

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

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА
на тему:
СИСТЕМА ЦИФРОВОГО РЕЄСТРУВАННЯ АНАЛОГОВИХ СИГНАЛІВ

Виконав: студент 2 курсу, групи 2КІ-23м
спеціальності 123 — «Комп'ютерна інженерія»

Верто Вертоградський А. Ю.

Керівник: д.т.н., проф. каф. ОТ

Азаров Азаров О. Д.

«12» 12 2024 р.

Опонент: к.т.н., доц. каф. ПЗ

Майданюк Майданюк В. П.

«12» 12 2024 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ОТ

Азаров д.т.н., проф. Азаров О. Д.

«12» 12 2024 р.

ВІННИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії

Кафедра обчислювальної техніки

Галузь знань – Інформаційні технології

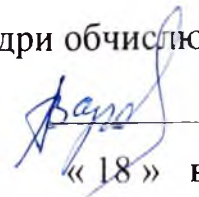
Освітній рівень – магістр

Спеціальність – 123 Комп'ютерна інженерія

Освітньо-професійна програма – Комп'ютерна інженерія

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри обчислювальної техніки

 О. Д. Азаров

« 18 » вересня 2024 р.

З А В Д А Н Н Я

НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

студенту Вертоградському Андрію Юрійовичу

1 Тема роботи «Система цифрового реєстрування аналогових сигналів» керівник роботи Азаров О. Д., д.т.н., проф. каф. ОТ, затверджено наказом вищого навчального закладу № 310 від 17.09.2024 року.

2 Строк подання студентом роботи 16.12.2024 р.

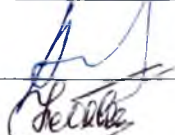
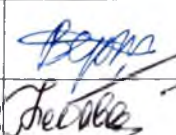
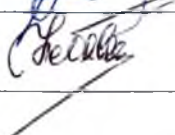
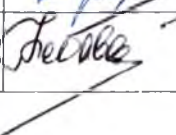
3 Вихідні дані до роботи: частота аналогового сигналу, що опрацьовується: 0...20 кГц; нелінійні спотворення після опрацювання: $\leq 0,01\%$; елементна база: аналого-цифрові перетворювачі (АЦП), цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП), мікроконтролери, операційні підсилювачі, цифрові фільтри; споживана потужність системи: $\leq 200...300$ Вт.

4 Зміст розрахунково-пояснювальної записки: вступ, огляд існуючих систем цифрового реєстрування аналогових сигналів, дослідження методів побудови систем цифрового реєстрування, розробка аналогових вузлів ЦАП і АЦП прискореного порозрядного врівноваження з ваговою надлишковістю, експериментальні дослідження та тестування, економічна частина.

5 Перелік графічного матеріалу: схеми структурні, схеми функціональні, схеми принципів, графіки.

6 Консультанти розділів роботи приведені в таблиці 1.

Таблиця 1 – Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
1-4	Азаров Олексій Дмитрович, д.т.н, проф.		
5	Небава Микола Іванович, к.е.н., проф.		

7 Дата видачі завдання 18.09.2024 р.

8 Календарний план виконання МКР приведений в таблиці 2.

Таблиця 2 – Календарний план

№ з/п	Назва етапів МКР	Строк виконання	Підпис
1	Постановка задачі	20.09.2024	Вик.
2	Огляд існуючих рішень	24.09.2024	Вик.
3	Теоретичні дослідження	29.09.2024	Вик.
4	Розробка структурних схем	03.10.2024	Вик.
5	Розрахунок аналогової частини	07.10.2024	Вик.
6	Розробка принципів схем	13.10.2024	Вик.
7	Експериментальні дослідження	20.10.2024	Вик.
8	Розрахунок економічної частини	27.10.2024	Вик.
9	Оформлення пояснювальної записки та ілюстративного матеріалу	03.11.2024	Вик.
10	Виконання магістерської кваліфікаційної роботи	10.11.2024	Вик.
11	Перевірка якості виконання магістерської кваліфікаційної роботи та усунення недоліків	14.12.2024	Вик.
12	Підписи супроводжувальних документів у керівника, опонента, нормоконтролера	15.12.2024	Вик.
13	Перевірка «антиплагіат»	17.11.2024	Вик.
14	Попередній захист	19.11.2024	Вик.

