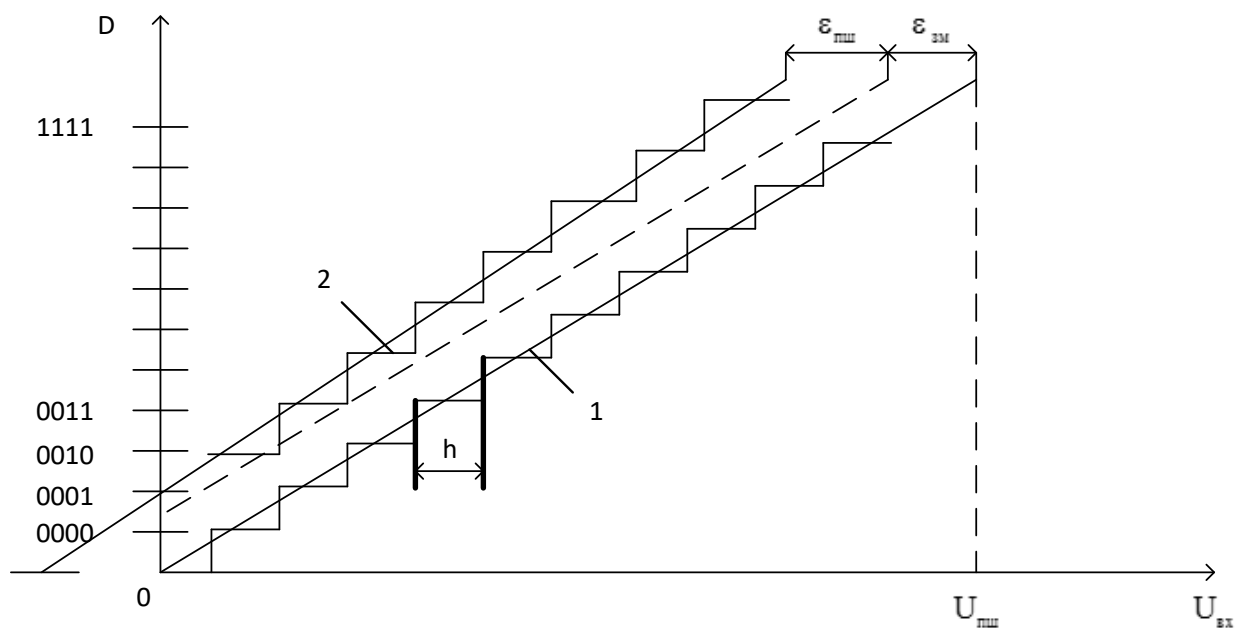


Рисунок 1.7 — Похибка масштабу

Похибка повної шкали ЦАП характеризується відхиленням дійсного вихідної напруги від його розрахункового значення для повної шкали вихідного коду. Вона може бути обумовлена похибками опорної напруги $U_{оп}$, багатоланкової резистивного дільника, коефіцієнта підсилення підсилювача і т.д. Похибка шкали може бути скоригована за допомогою регулювання коефіцієнта підсилення вихідного підсилювача або опорного напруги.

Коефіцієнт перетворення $K_{пр}$ визначає нахил характеристики перетворювача. Як зазначалося, для ідеального підсилювача нахил характеристики повинен бути таким, щоб при включенні всіх розрядів (двійковий код повної шкали N_0 на його цифрових входах дорівнює $111 \dots 1$) вихідна напруга повної шкали $U_{п.ш}$ ЦАП було менше опорного напруги $U_{оп}$ на значення молодшого розряду, що відповідає прямій 1 на рисунку 1.7. 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 $U_{п.ш}$ відрізняється від $U_{оп}$ на значення молодшого розряду. Якщо номінал $R_{ос}$ більше, то коефіцієнт перетворення зростає (пряма 3 на рис. 1.7), якщо менше, щось зменшується (пряма 2 на рис 1.7). Це пояснюється тим, що абсолютні значення молодшого розряду 2 і 3 для характеристик 2 і 3 рисунка 1.7 відрізняються від розрахункового номінального значення 1, який визначається співвідношенням. При цьому фактичні значення молодших розрядів перетворення визначаються співвідношенням:

$$\Phi = U_{ншф} / (2m - 1),$$

де $U_{п.ш.ф.}$ —фактичне значення повної шкали перетворювача.

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

При цьому значення $\delta(x)$ залежить від методу лінеаризації. Рисунок 1.8 а) ілюструє спосіб, коли лінеаризуюча пряма проходить через крайні точки реальної характеристики підсилювача. При цьому спостерігається максимальна похибка лінійності δ нелінійність (н). На рисунку 1.8 б) пряма проводиться таким чином, що максимальне відхилення $f_r(x)$ від прямої виходить в два рази менше. Однак для цього необхідно знати характер реальної характеристики підсилювача, що дуже складно забезпечити в серійному виробництві. Тому, як правило, похибку лінійності визначають при проходженні лінеаризуючої прямої через крайні точки характеристики $f_r(x)$.

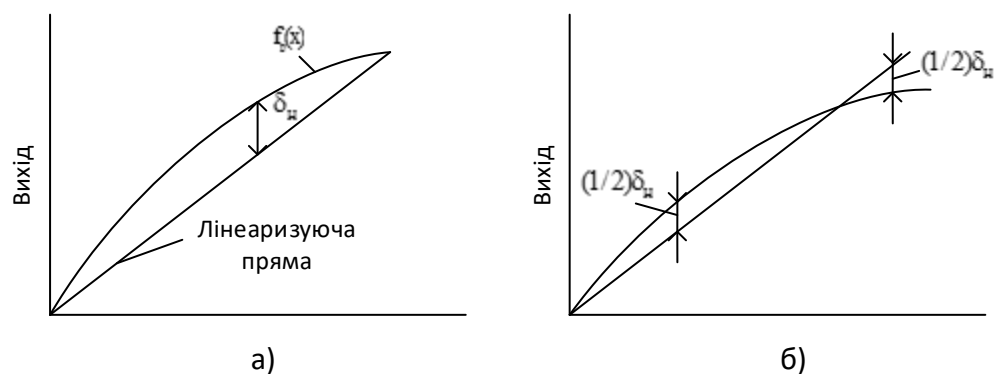


Рисунок 1.8 — Приклад лінеаризації вихідної характеристики перетворювачів

Для визначення нелінійності (яка звичайно виражається у відсотках відповідної шкали або в частках одиниці молодшого розряду) необхідно знати аналітичну залежність між вихідним аналоговим сигналом підсилювача і його цифровим входом. Для підсилювачів 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); $U_{оп}$ — опорна напруга підсилювача.

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

Отже, сума аналогових вихідних величин, отримана для будь-якої комбінації розрядів, що діють незалежно, повинна бути рівна аналоговому сигналу, який виходить при одночасному включенні всіх розрядів цієї комбінації. Це є основою простого і ефективного контролю нелінійності: включаються різні комбінації розрядів і реєструється відповідний аналоговий сигнал. Потім кожен розряд цієї комбінації включається окремо і записується відповідне йому значення вихідної напруги. Алгебраїчна сума цих значень порівнюється з сумою, яку отримують для всіх розрядів вибраної комбінації, включених одночасно. Різниця сум і буде похибкою лінійності для даного пункту вихідний характеристики перетворювача. Найгіршим для похибки лінійності є включення всіх розрядів, оскільки при цьому похибка визначається сумою погрешностей всіх розрядів.

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. 1.9).

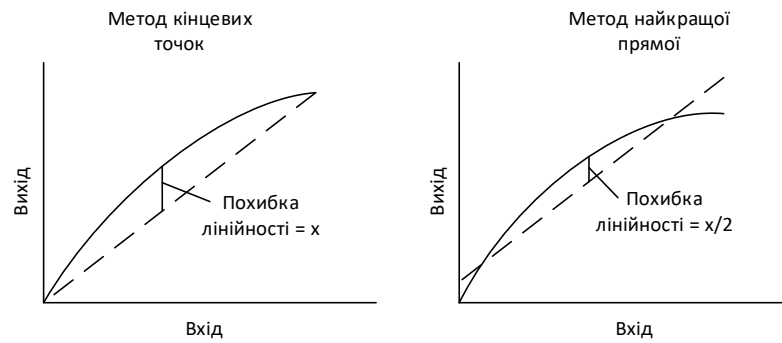


Рисунок 1.9 — Методи вимірювання нелінійності

Таким чином, нелінійність характеризує як ЦАП, так і АЦП і поряд з диференціальною нелінійністю має першорядне значення для оцінки якості перетворювачів, оскільки всі інші похибки (зміщення нуля, похибка повної шкали і т.д.) можуть бути зведені до нуля відповідними методами управління.

Диференційна нелінійність визначається відхиленням збільшення вихідного сигналу перетворювача від номінального значення молодшого розряду при послідовному змінненні 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 (лінія 2 на рис. 1.9 б). Оптимальна характеристика знаходиться емпірично так, щоб мінімізувати значення похибки нелінійності. Нелінійність зазвичай визначається у відносних одиницях, але в довідкових даних приводиться також та в ОМР.

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

Диференційною нелінійністю АЦП у точці k характеристики перетворення називається різниця між значенням кванта перетворення h_k та

середнім значенням кванта перетворення h . У специфікаціях на конкретні ЦАП значення диференційної нелінійності виражаються в частках ОМР чи відсотках від повної шкали.

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

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

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

Якщо перевіряють підсилювач з струминним виходом, то до його виходу підключають операційний підсилювач, що забезпечує перетворення вихідного струму ЦАП в напругу. При цьому резистор зворотного зв'язку, що входить до складу ЦАП, підключають без подстроєчних потенціометрів, щоб можна було виміряти похибку зміщення нуля і повної шкали.

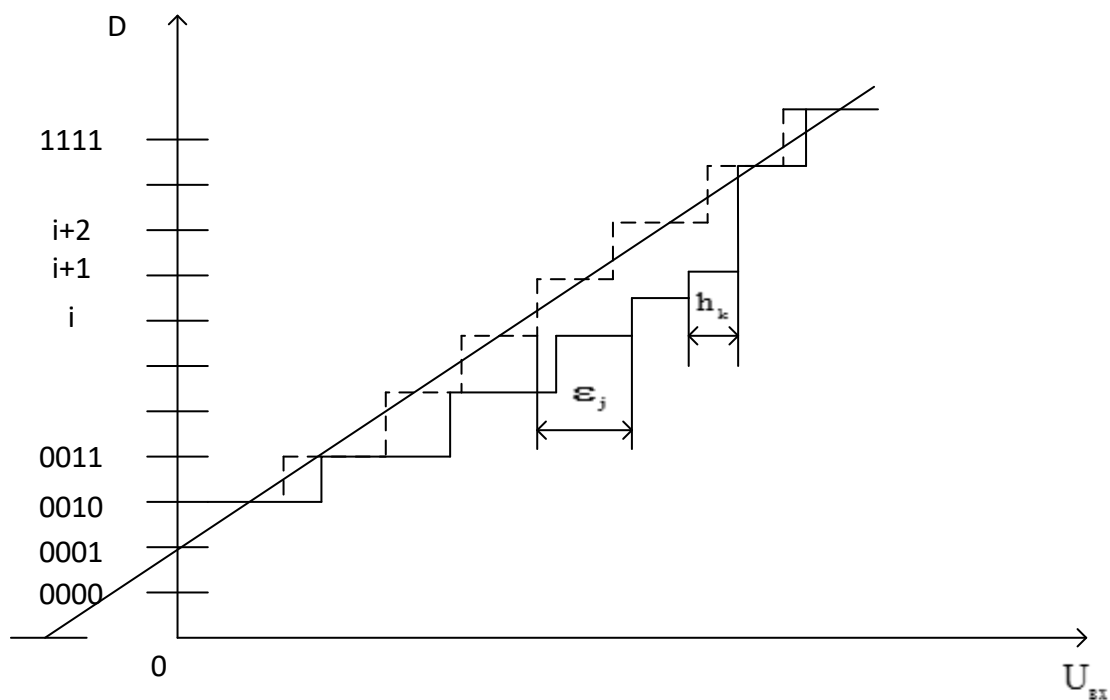


Рисунок 1.10 — Похибки нелінійності характеристики перетворення ЦАП

Далі перед виміром параметрів підсилювача потрібен певний час для його прогріву, щоб забезпечити сталий тепловий режим контролю. Це відноситься в першу чергу до контролю нелінійності підсилювача, оскільки потрібна велика кількість вимірювань, за час яких через нагрівання ЦАП його параметри можуть істотно змінитися. Наприклад, у підсилювачі з розсіюванням потужністю близько 500 мВт час прогріву в залежності від типу корпусу коливається від 5 до 15 хв.

З метою зменшення часу контролю бажано проводити контроль параметрів підсилювача не в усіх точках його вихідний характеристики. Мінімальний обсяг отримуємо при контролі значень усіх розрядів, що включаються по одному.