Студент



Вертоградський А. Ю.

Керівник



д.т.н., проф. каф. ОТ Азаров О. Д.

АНОТАЦІЯ

УДК 681.325

Вертоградський А. Ю. Система цифрового реєстрування аналогових сигналів. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 123 — Комп'ютерна інженерія, Вінниця: ВНТУ, 2024 — 125 с. На укр. мові. Бібліогр.: 34 назви; рис. 50; табл.: 13.

В роботі удосконалено систему цифрового реєстрування аналогових сигналів, побудовану на низькоточних аналогових вузлах, для підвищення швидкодії і точності АЦП і ЦАП з ваговою надлишковістю шляхом оптимізації алгоритмів обробки сигналів та вдосконалення структурних схем.

Запропоновано вдосконалені методи обробки сигналів із ваговою надлишковістю для аналого-цифрових і цифро-аналогових перетворювачів, що покращують лінійність та стабільність роботи системи. Отримані результати досліджень демонструють підвищену надійність запропонованих рішень, які можуть бути впроваджені в автоматизовані системи моніторингу та управління технологічними процесами.

Ключові слова: реєстрування сигналів, вагова надлишковість, АЦП, ЦАП.

ABSTRACT

УДК 681.325

Vertohradskyi A. Yu. System of digital registration of analog signals. Master's thesis on specialty 123 — Computer Engineering, Vinnytsia: VNTU, 2024 — 125 p. In Ukrainian. Bibliography: 34 titles; fig. 50; tabl.: 13.

The work improves the system for digital recording of analog signals, built on low-precision analog nodes, to increase the speed and accuracy of ADCs and DACs with weight redundancy by optimizing signal processing algorithms and improving structural diagrams.

Advanced methods of processing signals with a weighted excess for analog-to-digital and digital-to-analog converters are proposed, which improve the linearity and stability of system operation. The obtained research results demonstrate the increased reliability of the proposed solutions, which can be implemented in automated systems for monitoring and controlling technological processes.

Keywords: signal registration, weight redundancy, ADC, DAC.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	8
1 ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ СИСТЕМ ЦИФРОВОГО РЕЄСТРУВАННЯ АНАЛОГОВИХ СИГНАЛІВ.....	11
1.1 Огляд існуючих методів створення систем цифрового реєстрування і відтворення аналогових сигналів	11
1.2 АЦП з прискореним порозрядним врівноваженням і ваговою надлишковістю на основі ЦАП на неточних елементах	17
1.3 Методи створення багаторозрядних ЦАП з ваговою надлишковістю та безперервною характеристикою перетворення	25
2 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ПОБУДОВИ СИСТЕМ ЦИФРОВОГО РЕЄСТРУВАННЯ.....	34
2.1 Високолінійна система реєстрування сигналів на основі АЦП прискореного порозрядного врівноваження з ваговою надлишковістю.....	34
2.2 Метод розробки багаторозрядного ЦАП із нерозривною характеристикою перетворення з ваговою надлишковістю на неточних елементах	39
2.3 Похибки характеристик відтворення системи реєстрування аналогових сигналів на неточних елементах.....	48
3 РОЗРОБКА АНАЛОГОВИХ ВУЗЛІВ ЦАП І АЦП ПРИСКОРЕНОГО ПОРОЗРЯДНОГО ВРІВНОВАЖЕННЯ З ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ	59
3.1 Двотактний високолінійний буфер напруги на основі відбивачів струму .	59
3.2 Високолінійний перетворювач струм-струм на основі двотактного балансного підсилювача постійного струму.....	65
3.3 Високолінійні відбивачі струму з високим та надвисоким вихідними опорами	68

					08-54.МКР.027.00.000 ПЗ			
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	Система цифрового реєстрування аналогових сигналів Пояснювальна записка	Літ.	Арк.	Акрюшів
Розробив		Вертоградський А. Ю.						
Перевірів		Азаров О. Д.					6	125
Опонент		Майданюк В. П.				ВНТУ, гр. 2КІ-23м		
Н. Контр.		Швець С. І.						
Затвердив		Азаров О. Д.						