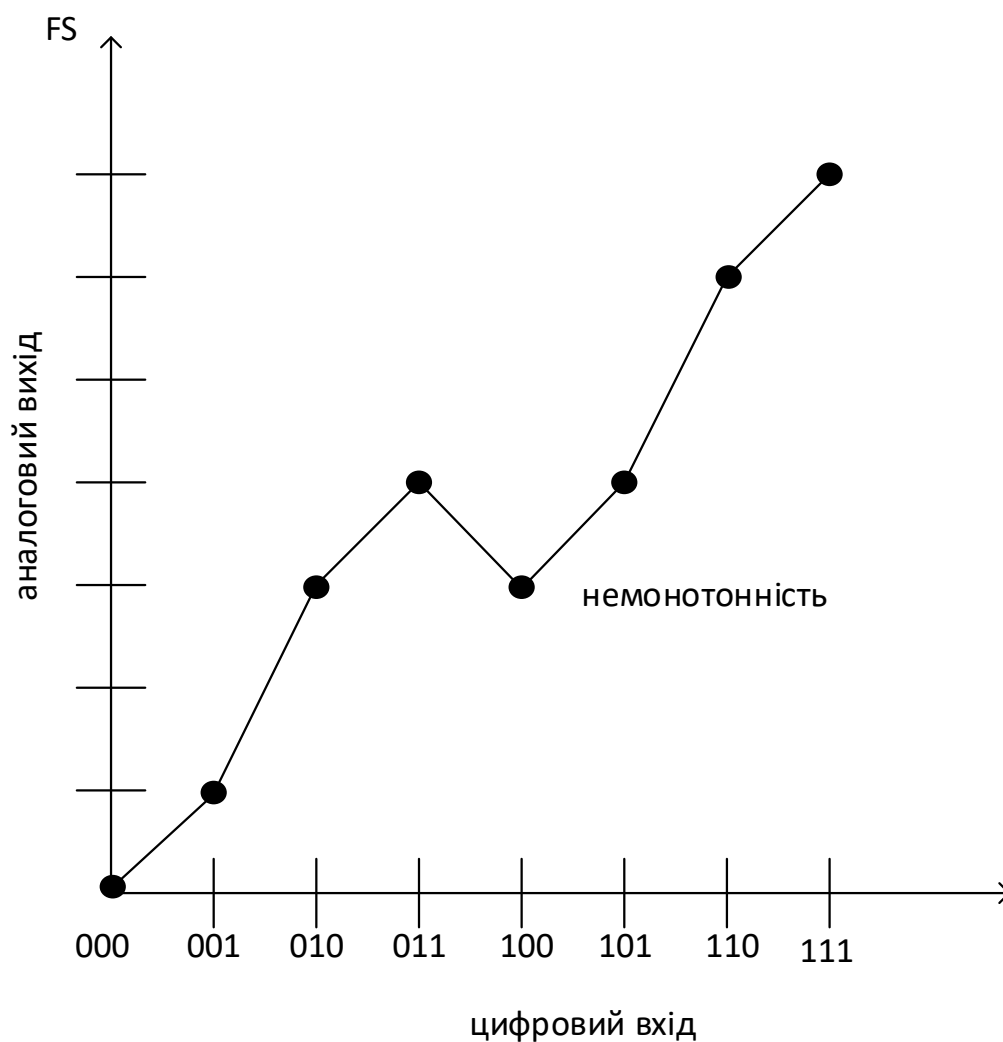


Рисунок 1.11 — Немонотонність

Однак такий контроль допустимо тільки у випадку малого взаємного впливу розрядів, коли всі розряди або комбінації розрядів, які включаються, повністю незалежні від включеного (вимкненого) стану інших розрядів. В іншому випадку для отримання достовірного результату слід здійснювати контроль за всіма дискретним значенням вихідного сигналу, тобто в 2 точках характеристики.

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

1.2 Аналіз динамічних параметрів ЦАП

З іншого боку, показники «зсуву нуля» та коефіцієнту масштабу не є критичними для аудіо-ЦАП. Проте, значно важливішими є динамічні параметри ЦАП, а саме:

- 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 як вхідного сигналу та вхідного кола, так і самого перетворювача фактично збільшує розмір зони квантування та може надавати вихідним числам статистичні властивості. Співвідношення сигнал-шум є інтегральним параметром підсилювача, що дозволяє в цілому оцінити спотворення, що вносяться перетворювачем.

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

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

де N – розрядність підсилювача.

Так, для ідеального ЦАП SNR=74 дБ. Це значення є більшим за значення динамічного діапазону такого ж підсилювача, 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 підсилювачів. Тому значення SNR для реальних перетворювачів як правило є нижчим ідеального. Типовим значенням SNR для реального 12-розрядного підсилювача 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:

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

Концепція співвідношення сигнал-шум та динамічного діапазону споріднені. Динамічний діапазон вимірює відношення між сильнішим неспотвореним сигналом в каналі і мінімальним розрізняваним сигналом, що для більшості випадків є рівнем шуму. SNR вимірює співвідношення між умовним сигналом (не обов'язково найпотужнішим) і шумом. Вимірювання SNR вимагає вибору репрезентативного або базового(опорного) сигналу. В аудіо інженерії базовий сигнал є зазвичай синусоїдальною хвилею на стандартизованому номінальному або умовному рівні, наприклад 1kHz на +4 дБ (1.228 V_{RMS}).

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

Реальний процес вимірювання завжди піддається впливу шуму. Передусім це електричний шум, але також шум породжують зовнішні події, що викликають вимірювальні явища — вітер, вібрація, гравітаційне притягання місяця, коливання температури, коливання вологості тощо, в залежності від того що вимірювалось і чутливості пристрою. Є можливим зменшення шуму контролюючи середовище. По іншому, якщо характеристики шуму є відомими і відрізняються від сигналу, тоді можливо відфільтрувати його або обробити сигнал. Якщо сигнал є постійним або періодичним, а шум випадковим, можливо збільшити SNR провівши усереднення вимірювання.

Частіше всього покращення шумових характеристик системи можна добитися правильним узгодженням входів і виходів її складових частин. Тоді

паразитна ЕРС перешкоди, включена послідовно з високим внутрішнім опором джерела шуму буде подавлена.

Якщо спектр корисного сигналу відрізняється від спектру шуму, покращити відношення сигнал-шум можна обмеживши смуги пропускання системи.

Часова апертура, час затримки апертури і дрижання апертури ймовірно, найбільш незрозумілі і невикористовуванні технічні характеристики для ЦАП і пристроїв вибірки-зберігання (або стеження-зберігання) є ті, в яких вживається слово «апертура». Найбільш значущим динамічним якістю пристрою вибірки-зберігання (ПВЗ) є його здатність швидко від'єднувати конденсатор зберігання від вхідного буферного підсилювача (рис. 1.8). Короткий (але не нульової) інтервал, необхідний для цього дії, називається тимчасовою апертурою (або апертурою вибірки або відліку), та. Реальне значення напруги, яка утримується в кінці цього інтервалу, являє собою функцію від швидкості наростання напруги вхідного сигналу і похибки, викликані перемиканням

На рисунку 1.12 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 рахунку утримується, являє собою затриману версію вхідного сигналу, середню за час апертури перемикача (див. рис. 1.12). 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.

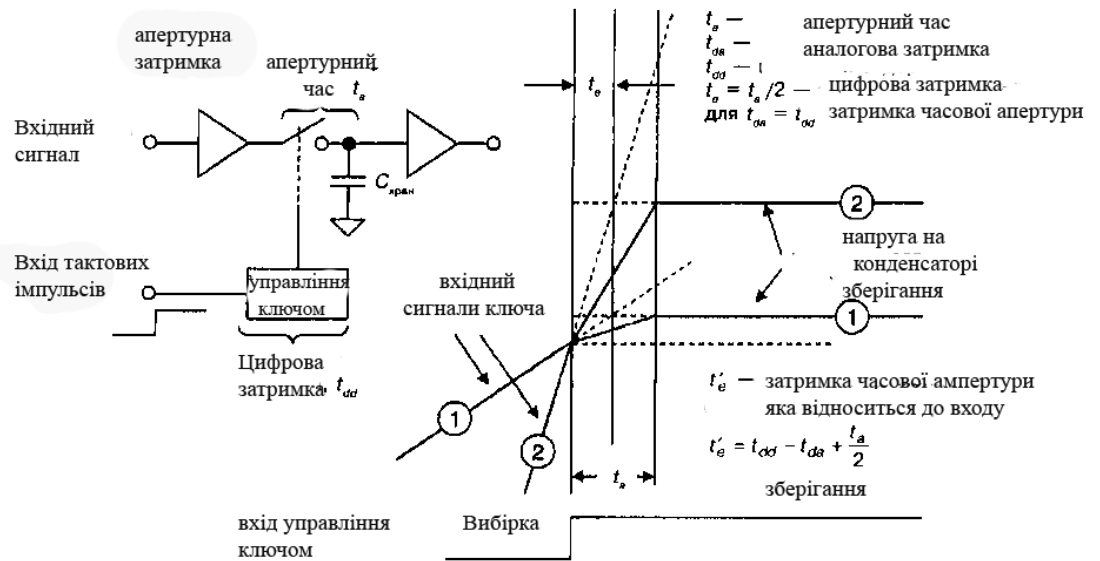


Рисунок 1.12 — Перехідний процес ПВЗ

Модель показує, що певний час, необхідний для включення вимикача t_a еквівалентно вводиться невелика затримки t_e в тактуючого строб, який запускає пристрій вибірки-зберігання. Ця затримка постійна і може бути позитивним чи негативним числом. На схемі показано, що одне і те ж значення підходить для двох сигналів, хоча їх нахили різні. 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 підсилювача 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.

Час затримки аперттури можна виміряти, якщо подати біполярний синусоїдальний сигнал на підсилювача і налаштувати затримку тактового строба відліків таким чином, щоб вихід з підсилювача знаходився в середині шкали (відповідної перетинанню синусоїди з нулем). Відносна затримка між краєм тактового строба відліків і реальним перетином з 0 вхідний синусоїди являє собою час затримки аперттури (рис. 1.13).

Затримка аперттури не викликає ніяких похибок (припускаємо, що вона досить коротка по відношенню до часу зберігання), але виступає як фіксована затримка, або тактового строба відліків, або аналогового входу (в залежності від знака). Однак в одночасно зчитують додатках або при прямій I/Q демодуляції, де два або більше АЦП повинні добре сполучатися, відмінності в затримках аперттури між перетворювачами можуть викликати похибки при швидко мінливих сигналах. В цих додатках неузгодженість затримок аперттури необхідно усувати шляхом коригування фаз окремих тактових стробів у відмінних підсилювачах.

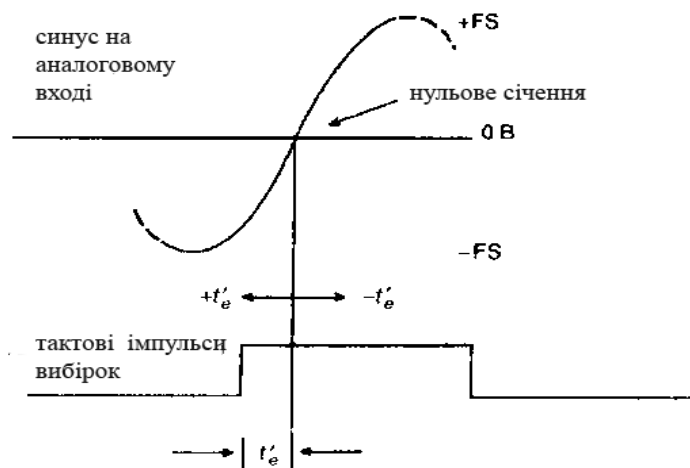


Рисунок 1.13 — Вимірювання часу затримки ефективної аперттури по відношенню до вхідного сигналу

Однак, існує варіація від строба до стробу в затримці аперттури (тремтіння аперттури), з'являється відповідна помилка в напрузі (рис. 1.14).

Ця варіація в момент, коли перемикач розмикається, називається невизначеністю апертури або тремтінням апертури і зазвичай вимірюється в rms пікосекундах. Амплітуда вихідної похибки порівняна зі швидкістю зміни аналогового входу. Для будь-якого заданого значення тремтіння апертури похибка тремтіння апертури зростає із зростанням швидкості зміни входу dv/dt . Ефекти фазового тремтіння зовнішнього тактового строба відліків (чи аналогового входу) викликає той же тип похибки.