4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ТЕСТУВАННЯ	73
4.1 Дослідження характеристик масштабаторів-підсилювачів струму.....	73
4.2 Дослідження характеристик відбивачів струму	77
5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	80
5.1 Проведення комерційного аудиту науково-технічної розробки.....	80
5.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-технічної розробки.....	84
5.3 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки від її комерціалізації потенційним інвестором	93
ВИСНОВКИ	100
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ.....	101
ДОДАТОК А Технічне завдання	105
ДОДАТОК Б Схеми структурні	109
ДОДАТОК В Схеми функціональні	112
ДОДАТОК Г Схеми принципів	117
ДОДАТОК Д Графіки	120
ДОДАТОК Е Акт упровадження результатів досліджень.....	124
ДОДАТОК Ж Протокол перевірки кваліфікаційної роботи	125

ВСТУП

У першій половині XX століття для реєстрації та оброблення інформації використовували аналогові електронні пристрої, які працювали в реальному часі. Однак ситуація кардинально змінилася із розвитком цифрових обчислювальних технологій. Цифрові методи реєстрації та обробки сигналів виявилися значно точнішими й ефективнішими, що зробило їх промисловим стандартом. В той же час науковцями, такими як Г. Найквіст, К. Шеннон та В. О. Котельников [27]-[29], були сформульовані основи теорії, яка доводить можливість відновлення неперервних функцій за їхніми дискретними відліками. Ці постулати заклали основу для створення цифрових систем реєстрації аналогових сигналів. Подальший внесок у розвиток цієї теорії зробили такі вчені, як N. Ahmed, Christopher L. Bennett, Alan V. Oppenheim [30], [31] та інші.

Практична реалізація таких систем потребує використання АЦП і ЦАП, що відповідають за дискретизацію та відновлення аналогових сигналів. Важливим параметром цих пристроїв є розрядність, яка впливає на співвідношення сигнал/шум. Ще одним ключовим показником є швидкість перетворення вхідного сигналу на цифровий код. Досягти одночасно високої швидкості та великої розрядності є складним завданням, через що було розроблено різноманітні типи АЦП.

Серед вітчизняних науковців, які зробили значний внесок у цю галузь, варто відзначити А. І. Кондалєва, В. О. Романова та інших. З кінця 80-х років минулого століття школа професора О. Д. Азарова займається розробкою АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю з покращенням статичних і динамічних характеристик [2]-[4]. Використання таких пристроїв у цифрових системах реєстрації має численні переваги у порівнянні з двійковими АЦП і ЦАП, оскільки забезпечує високу лінійність відтворення аналогових сигналів у системах цифрової реєстрації. Проте, незважаючи на перспективність, цей підхід ще недостатньо поширений, що робить подальші дослідження в цій сфері **актуальними**.

Мета магістерської кваліфікаційної роботи полягає у вдосконаленні системи цифрового реєстрування аналогових сигналів, побудованої на низькоточних аналогових вузлах, для підвищення її швидкодії і точності шляхом оптимізації алгоритмів обробки сигналів та вдосконалення структурних схем АЦП і ЦАП з ваговою надлишковістю.

Для досягнення поставленої мети потрібно вирішити наступні **задачі**:

- проаналізувати існуючі методи перетворення та реєстрації аналогових сигналів у цифровій формі;
- вибрати оптимальні компоненти системи;
- удосконалити апаратну частину системи реєстрування;
- виконати тестування системи та оцінити її точність і швидкодію;
- проаналізувати отримані результати та зробити висновки.

Об'єкт дослідження — процес реєстрування аналогових сигналів у цифровому вигляді з використанням АЦП.

Предмет дослідження — апаратні та програмні засоби, що забезпечують точне реєстрування, обробку та збереження аналогових сигналів у цифровій формі.

Методи дослідження — застосовано теоретичний аналіз наукових джерел і технічної документації для вибору оптимальних компонентів та алгоритмів обробки сигналів. Експериментальне тестування виконувалося у лабораторних умовах для оцінки точності, швидкодії та впливу шумів на роботу системи. Отримані дані були оброблені з використанням статистичних методів для оцінки стабільності та надійності системи.

Наукова новизна одержаних результатів досліджень полягає у вдосконаленні методів підвищення швидкодії та точності АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю для систем реєстрування аналогових сигналів. Запропоновано підходи, що мінімізують похибки перетворення та підвищують лінійність характеристик пристроїв за рахунок оптимізації структурних схем.

Практичне значення одержаних результатів досліджень полягає у тому, що запропоновано структурні та принципові схеми вузлів системи реєстрування, зокрема високошвидкісні блоки аналого-цифрового та цифро-аналогового перетворення із ваговою надлишковістю, що забезпечують підвищену точність і стабільність сигналу. Розроблені рішення можуть бути інтегровані у сучасні автоматизовані системи моніторингу і діагностики для точного збору та обробки даних у реальному часі, що важливо для управління технологічними процесами, наукових досліджень та промислових застосувань. Впровадження цих схем дозволяє підвищити надійність роботи обладнання та оптимізувати його ефективність у різних умовах експлуатації.

Публікація — матеріали роботи опубліковувались на науково-технічній конференції "Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи (МН-2025)" [32].

Впровадження — результати досліджень були впроваджені на Комунальному підприємстві «Вінницяоблводоканал», що підтверджується актом упровадження результатів досліджень (ДОДАТОК Е).

1 ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ СИСТЕМ ЦИФРОВОГО РЕЄСТРУВАННЯ АНАЛОГОВИХ СИГНАЛІВ

1.1 Огляд існуючих методів створення систем цифрового реєстрування і відтворення аналогових сигналів

Є такі методи цифрового запису аналогових сигналів: механічний, магнітний, магнітооптичний, лазерний, оптичний, запис на електронні носії.

Механічний запис звуку базується на вирізанні або витисканні канавки на носії за допомогою пристрою для запису — рекордера. На рекордер подається сигнал з виходу підсилювача, різець починає коливатися, створюючи на носії складної форми модульовану канавку. Якщо сигнал відсутній — канавка залишається немодульованою, без звивин. Після запису на поверхню диска наноситься шар срібла, що слугує провідником для подальшого електрохімічного процесу нанесення нікелю. Першу копію, або «оригінал», використовують для створення матриці, з якої можуть бути виготовлені до тисячі вінілових платівок. Спектр такого запису може досягати від 40 кГц до 45 кГц.

Фотографічний запис базується на впливі світлового потоку на світлочутливий шар носія, наприклад, кінострічки. Електричний сигнал від мікрофона через підсилювач подається на модулятор світла, що забезпечує запис на світлочутливий матеріал (рисунок 1.1).