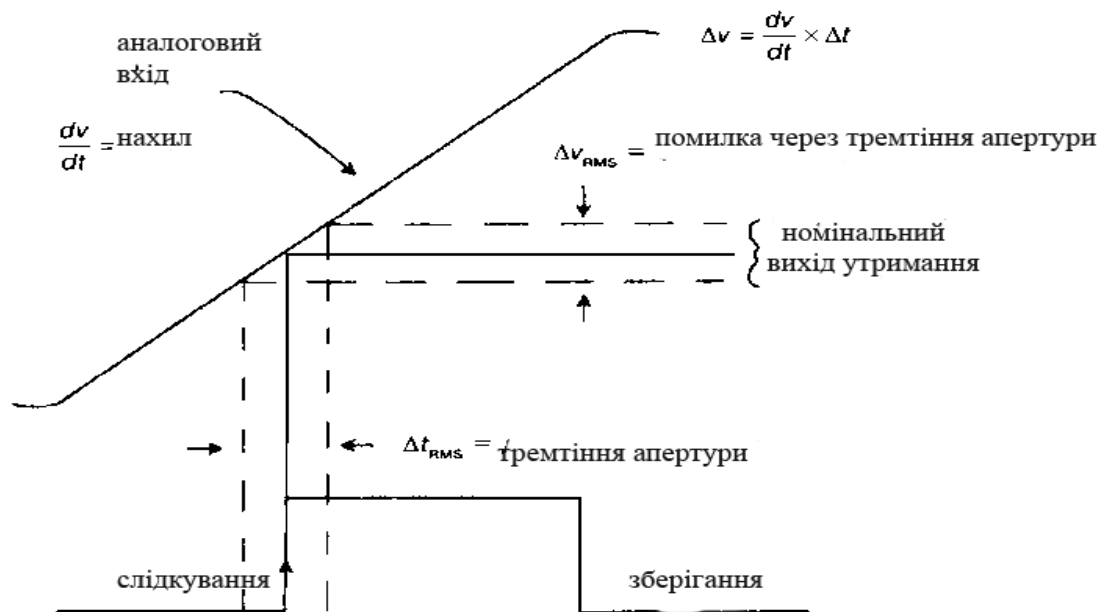


Рисунок 1.14 — Тремтіння ефективної апертури і строба відліку

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

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

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 рівняння припускає наявність ідеальної роздільної здатності у підсилювача, і тремтіння апертури є єдиним чинником, що визначає відношення сигнал/шум (SNR). Воно відображає важливі ефекти впливу тремтіння апертури і тактового строба відліків на відношення сигнал/шум (SNR), Особливо на високих входних/вихідних частотах. Тому з великою обережністю потрібно підходити до мінімізації фазового шуму в строб вибірки та реконструкції сигналів будь дискретної системи.

Перехідна характеристика підсилювача і усунення перенапруги у більшості високошвидкісних підсилювачів, розроблених для комунікаційних додатків, визначені в специфікації в основному в частотній області. Однак у додатках збору даних загального призначення перехідна характеристика (або час встановлення) підсилювача 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 підсилювача загального призначення (12-розрядного, 10-MSPS) представлений на рис. 1.15, що показує час установки в 1 LSB менше 40 наносекунд. Характеристика часу встановлення є важливою в типових системних додатках збору даних, де підсилювач слід за аналоговим мультиплексором (рис. 1.16). Вихід мультиплексора може надавати повномасштабні відстроба до стробу зміни на вході підсилювача. Якщо мультиплексор і підсилювач не встановлені на задану точність, то в результаті буде міжканальний взаємовплив, навіть якщо в мультиплексованому вході присутні тільки сигнали постійного струму або низькочастотні сигнали.

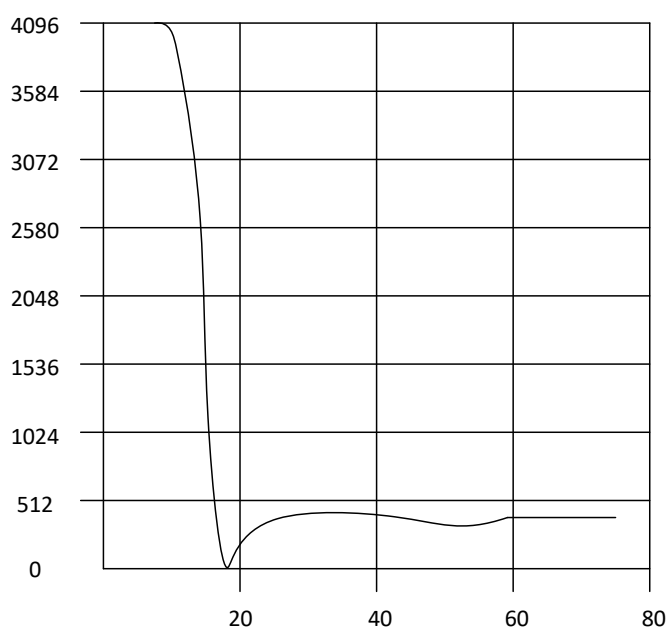


Рисунок 1.15 — Перехідна характеристика підсилювача (час встановлення)

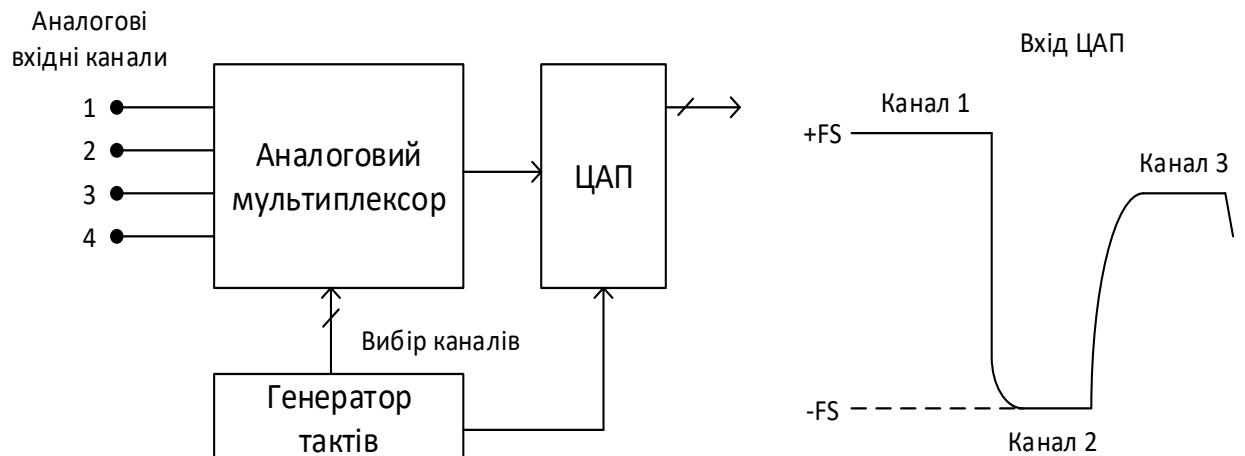


Рисунок 1.16 — Час встановлення критично в мультиплексних застосуваннях

Більшість підсилювачів мають час встановлення, яке менше $1 / f$. Однак сігма-дельта підсилювача мають внутрішній цифровий фільтр, який може займати кілька тактів відліків для установки. Потрібно пам'ятати про це при використанні сігма-дельта підсилювача в мультиплексорних додатках.

Важливість настановного часу для мультиплексорних систем можна бачити на рис. 1.16. Тут вхід ЦАП змодельований як однополюсний фільтр, що має відповідну тимчасову постійну, $\tau = RC$. Приведено необхідне значення постійної часу для установки заданої точності (1 LSB). Простий приклад послужить ілюстрацією.

Припустимо, що мультиплексорна 16-розрядна система збору даних використовує підсилювач з частотою дискретизації $\tau = 100$ кSPS. ЦАП має встановитися до 16-розрядної точності для повношкальної ступінчастою функції менш ніж за $1 / 5 = 10$ мкс. Таблиця показує, що постійна часу 11,09 мкс необхідна для установки 16-розрядної точності. Постійна часу вхідного фільтра повинна бути менше $\tau = 10$ мкс / 11,09 = 900 наносекунд. Відповідний час наростання $\tau = 2,2 \tau = 1,98$ мкс. Необхідна максимальна вхідна смуга підсилювача може бути обчислена таким чином: ширина смуги — $0,35 / \tau =$

177 кГц. При цьому були ігноровані час установки мультиплексорів і ефекти другого порядку в підсилювачі.

Отже, вибір схемотехнічної та конструктивної реалізації аудіо-ЦАП для вимірювання параметрів низькочастотних каналів і трактів повинен здійснюватись в основному з орієнтацією на динамічні характеристики.

2. ПРОЕКТУВАННЯ АУДІО-ЦАП З УРАХУВАННЯМ СПЕКТРУ ВИХІДНИХ СИГНАЛІВ

2.1 Формування спектру вихідного сигналу

В наш час для формату CD та аналогічних йому застосовуються два абсолютно різних способи цифрово-аналогового перетворення: однобітовий та мультибітовий. У більшості дорогих моделей підсилювачів використовується мультибітове перетворення, однак однобітові перетворювачі мають своєрідний характер подачі звуку, деякі особливості якого важко досягти за допомогою класичної мультибітової технології. До таких особливостей потрібно віднести більш високу лінійність однобітних ЦАП на малих рівнях сигналу.

Розвиток цифрового звукозапису (ком пакт-диски та магнітофони) ставить високі вимоги до підсилювача. Високоякісний звукозапис має динамічний діапазон сигналів, що перевищує 96 дБ, а це потребує застосування як мінімум 17-розрядних підсилювачів. Від початку в цифрових системах звукозапису отримали значне поширення 18-розрядні паралельні підсилювачі з формуванням вагових струмів резистивною матрицею R-2-R. Не зважаючи на їх доступну ціну, неможливо було забезпечити монотонність їх характеристик перетворення. Друга проблема цифрового відтворення звуку — надлишковий шум та спотворення сигналів, пов'язані з накладанням спектрів, — вимагала застосування на вході підсилювача цифрових інтерполюючих фільтрів, які б відновлювали проміжні значення сигналу по вибірках, записаних на магнітному чи оптичному носіїві з частотою 44,1 кГц.

Вимоги до цифрових систем звукозапису, в яких запам'ятовуються вибірки сигналів, що безперервно змінюються в дискретні моменти часу, витікають із теореми Котельнікова, згідно з якою сигнал може бути відтворений без спотворень із послідовності його рівних по часу вибірок в тому випадку, якщо ширина смуги частотного спектру цього сигналу менше половини частоти вибірок.

Для підсилювача це значить, що частота вибірок повинна бути більшою, ніж подвійне значення самої високої частоти сигналу, призначеного для відтворення. Рисунок 2.1 а) ілюструє правильний вибір частоти відліку. Тут частота вибірок f_S вища за значення самої високої частоти істотної частини спектру f_A більше, ніж в 2 рази. На рисунку 2.1 б) зображений частотний спектр відновленого сигналу у випадку коли $f_S < 2f_A$. При цьому є можливим накладання спектрів відновлюваного і дзеркального сигналу, що призводить до спотворень. В цифровому звукозапису використовується частота вибірок 44,1 кГц, яка більш ніж у 2 рази перевищує загальноприйняту верхню межу звукових частот 20 кГц.

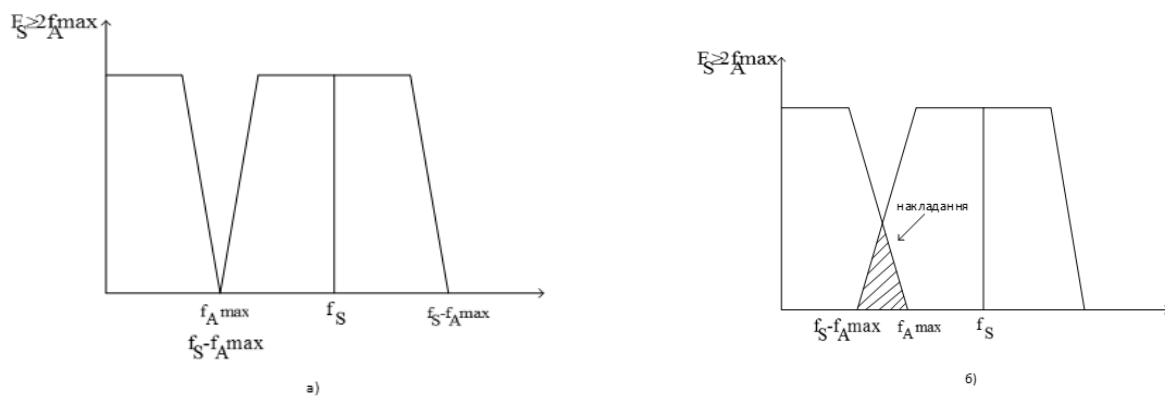


Рисунок 2.1 — Накладання спектрів при дискретизації аналогових сигналів

В аудіо-ЦАП з матрицею R-2R, таких як PCM1700 чи AD1865, данні, що зчитуються з носія запису в послідовному коді, перетворюються за допомогою зсувового регістра в паралельний код. Ця архітектура має теоретичний шумовий поріг, рівний шуму квантування, що міститься в

даному цифровому звукозапису. Дані підсилювача не мають ніяких внутрішніх фільтрів чи формувачів спектру шуму. Рівень шуму, що виникає внаслідок роботи аналогових шумових джерел, таких як резистори (тепловий шум) та фліккер-шум, як правило, не перевищує 100 дБ.

Зазвичай вихідний сигнал підсилювача згладжують за допомогою аналогового фільтра. Цей фільтр повинен не допустити накладання спектра, подавляючи всі сигнали, частота яких перевищує f_A , так як це зображено на рисунку 2.2. На практиці ці фільтри дещо послаблюють сигнали також і звукового діапазону, однак це майже не погіршує відтворення.