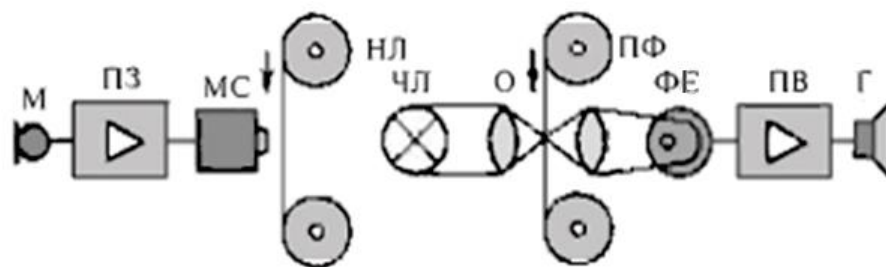


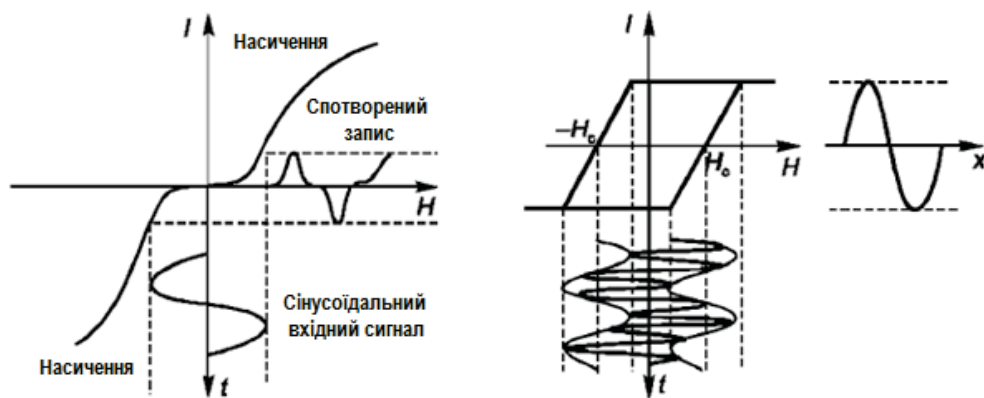
Рисунок 1.1 — Схема фотографічного запису звуку

Промодульований світловий потік створює на світлочутливій стрічці (негативний шар НЛ) вузький штрих, що записується із змінною шириною або інтенсивністю. Після фотохімічної обробки та копіювання формується

позитивна фотографія (ПФ). Під час відтворення джерело світла (лампа читання ЛЧ) через оптичну систему (О) спрямовує світловий потік на вузький штрих позитивної фотографії. Модульований світловий потік, що містить фонограму, потрапляє на фотоелемент (ФЕ).

Зазначимо, що при записі зі змінною щільністю особливо важливо правильно підібрати режим проявлення, оскільки порушення цього режиму призводить до зростання нелінійних спотворень. У ролі модулятора світла використовуються електромеханічні, електроскопічні або електронно-променеві перетворювачі.

Магнітний запис звуку базується на властивості феромагнітних матеріалів намагнічуватися під дією електромагнітного поля і зберігати залишкове намагнічення після виходу з цього поля. У разі потреби запис можна стерти змінним магнітним полем. Під час запису магнітна голівка намагнічує стрічку, перетворюючи зміни сигналу на просторові зміни залишкового намагнічення стрічки. Запис складається з великої кількості дрібних магнітиків різної довжини та інтенсивності поля. Магнітний шар виготовляється з магнітотвердих феромагнітних матеріалів. Процес магнітного запису наведено на рисунку 1.2.



а) без підмагнічування на розмагнічений носій

б) з високоякісним підмагнічуванням

Рисунок 1.2 — Процес магнітного запису

Поле підмагнічування забезпечує запис сигналів на лінійних ділянках основної кривої намагнічуваності. Оскільки це поле багаторазово перемагнічує стрічку за час проходження повз зазор магнітної голівки, його коливання не залишаються у записі. Окрім стрічки, як носій може використовуватися тонкий дріт. Інформація записується на дріт діаметром 50 мкм при його повільному переміщенні, що дозволяє на котушці діаметром 3 см зберігати запис тривалістю декілька годин. Дротяний носій використовувався для створення магнітофона «Портфель» (м. Київ), який міг записувати інформацію безперервно протягом тижня без втручання людини. Найбільше поширення дротяні накопичувачі отримали в авіації, зокрема в «чорних скриньках».

Для реалізації цифрового реєстрування аналогового сигналу у вигляді коду необхідно провести дискретизацію, квантування та запис на цифровий носій. Дискретизація — це процес перетворення безперервних функцій у дискретні, що дозволяє з певною точністю відновлювати безперервні змінні. Дискретні відліки представляють собою квантовані значення функцій. Квантування полягає у заміні безперервних величин на дискретні значення з певною шкалою рівнів квантування. Основна мета цього процесу — отримати скінченну множину цифрових відліків із безперервної функції.

Ключова вимога до частоти дискретизації визначається теоремою відліків Віттакера — Найквіста — Котельникова — Шеннона [1]. Вона стверджує, що безперервний сигнал, спектр якого обмежений частотою f_{max} , може бути точно відновлений із його дискретних відліків, якщо їх частота дорівнює $f_d = 2f_{max}$ або період дискретизації становить $T_d = 1/2f_{max}$.