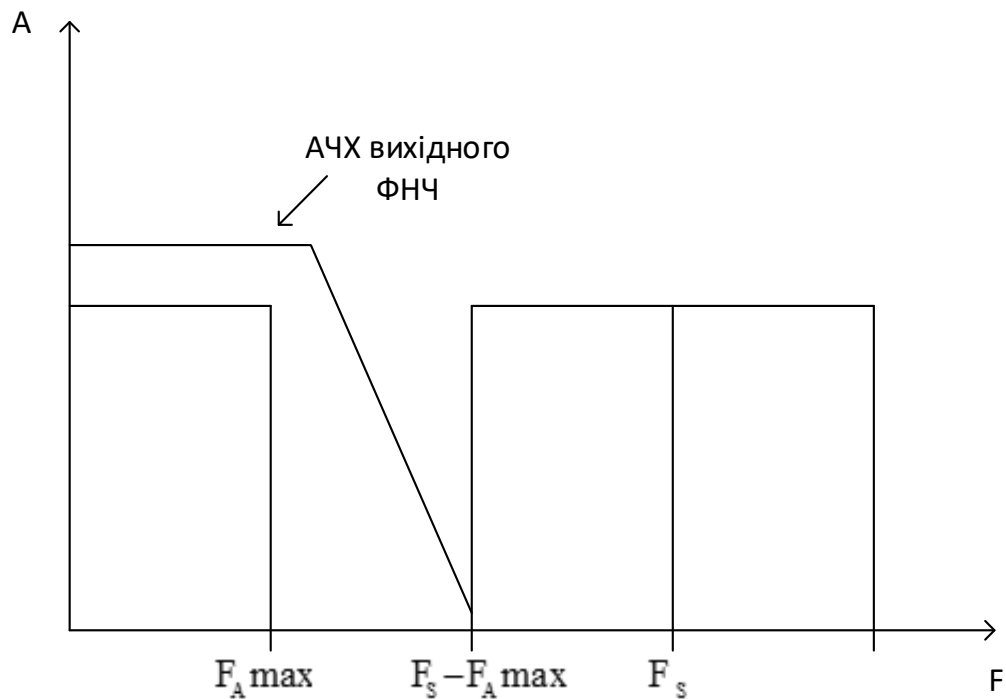


Рисунок 2.2 — Обмеження смуги сигналу фільтром низьких частот

Як видно з рисунку 2.2, для ідеального відтворення цифрового сигналу необхідно, щоб АЧХ ФНЧ в смузі від 20 кГц до $44,1 - 20 = 24,1$ кГц знижувалась хоча б на 60 дБ. Такий спад АЧХ важко реалізувати на аналогових фільтрах. Тому перед аудіо-ЦАП з матрицею R-2-R включають цифрові інтерполюючі фільтри, такі як, наприклад, YM3434 фірми Yamaha чи CXD1244S фірми Sony, що забезпечують передискретизацію.

Цифровий фільтр для аудіо-ЦАП інтерполює вхідні данні, а потім згладжує їх фільтром з кінцевою імпульсною характеристикою (КИХ-фільтр). Рівень послаблення вихідних дзеркальних компонент в смузі затримки визначається порядком цього фільтра.

На рисунку 2.3 для простоти зображені спектральні характеристики сигналів при подвійній інтерполяції. Практично застосовується 4- чи 8-кратна інтерполяція.

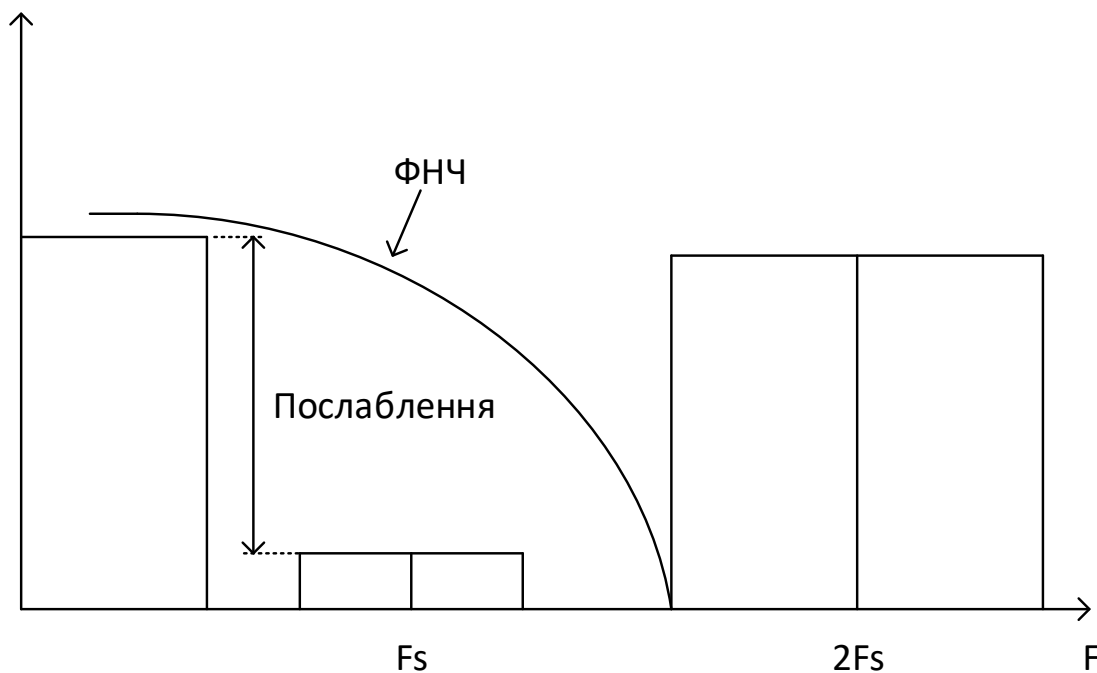


Рисунок 2.3 — Перетворення спектру цифровим фільтром

Дельта-сігма підсилювача використовують інші принципи для отримання широкого динамічного діапазону відтворюваних сигналів.

Дельта-сігма модулятор перетворює спектр шуму квантування, переносячи основну частину енергії шуму в високочастотну область, де він може бути легко подавлений аналоговим фільтром відносно низького порядку. Блок-схема дельта-сігма підсилювача, для динамічного діапазону відтворюваних сигналів представлена на рисунку 2.4.

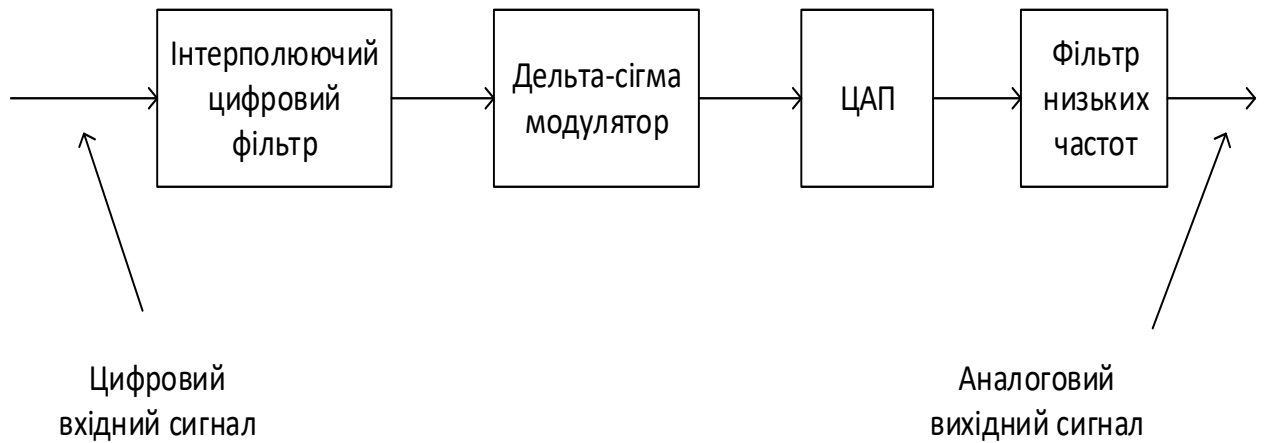


Рисунок 2.4 — Блок-схема дельта-сігма підсилювача

Вхідний цифровий інтерполюючий фільтр виготовляється на одному кристалі з дельта-сігма підсилювача, що спрощує включення схеми та знижує її вартість. Частотний спектр вихідного сигналу типічного дельта-сігма модулятора з вхідним інтерполюючим фільтром зображений на рисунку 2.5.

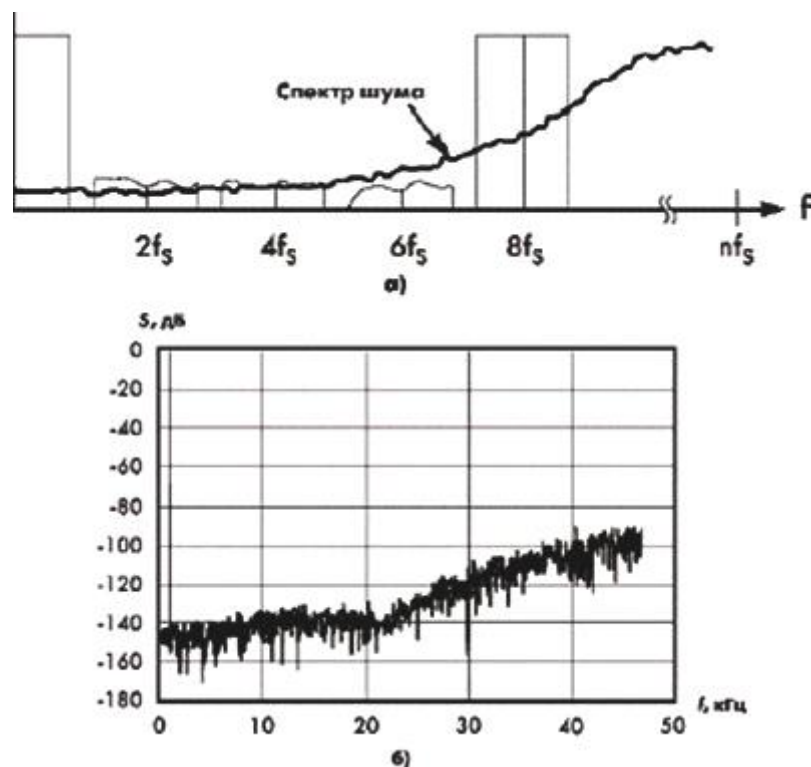


Рисунок 2.5 — Спектр вихідного сигналу дельта-сігма підсилювача

Дельта-сігма модулятор підсилювача являє собою чисто цифровий пристрій, який перетворює послідовність багаторозрядних слів на вході в малорозрядні двійкові коди, що керують ключами паралельного підсилювача низької розрядності, одночасно переносячи енергію шуму квантування в область більш високих частот. Структурна схема алгоритму роботи дельта-сігма модулятора третього порядку приведена на рисунку 2.6. Тут оператор z^{-1} означає затримку даних на один такт.

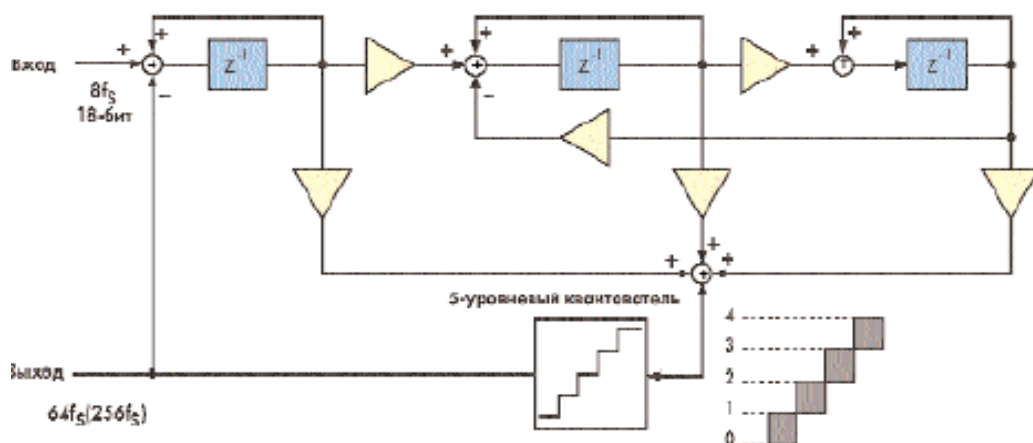


Рисунок 2.6 — Структурна схема алгоритму роботи дельта-сігма модулятора третього порядку

В якості кінцевого перетворювача код-аналог найбільш просто можна використовувати однобітні підсилювачі, які являють собою аналоговий комутатор, як це, наприклад, зроблено в ІМС сімейства 18-розрядних дельта-сігма підсилювача CS433x фірми Crystal Semiconductor. У перетворювачах даного типу забезпечується 128-кратна передискретизація.

Подальший розвиток дельта-сігма аудіо-ЦАП передбачає ускладнення цифрової частини цих мікросхем. Новинка фірми Analog Devices — триканальний 24-розрядний дельта-сігма підсилювача AD1954 — містить на кристалі 26-бітний цифровий процесор сигналів, який окрім інтерполяції вхідних даних виконує також багато інших функцій по обробці вхідних

цифрових аудіо сигналів. Зокрема він виконує функції триканального семисмугового еквайзера, триканального регулятора гучності та регулятора стеребалансу, для чого передбачена програмна затримка сигналів відносно один одного на час до 6 мс, яка може бути використана також для імітації багатоголосного звучання.

2.2 Класи роботи вихідного каскаду підсилювачів

А — підсилювачі, у яких весь сигнал підсилюється однією лампою або транзистором, використовуються в малопотужних каскадах, мають ККД близько 25% і забезпечують найменший рівень нелінійних спотворень. Найвищий ККД вихідного каскаду класу А (близько 50%) можливий лише при максимальній амплітуді вихідного сигналу. Різні методи підвищення ефективності вихідного каскаду класу А засновані на використанні динамічного керування струмом спокою або напругою живлення, однак такі методи не здобули широкого поширення.

В — в цьому класі вихідний каскад побудований на двох лампах або транзисторах. Під час підсилення гармонійних сигналів період пропускання окремого елемента рівний 90° . Такий режим генерує велику кількість нелінійних перекручувань через складності переключення з одного елемента на інший, однак ККД каскаду значно збільшується. На топології цього класу побудовані 99% усіх промислових підсилювачів звукової частоти.

АВ — підсилювачі, що працюють на двох лампах або транзисторах, за тим же принципом, як і класу В, однак поле дії обох транзисторів взаємно перекривають одне одного, що дозволяє зменшити кількість нелінійних перекручувань, в той же час у порівнянні з класом А, ці підсилювачі мають вищий ККД.

С — працюють при напрузі зсуву більшій, ніж напруга запирання, і амплітудою сигналу, яка не перевищує напруги зсуву. У такому режимі транзистор проводить тільки верхню частину позитивної напівхвилі, що приводить до більших перекручувань сигналу. Цей клас не придатний для

використання в якості звукопідсилювача потужності, але часто застосовується в схемах генераторів і множників частоти (завдяки багатому набору гармонійних складових вихідного струму). Така схема характеризується високим ККД (близько 85%).

D — імпульсні підсилювачі. На базу транзистора (напруга зсуву якої повинна бути більше напруги запирання) подається послідовність прямокутних імпульсів, що пройшли широтно-імпульсну модуляцію сигналом, який необхідно підсилити. Ця послідовність відмикає й замикає транзистор, змушуючи його працювати в режимі ключа. Значення ККД для цього класу становлять близько 90%; пояснюється це малим часом роботи транзистора на лінійній ділянці характеристики, що дозволяє зменшити втрати на нагрівання. Завдяки всьому цьому останнім часом зріс інтерес до підсилювачів цього класу.

E — резонансні підсилювачі, в аудіотехніці не використовуються.

G — підсилювачі, вихідний каскад яких об'єднує два каскади класу B, при чому один каскад працює при високих напругах живлення, інший — при низьких. Це рішення дозволяє підвищити загальний ККД підсилювача.

H — каскад такого класу розроблявся для підвищення ККД. Основні результати досягаються способом подібним до класу G, але замість переключення між набором шин живлення, тут підсилювач класу H підлаштовує напруги живлення під потреби навантаження. В цьому класі не потрібне ускладнення у вигляді додаткового каскаду, але принцип керування напругами джерела є доволі складним. Таке рішення було втілено фірмою Philips в 1998 році запропонувавши ринку інтегральну мікросхему ПЗЧ типу TDA1562Q, в якій крім вихідного каскаду типу B (потужність до 18 Вт/4 Ом) реалізований і клас H (потужність до 70 Вт/4 Ом). Вихідний каскад класу H вмикається при великих амплітудах вихідного сигналу, а також при температурі кристалу менше 120°C. Вихідні каскади такого класу використовуються в сценічному обладнанні (до прикладу, в лінійці сценічних підсилювачів Yamaha), де довготривала надійність є основним критерієм.

3 ОГЛЯД ТА АНАЛІЗ АУДІО ПІДСИЛЮВАЧІВ

3.1 Область застосування і класифікація

Підсилювач звукових частот — електронний підсилювач, що підсилює малопотужні електричні сигнали частотою від 20 Гц до 22 кГц (що відповідає діапазону чутих людиною акустичних коливань) до рівня, необхідного для роботи гучномовців і є заключним етапом ланцюга звуковідтворення.

Підсилювачі звукових частот призначені для підсилення неперервних електричних сигналів, частотний діапазон яких лежить в межах від десятків герц до десятків кілогерц. Характерною особливістю підсилювача є те, що відношення верхньої підсилювальної частоти до нижньої велике і зазвичай становить не менше кількох десятків. Підсилювачі постійного струму — що підсилюють електричні сигнали в діапазоні від нуля до найвищої робочої частоти. Вони дозволяють підсилювати як змінні складові сигналу, так і його постійну складову. Вибіркові підсилювачі — що підсилюють сигнали в дуже вузькій смузі частот. Для них характерна невелика величина відношення верхньої частоти до нижньої. Ці підсилювачі можуть використовуватися як на низьких, так і на високих частотах і виступають в якості своєрідних частотних фільтрів, що дозволяють виділити заданий діапазон частот електричних коливань. Вузька смуга частотного діапазону в багатьох випадках забезпечується застосуванням в якості навантаження таких підсилювачів коливального контуру. В зв'язку з цим смугові підсилювачі частот називають резонансними. Широкосмугові підсилювачі — що підсилюють дуже широку смугу частот. Ці підсилювачі призначені для підсилення сигналів в пристроях імпульсного зв'язку, радіолокації і телебачення. Часто широкосмугові підсилювачі називають відео підсилювачами. Крім свого основного призначення, ці підсилювачі використовуються в пристроях автоматики і обчислювальної техніки.

Область застосування даного підсилювача — підсилення звуку в побутових умовах та поза межами закритих приміщень.

Підсилювачі класифікуються за такими ознаками:

- призначення;
- частота сигналу, що підсилюється;
- форма сигналу;
- характер зміни з часом сигналу, що підсилюється.

Усі ці ознаки накладають специфічні вимоги до побудови конкретних схем підсилювачів.

За призначенням підсилювачі поділяються на:

- підсилювачі напруги;
- підсилювачі струму;
- підсилювачі потужності.

Тобто вони забезпечують на виході необхідний рівень напруги, струму або потужності (хоча за своєю суттю усі вони є підсилювачами потужності).

У підсилювача напруги $R_{дж} \ll R_{вх}; R_{вих} \gg R_n$ і, в результаті, відносно великі зміни напруги на навантаженні забезпечуються за незначних змін вхідного та вихідного струмів.

У підсилювача струму $R_{дж} \gg R_{вх}; R_{вих} \gg R_n$ і протікання струму необхідного значення у вихідному колі відбувається за малих значень напруги у вхідному та вихідному колах.

У підсилювача потужності $R_{дж} = R_{вх}; R_{вих} = R_n$, за рахунок чого забезпечується максимальна потужність як у вхідному, так і у вихідному колах (узгоджений за потужністю режим роботи).

За частотою підсилювачі поділяються на:

- низької частоти (від одного герца до десятків кілогерц);
- середньої частоти (від десятків кілогерц до мегагерца);
- високої частоти (більше за мегагерц).

За смугою частот робочого діапазону підсилювачі бувають:

- широкосмугові;
- смугові (забезпечують підсилення у дуже малому діапазоні частот).

За формою сигналу, що підсилюється, вони поділяються на:

- підсилювачі гармонічних сигналів.

- підсилювачі імпульсних сигналів

За характером зміни вхідного сигналу з часом бувають підсилювачі:

- постійного струму;

- змінного струму.

Найпростіший вузол, що забезпечує підсилення електричного сигналу, називається підсилюючим каскадом.

За видом зв'язку між джерелом сигналу, каскадами та навантаженням підсилювачі поділяються на:

- підсилювачі з безпосереднім зв'язком;

- підсилювачі з резистивним зв'язком;

- підсилювачі з оптронним зв'язком;

- підсилювачі з резистивно-ємнісним зв'язком;

- підсилювачі з трансформаторним зв'язком;

- підсилювачі з резонансно-трансформаторним зв'язком.

Перші три види зв'язку можуть використовуватися у підсилювачах як постійного, так і змінного струму, решта — тільки у підсилювачах змінного струму.

3.2 Аналоги та їх технічні параметри

До аналогів зробленого пристрою можна віднести такі підсилювачі:

- підсилювач на інтегральній мікросхемі TDA2030;

- підсилювач потужності на KT805;

- підсилювач низьких частот на LM4730

Підсилювач на інтегральній мікросхемі TDA2030

Дозволяє без особливих вкладень отримати звук підсилювачів цінової категорії до \$ 100-150. Мікросхема підсилювача НЧ TDA2030 фірми ST Microelectronics користується заслуженою популярністю серед радіоаматорів. Вона володіє високими електричними характеристиками і низькою вартістю,

що дозволяє при мінімальних витратах збирати на ній високоякісні УНЧ потужністю до 18 Вт. (Рисунок 3.1)

Основні характеристики цього підсилювача:

- напруги живлення — від $\pm 4,5$ до ± 25 В;
- споживаний струм ($V_{in} = 0$) — 90 мА макс. ;
- вихідна потужність — 18 Вт тип. при ± 18 В, 4 Ом і $d = 10\%$;
- номінальний частотний діапазон — 20 — 80000 Гц;
- відношення сигнал / шум — -70 дБ;
- номінальна вхідна напруга — 1 В;
- переходи нелінійних спотворень — 0,7 %.

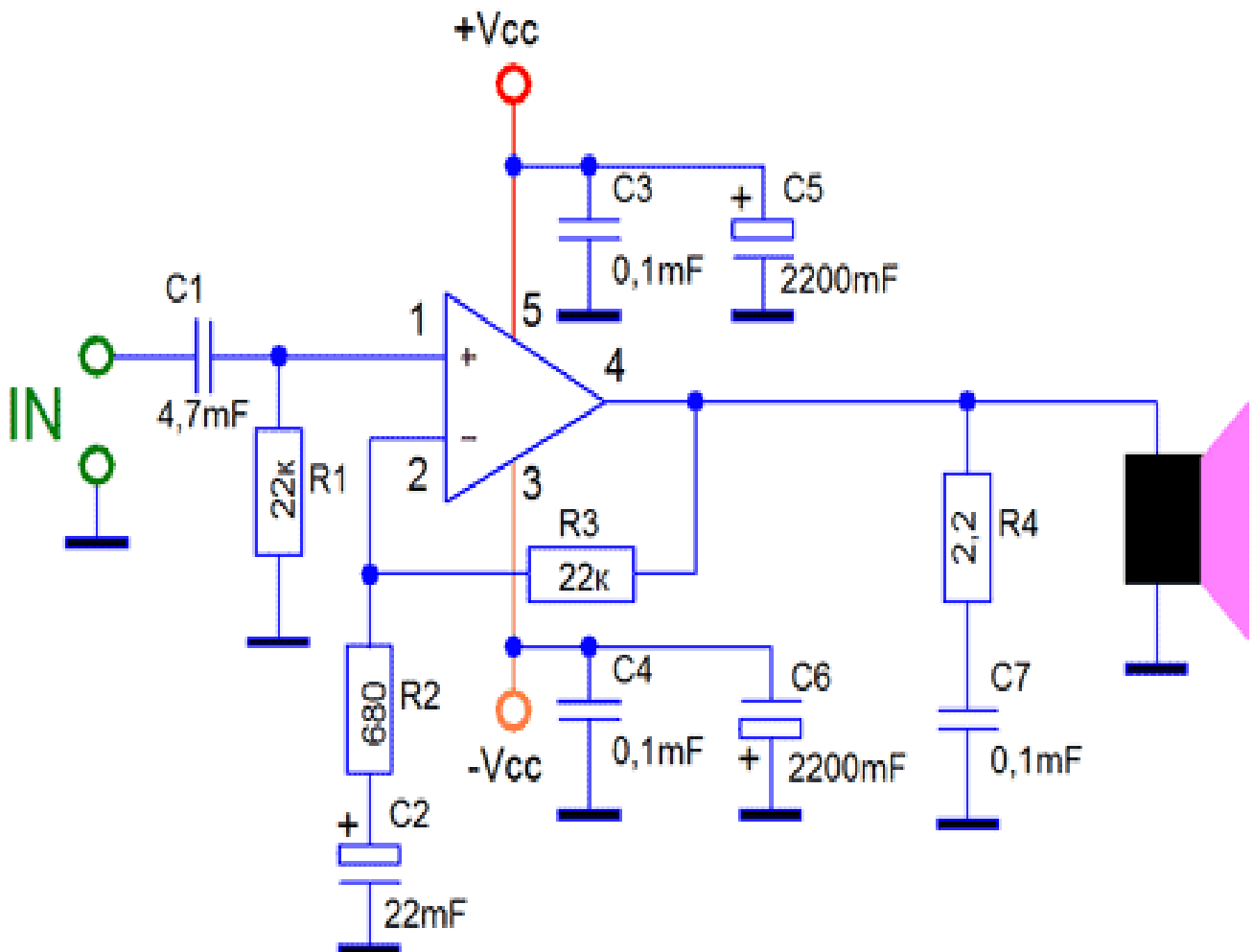


Рисунок 3.1 — Схема електрична принципова підсилювача на інтегральній мікросхемі TDA2030