Теорему також можна сформулювати у зворотному порядку: для того, щоб точно відновити сигнал за його дискретними відліками, частота дискретизації повинна бути щонайменше удвічі більшою за максимальну частоту вихідного сигналу, тобто $f_d \geq 2f_{max}$.

Із теореми відліків випливають два важливі наслідки:

— будь-який аналоговий сигнал може бути відновлений із необхідною точністю за своїми дискретними відліками, взятими з частотою $f_d > 2f_{max}$, якщо спектр реального сигналу обмежений цією частотою;

— якщо максимальна частота сигналу перевищує половину частоти дискретизації, то відновити сигнал із дискретного в аналоговий неможливо.

Сучасні технології активно використовують цифровий запис аналогових низькочастотних сигналів. Суть цього підходу полягає в тому, що для точного відтворення сигналу на приймальній стороні не потрібно передавати весь сигнал, а лише його періодичні відліки. Цифрові системи запису працюють на основі перетворення вхідного аналогового сигналу в цифрову форму, а вихідного цифрового сигналу — в аналогову форму. Для цього використовуються аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) і цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП).

Узагальнена структурна схема цифрової системи перетворення та передачі аналогових сигналів зображена на рисунку 1.3.

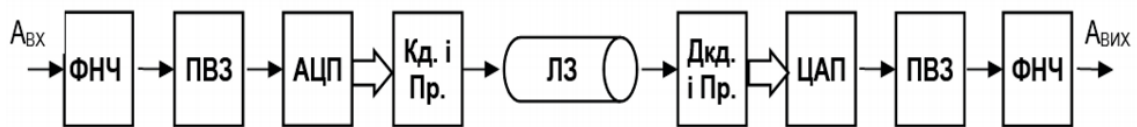


Рисунок 1.3 — Структурна схема цифрової системи перетворення та передавання аналогових сигналів

На цій схемі:

- ФНЧ — фільтр низьких частот;
- ПВЗ — пристрій вибірки- зберігання аналогових сигналів;
- Кд. і Пр. — кодер і пристрій узгодження з каналом;
- Дкд. і Пр. — декодер і пристрій узгодження з каналом.

Основними перевагами цифрового запису є:

- можливість забезпечення широкого динамічного діапазону;
- відсутність детонації (паразитної частотної модуляції) сигналу;
- відсутність спотворень амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) для будь-яких рівнів сигналу в межах динамічного і частотного діапазонів.

Квантування сигналу характеризується характеристикою квантування. Число рівнів квантування n і кількість двійкових розрядів АЦП визначають динамічний діапазон перетворення D , який вимірюється в децибелах (дБ) за формулою:

$$D = 6n + 1,8, \quad (1.1)$$

де n — число двійкових розрядів.

Для досягнення високої якості цифрового запису важливо, щоб АЦП і ЦАП мали високолінійну характеристику перетворення.

Протягом останніх десятиліть значне поширення отримав лазерний запис звуку на компакт-диск (CD). Компакт-диск є оптичним носієм інформації, що має вигляд пластикового диска з отвором у центрі. Запис і зчитування інформації виконуються за допомогою лазерного променя. Технологію було розроблено спільними зусиллями компаній Philips і Sony наприкінці 1970-х років: Philips відповідала за розробку апаратної частини, а Sony — за алгоритми перетворення сигналів та схемотехніку.

Первинний запис наноситься на скляний диск, вкритий лаком товщиною від 0,12 мм до 0,15 мм, чутливим до світла. Запис здійснюється за допомогою лазерного променя. Процес копіювання нагадує виготовлення грамплатівок. Лакова поверхня диска покривається сріблом, а потім нікелем для отримання матриць, з яких пресуються компакт-диски з полікарбонату. Під час відтворення лазерний промінь зчитує сигнал і перетворює його на потік цифрових сигналів, що далі декодуються і відтворюються через ЦАП у стереофонічний звук.

На відміну від магнітного запису, голівкою зчитування CD-приводу керує не одна, а цілих три системи автоматичного управління:

- підтримування положення голівки на доріжці;
- підтримування висоти над доріжкою;
- підтримування постійної лінійної швидкості переміщення диску під голівкою зчитування.