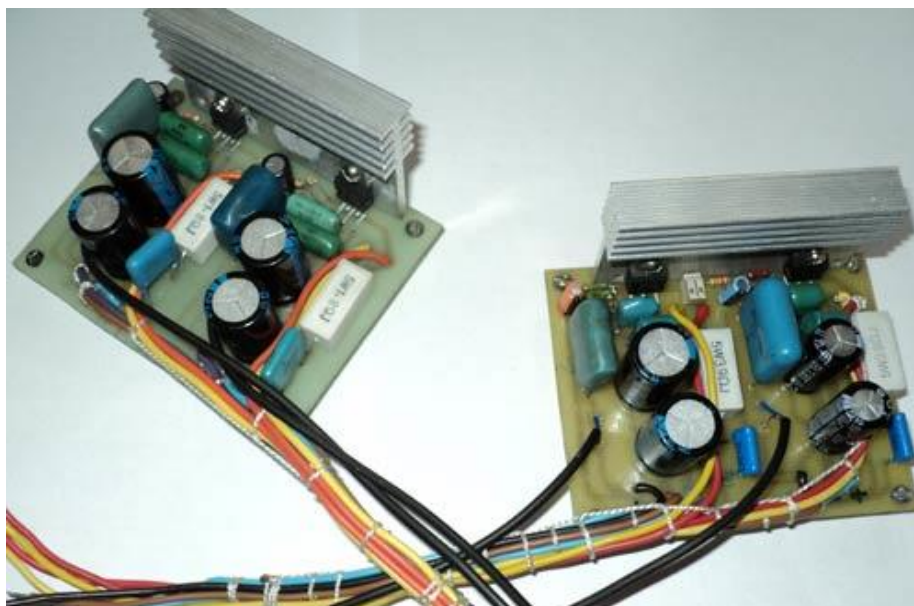


Рисунок 3.2 — Зовнішній вигляд підсилювача на інтегральній мікросхемі TDA2030

Підсилювач потужності на KT805, незважаючи на відносно невелику вихідну потужність, він володіє деякими безсумнівними достоїнствами. По-перше, він простий і абсолютно доступний для повторення. По-друге, в ньому немає дефіцитних і дорогих компонентів. (Рисунок 3.3)

Характеристики підсилювача наступні:

Основні характеристики наступні:

- номінальна вихідна потужність ($R_{нагр} = 4\text{Ом}$) — 20 Вт;
- робочий діапазон частот (нерівномірності 0,5дБ) — 20 ... 20000 Гц;
- переходи нелінійних спотворень — 0,7 %;
- відношення сигнал / шум — -70 дБ;
- номінальна вхідна напруга — 1 В;
- вхідний опір — 10 кОм;
- напруга живлення — ± 25 В;
- рекомендоване живлення при навантаженні 4 Ом: 14.4В;
- рекомендоване живлення при навантаженні 8 Ом: 16В.

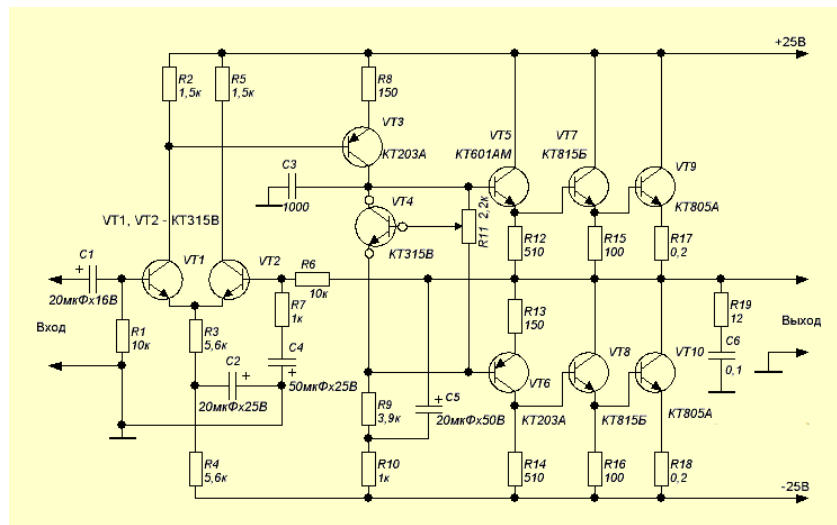


Рисунок 3.3 — Схема електрична принципова підсилювача на мікросхемі
KT805

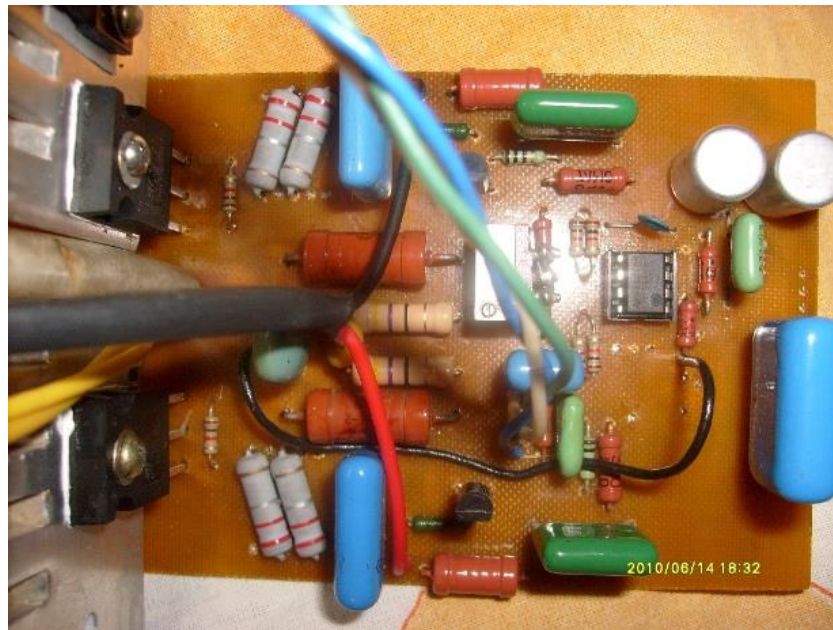


Рисунок 3.4 — Зовнішній вигляд підсилювача на мікросхемі KT805

Підсилювач низьких частот на LM4730, цей 14-ватний аудіопідсилювач використовує інтегральну схему LM4730, яка представляє собою аудіопідсилювач з можливістю посилення 14 ват на кожний канал з підключенням навантаження 4 або 8 Ом. При цьому гармонійні спотворення THD + N на рівні 10% при частотному діапазоні від 20 Гц до 20 кГц. Кожен

підсилювач має незалежну систему плавного переходу поступового посилення / загасання звуку і режим енергозбереження, який контролюється повзунковими перемикачами.

Мікросхема LM4730 має захист від короткого замикання і термозахист, яка активується при перевищенні температури кристала вище 150°C . LM4730 також забезпечує блокування при зниженні напруги і відсутності клацання під час операції включення і виключення. Для підсилювача потрібна наявність належного радіатора. (Рисунок 3.5)

Характеристики даного підсилювача:

- вихідна потужність — 14 Вт при навантаженні 4 або 8 Ом;
- гармонійні спотворення THD + N 10%;
- згасання — 85дБ;
- робочий діапазон частот (нерівномірності 0,5дБ) — 20 ... 20000 Гц;
- переходи нелінійних спотворень — 0,7 %;
- струм в режимі холостого ходу — 3,5 мА (+/- 17В);
- двухполуполярний джерело живлення — $\pm 18\text{ В}$ постійного струму;
- гармонійні спотворення $<10\%$ THD + N на частоті від 20 Гц до 20 кГц.

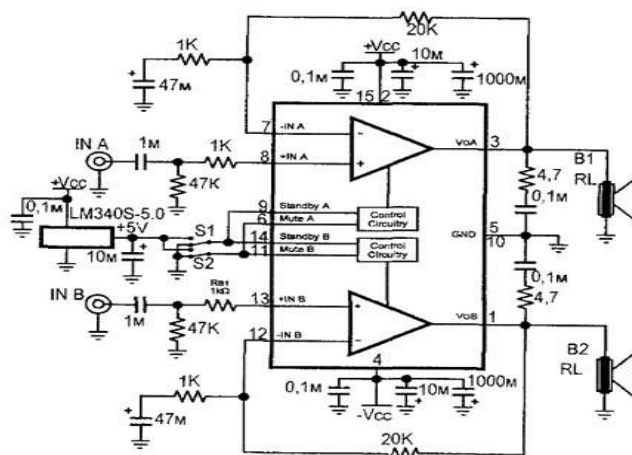


Рисунок 3.5 — Схема електрична принципова підсилювача низьких частот на LM4730



Рисунок 3.6 — Зовнішній вигляд підсилювача низьких частот на LM4730

Низькочастотний підсилювач потужності

Розроблений підсилювач потужності побудований на мікросхемі CS4390. Даний підсилювач є інтегральним аудіо підсилювачем, що працює стерео режимі. Підсилювач може видавати 14 Вт на канал при навантаженні 4 Ом або 11 Вт на канал при навантаженні 8 Ом.

Схема електрична принципова для розробленого пристрою наведена на рисунку 3.7.

Основні характеристики:

- напруга живлення: від 8В до 18В;
- рекомендоване живлення при навантаженні 4 Ом: 14.4В;
- рекомендоване живлення при навантаженні 8 Ом: 16В;
- струм живлення не більше 200мА;

- струм спокою 10мА;
- вихідна потужність в мостовому режимі: 14 Вт навантаження 4 Ом;
- вихідна потужність в мостовому режимі: 11 Вт навантаження 8 Ом;
- відношення сигнал/шум: 39дБ;
- розмір плати: 36x23мм;
- гармонійні спотворення THD + N 12%;
- згасання — 90дБ;
- робочий діапазон частот (нерівномірності 0,5дБ) — 20 ... 25000 Гц.

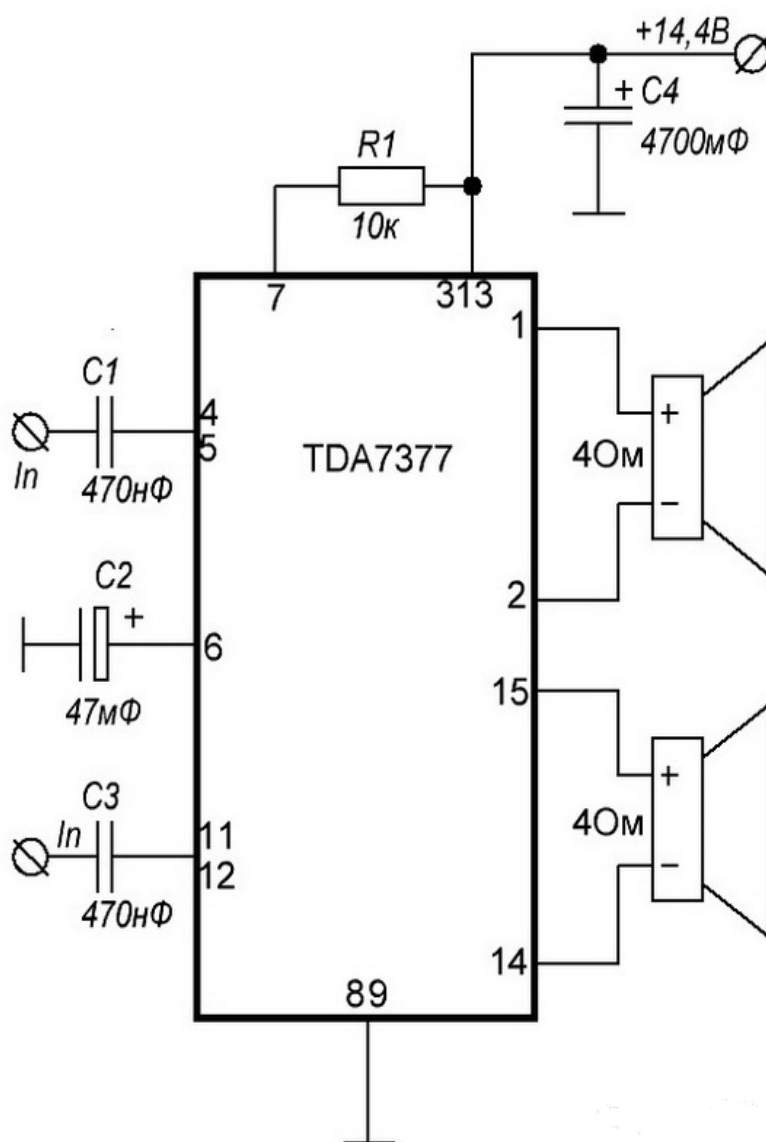


Рисунок 3.7 — Схема електрична принципова аудіо підсилювача на CS4390

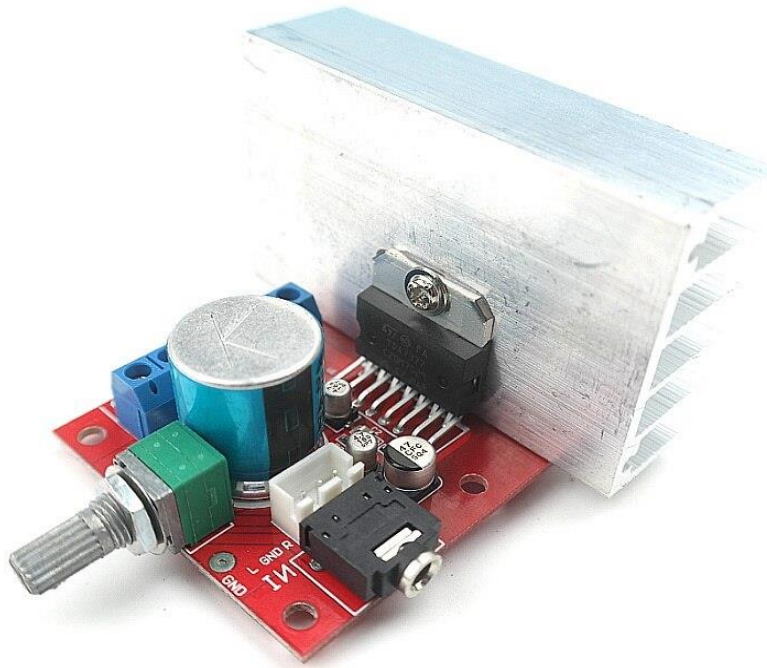


Рисунок 3.8 — Підсилювач потужності звукового сигналу на CS4390

На основі описаних вище технічних параметрів пристроїв-аналогів можемо скласти порівняльну таблицю приладів(Таблиця 3).

Таблиця 3

	Відношення сигнал/шум	Напруга живлення	Вихідна потужність	Вартість	Розмір
ПЗЧ на TDA2030	1	2	3	2	3
ПЗЧ на KT805	3	3	4	1	1
ПЗЧ на LM4730	4	2	2	3	2
ПЗЧ на CS4390	2	2	3	4	4
Вагові коефіцієнти	3	2	3	2	2

Підрахуємо загальну кількість балів для кожного пристрою, враховуючи вагові коефіцієнти (див. табл. 3.1):

для ПЗЧ на TDA2030: $3 + 4 + 9 + 4 + 6 = 26$;

для ПЗЧ на KT805: $9 + 6 + 12 + 2 + 2 = 31$;

для ПЗЧ на LM4730: $12 + 4 + 6 + 6 + 4 = 32$;

для ПЗЧ на CS4390: $6 + 4 + 9 + 8 + 8 = 35$.

З отриманих результатів можемо зробити висновок про те, що обраний для дослідження в данній бакалаврській роботі підсилювач може конкурувати з аналогічними доступними пристроями. Хоча підсилювач на мікросхемі CS4390 і поступає своїм конкурентам у відношенні сигналу до шуму та, він має переваги у вигляді його вартості.

4. СТРУКТУРНА СХЕМА ТА РОЗРОБКА ПРИСТОЮ

4.1 Структурна схема пристрою. Її розробка

Як правило, підсилювачі складаються із декількох каскадів, що виконують послідовне підсилення сигналу. При цьому загальний коефіцієнт підсилення становить: $K = K_1 \cdot K_2 \dots K_n$.

Вхідні каскади та каскади попереднього підсилення виконуються, як правило, у вигляді підсилювачів напруги.

Вихідні каскади — зазвичай є підсилювачами потужності або струму.

Передатна характеристика - це залежність вихідного струму каскаду (струму колектора або емітера) від вхідної напруги. У ній враховуються нелінійність вхідний і вихідний характеристик транзистора і зміни напруги, що падає на самому транзисторі залежно від вихідного струму.

Підсилювачі відрізняються один від одного кількістю каскадів, режимом роботи. Але усім їм притаманні загальні принципи побудови. Розглянемо їх на прикладі підсилювача сигналів напруги змінного струму, який показано на рис. 4.1.

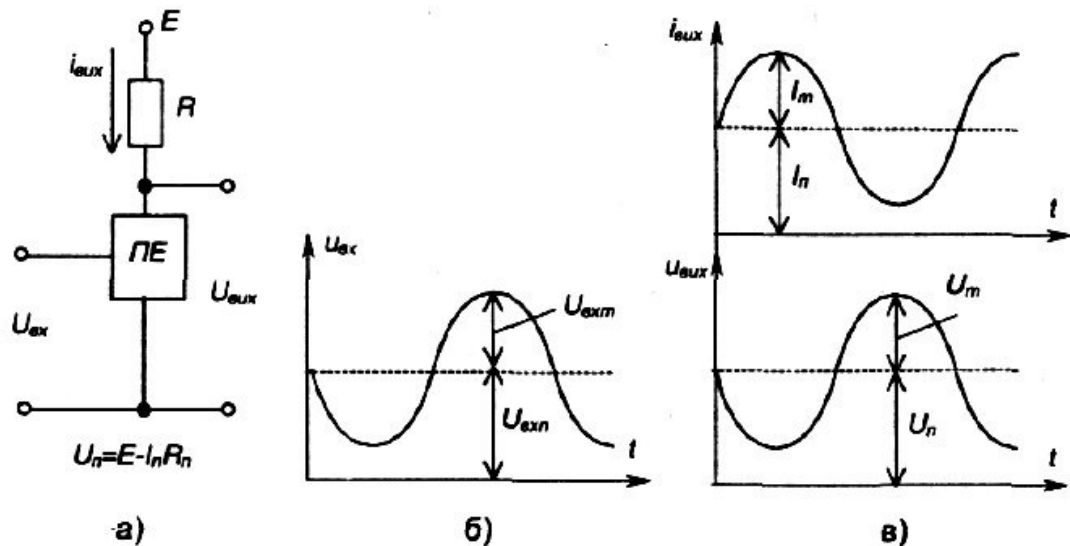


Рисунок 4.1 — Структурна схема підсилювача напруги змінного струму (а) та часові діаграми його вхідного (б) і вихідного (в) сигналів

Основним елементом підсилювача є підсилювальний елемент (ПЕ) (біполярний або польовий транзистор), що разом із резистором R та джерелом живлення постійного струму E утворюють головне вихідне коло підсилювача.

Принцип підсилення полягає у перетворенні енергії джерела постійної напруги E в енергію змінного вихідного сигналу шляхом зміни провідності ПЕ за законом, зумовленим формою вхідного сигналу.

Оскільки вихідне коло підсилювача живиться постійною напругою, у ньому може протікати струм лише однієї полярності. Для забезпечення отримання підсиленого сигналу змінного струму необхідно задати його на фоні постійного сигналу зміщення U_n , як це показано на рис. 2.1(в). При цьому для нормальної роботи підсилювача амплітудні значення вихідних напруги та струму повинні бути меншими за постійні рівні напруги та струму: $U_m \leq U_n$; $I_{\text{вх}n} \leq I_{\text{вх}m}$ (постійного струму зміщення).

Постійні рівні струму та напруги у вихідному колі задаються подачею постійного рівня вхідної напруги: $U_{\text{вх}n} \leq U_{\text{вх}m}$; ($I_{\text{вх}n} \leq I_{\text{вх}m}$).

Режим роботи підсилювача за постійним струмом називається режимом спокою. Він характеризується струмом спокою та напругою спокою вихідного кола. Щоб задати режим спокою, використовують спеціальні схеми зміщення напруги.

Вихідна напруга $U_{вих}$ подається на навантаження, яким зазвичай є наступний каскад підсилення. За такої побудови підсилювача його навантаженням (корисним) є не резистор R , а вхідний опір наступного (наприклад, такого ж) каскаду підсилення, на який подається напруга $U_{вих}$. Структурна схема підсилювача, який розробляється в данній бакалаврській роботі представлена на рис 4.2.

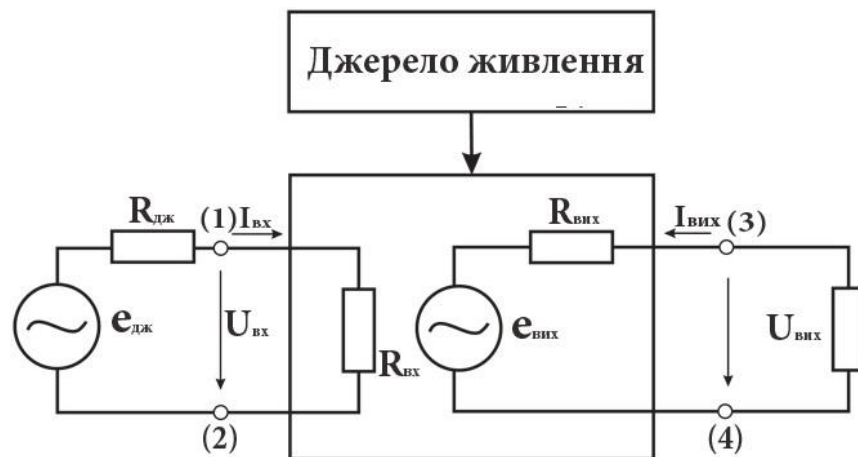


Рисунок 4.2 — Структурна схема підсилювача

Як підсилювальний елемент (ПЕ) у сучасних підсилювачах зазвичай використовують транзистори (біполярні або польові) або мікросхеми, рідше — електронні лампи.

Вхідний сигнал від керуючого джерела енергії $e_{дж}$ (джерела вхідного сигналу) подається на вхідні клеми (1) — (2) підсилювача через внутрішній опір джерела $R_{дж}$. Потужність джерела вхідного сигналу виділяється на вхідному опорі підсилювача $R_{вх}$. Навантаження підмикається до клем (3) — (4). Вхідний малопотужний сигнал керує кількістю енергії, що подається у навантаження від джерела живлення значно більшої потужності (підсилювальні властивості вихідного кола представлені за допомогою

додаткової електрорушійної сили $-e_{вих}$). Таким чином, завдяки використанню ПЕ і зовнішнього джерела живлення стає можливим підсилення малопотужного вхідного сигналу.

4.2 Розробка елементної бази і вузлів схеми

Для підсилювача було використано мікросхему CS4390. Мікросхема представляє собою стереофонічний чотирьоканальний підсилювач який використовують як і в побутовій так і в автотехніці. Можливе мостове включення, для збільшення потужності на канал. Структурну схему зображено на рис. 4.3

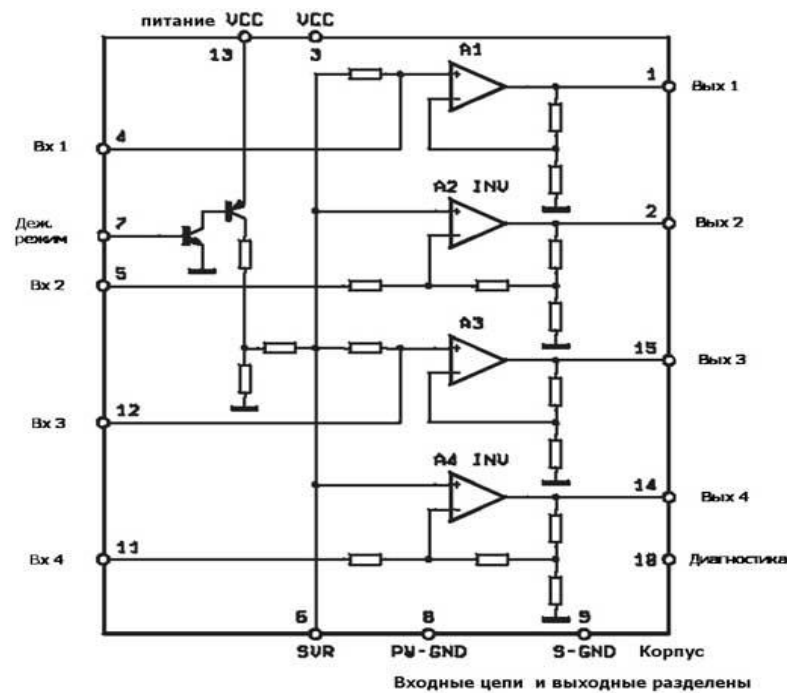


Рисунок 4.3 — Структурна схема CS4390

Вихідна потужність підсилювача складає 14 Вт при навантаженні 4 Ом, 11 Вт при навантаженні 8 Ом. Особливістю підсилювача є його невеликі розміри та велика потужність.

На основі мікросхеми CS4390 можна побудувати чотирьоканальний стерео підсилювач (рис. 4.4) та мостовий одноканальний підсилювач (рис.

4.5). Для бакалаврської роботи було обрано двоканальний мостовий стерео підсилювач.

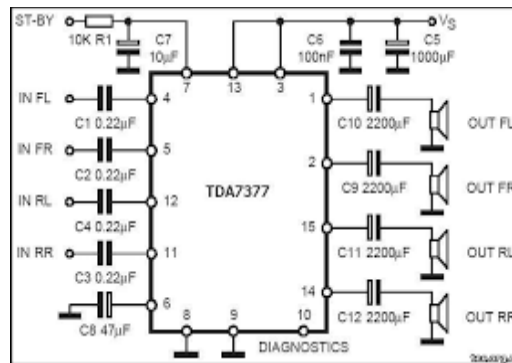


Рисунок 4.4 — Схема електрична принципова чотирьоканального стерео підсилювача на CS4390

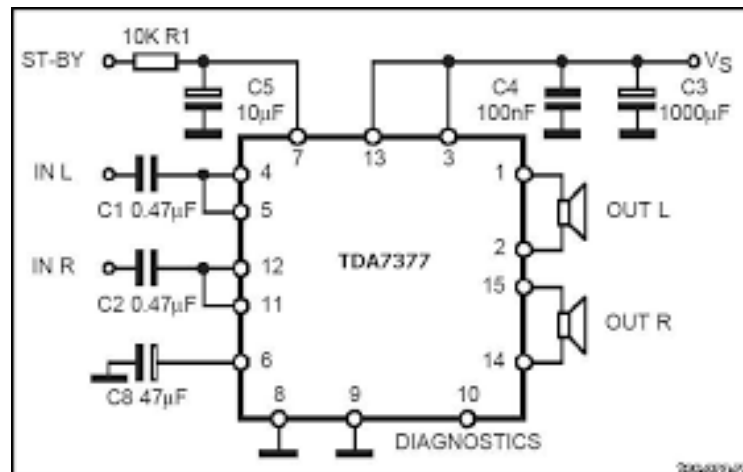


Рисунок 4.5 — Схема електрична принципова мостового двоканального стерео підсилювача на CS4390

ВИСНОВОК

У даній дипломній роботі було розглянуто область застосування підсилювачів, їх класифікацію, класи роботи. Було розглянуто відомі аналоги та виконано порівняння їх з розробленим приладом також було розглянуто характеристики підсилювачів та здійснений вибір елементів, розробка принципової та структурної схем. Було виконано моделювання та дослідження пристрою.

Поставлені до роботи завдання: аналіз методів побудови високолінійних ЦАП, проектування аудіо-ЦАП та низькочастотного підсилювача, огляд та аналіз аудіо підсилювачів, розробка пристрою – були успішно виконані у ході виконання бакалаврської роботи.

Отже, підсумовуючи вищесказане, робимо висновок про те, що вибір схемотехнічної та конструктивної реалізації аудіо-ЦАП для вимірювання параметрів низькочастотних каналів і трактів повинен здійснюватись в основному з орієнтацією на динамічні характеристики. На основі мікросхеми CS4390 та її демо-модуля побудований аудіо-ЦАП для застосування в вимірювальному комплексі аналізу параметрів звукових трактів.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

- 1 Ситников В.Д. Низькочастотний мостовий підсилювач. 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/15070>>.
- 2 Прянишников В.А. Електроніка Курс лекцій. Підручник для вищих та середніх навчальних закладів. — М.: Корона-принт, 1998
- 3 Стешенко В. Б. Школа схемотехнічного проектування пристроїв обробки сигналів Компоненти та технології, № 3, 4 -М. Техно, 2000.
- 4 Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 1. / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2005. – 196 с.
- 5 Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 2 / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 184 с.
- 6 Козловський В. О. Підприємницька діяльність. Практикум. Част. I. / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 175 с.
- 7 Козловський В. О. Підприємницька діяльність. Практикум. Част. II. / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 170 с.
- 8 ДБН В.2.5-28-2006.-. Природне та штучне освітлення.- К.: Мінбуд України, 2006 — 76 с.
- 9 ОНТП 24-86. Визначення категорій приміщень та будівель повибухопожежної та пожежної небезпеки.
- 10 БНіП 2.01.02-85. Протипожежні норми. БНіП 2.09.02-85. Виробничі завдання.

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.

« ____ » _____ 2022 р.

Технічне завдання

На виконання комплексної бакалаврської дипломної роботи
Цифроаналоговий генератор тестових низькочас-тотних сигналів з вихідним
підсилювачем потужності. Частина 2. «Низькочастотний мостовий
підсилювач».

08-23.КБДР.044.00.000 ПЗ

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

ОТ

Крупельницький Л.В. _____

Студент групи 1КІ-18Б

Ситников В.Д _____

1 Підстава для виконання бакалаврського дипломної роботи

1.1 Аналіз методів побудови високолінійних ЦАП, проектування аудіо-ЦАП та низькочастотного підсилювача, огляд та аналіз аудіо підсилювачів, розробка пристрою.

1.2 Наказ про затвердження теми БДР.

2 Мета БДР і призначення розробки

2.1 Мета робота — розробити на основі проведених досліджень високолінійний ЦАП для комп'ютерних систем вимірювання параметрів низькочастотних каналів і трактів.

2.2 Призначення розробки — посилення динамічних параметрів підсилювачів.

3 Вихідні дані для виконання БДР

3.1 Тема роботи «Низькочастотний мостовий підсилювач», керівник роботи Крупельницький Леонід Віталійович. к.т.н., доцент, затверджені наказом вищого навчального закладу від «__» ____ 20__ року №

3.2 Строк подання студентом роботи 21.06.2022

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

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		

3.7 Дата видачі завдання 05 вересня 2021 року.

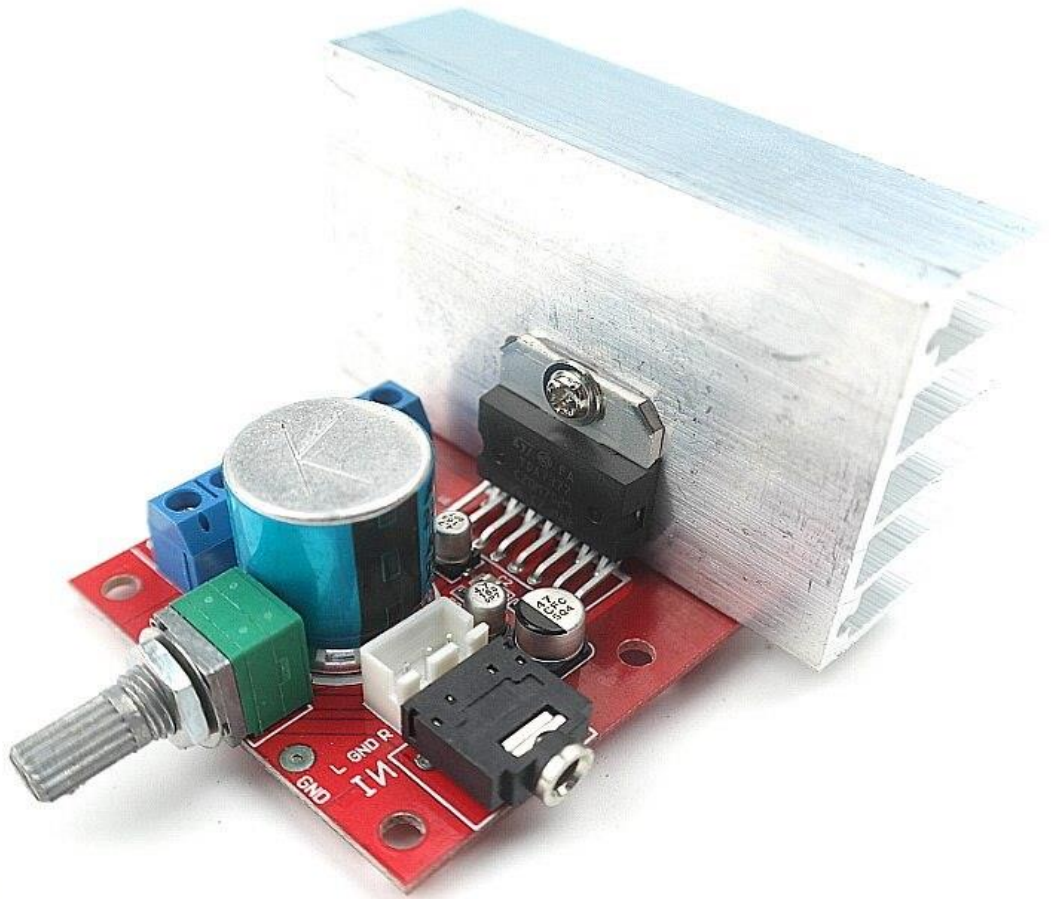
3.8 Календарний план роботи зазначний в таблиці 2.

Таблиця 2 — Календарний план

№з/п	Назва етапів дипломного проекту (роботи)	Строк виконання	Примітка
1	Постановка задачі роботи	11.01.2022	Виконано
2	Аналіз методів роботи підсилувача	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 _____ Ситников В.Д.

ДОДАТОК Б



Підсилювач потужності

Рисунок Б.1— Підсилювач потужності звукового сигналу на CS4390

ДОДАТОК В

Генератор аналогових сигналів



Рисунок В.1 — Генератор аналогових сигналів

ДОДАТОК Г

Схема електрична принципова

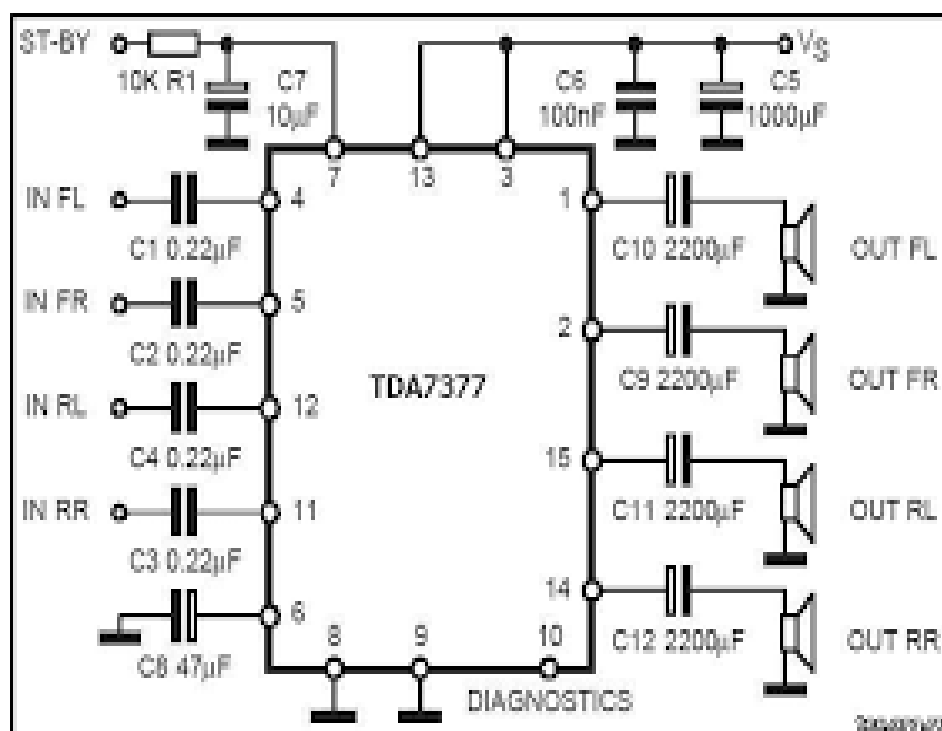


Рисунок Г.1 — Електрично принципова схема

РЕЦЕНЗІЯ

на бакалаврську дипломну роботу студента групи ІКІ-186
Факультету інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії
Ситникова Владислава Дмитровича

Бакалаврська дипломна робота виконана відповідно до завдання, відповідає темі, містить пояснювальну записку з 56 сторінок.

Оскільки в наш час широкого розповсюдження і доступності набули персональні комп'ютери, то вони не тільки використовуються для роботи, але й для розваг. Все більшої поширеності набувають компакт-диски, на які можна записати будь-яку інфо-рмацію, включаючи музичні композиції і художні фільми. Тому виникла необхідність пристосувати звичайну акустичну систему до персонального комп'ютера. Такі системи повинні мати малі розміри, бути простими у виготовленні.

В даній бакалаврській роботі об'єктом дослідження є підсилювач звукового сигналу. 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. Після проведення дослідів маємо результат такий, що вибір схемотехнічної та конструктивної реалізації аудіо-ЦАП для вимірювання параметрів низькочастотних каналів і трактів повинен здійснюватись в основному з орієнтацією на динамічні характеристики. На основі мікросхеми CS4390 та її демо-модуля побудований аудіо-ЦАП для застосування в вимірювальному комплексі аналізу параметрів звукових трактів.

У бакалаврській дипломній роботі можна відзначити такі недоліки:

- величезна ємність використаних електролітичних конденсаторів та їх велика кількість;
- малим часом роботи транзистора на лінійній ділянці характеристик.

Бакалаврська дипломна робота у цілому виконана на високому рівні, відповідає вимогам, що висуваються до бакалаврських дипломних робіт спеціальності 123 – "Комп'ютерна інженерія" і заслуговує на оцінку «А», а студенту Ситникову Владиславу Дмитровичу – присвоєння освітньої кваліфікації: ступінь вищої освіти бакалавр, галузь знань – "Інформаційні технології", спеціальність – "Комп'ютерна інженерія", освітня програма – "Комп'ютерна інженерія".

Рецензент, к. т. н., ст.викл.

Лукічов В.В.