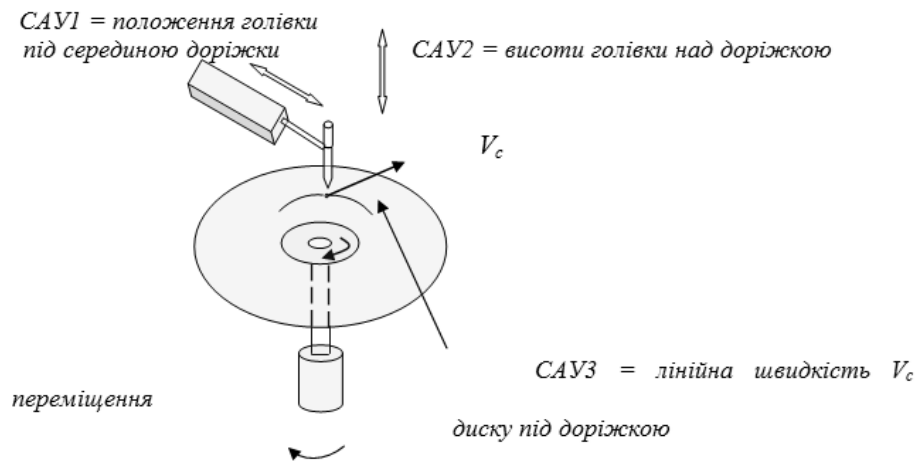


Рисунок 1.4 — Керування голівкою зчитування CD-приводу

DVD (Digital Versatile Disk) має аналогічну структуру, проте для збільшення ємності диска використовують коротшу довжину хвилі лазера — червоний лазер із довжиною хвилі від 630 нм до 635 нм.

Компанії Philips і Sony, помітивши недоліки збільшення розрядності АЦП і ЦАП, запропонували новий підхід для перетворення сигналів — DSD (Direct Stream Digital). Ця технологія використовує однорозрядну систему для обробки високочастотних гармонік, що дозволяє створювати звукову хвилю, практично ідентичну оригінальній. Однак, для її реалізації потрібна висока частота дискретизації — 2,8224 МГц. DSD знайшла застосування в носіях типу SACD (Super Audio Compact Disc), які мають високу щільність запису та забезпечують покращену якість звуку навіть на стандартних CD-програвачах завдяки технології Super Bit Mapping Direct (SBMD).

Магнітооптичний запис також знайшов своє застосування, і реалізується за допомогою магнітної голівки та лазерного променя. Магнітооптичний шар, що використовується для цього типу запису, виготовляється з таких матеріалів, як тербій, ферит і кобальт, що дозволяє суттєво зменшити енергоспоживання. При взаємодії лазерного випромінювання з магнітним матеріалом виникає магнітооптичний ефект Керра. Для цього формату був розроблений носій MiniDisk, який використовує технологію ATRAC (адаптивне трансформоване

кодування звукового сигналу), що зменшує шум переквантування під час оцифровки аналогового сигналу.

Ще одним важливим розвитком у зберіганні даних є флеш-пам'ять, яка отримала велику популярність завдяки своїй енергонезалежності та здатності зберігати дані навіть після вимкнення живлення. Ринок флеш-пам'яті зростає щорічно на понад 15%, що пов'язано з її високою надійністю, тривалим терміном служби та можливістю витримувати до 100 000 циклів перезапису.

У цифрових системах реєстрації ключовими компонентами є АЦП і ЦАП, які відповідають за перетворення аналогових сигналів у цифрові й навпаки. Сучасні багаторозрядні АЦП порозрядного врівноваження, що використовують надлишкові позиційні системи числення (НПСЧ), пропонують перспективне рішення для значного покращення швидкодії та якості перетворення. Наприклад, застосування «золотої» пропорції як основи для НПСЧ дозволяє зменшити похибку диференційної лінійності до 20%, що покращує точність перетворення без необхідності лазерного припасування ваг розрядів.

Таким чином, застосування цього підходу дозволяє забезпечити високу лінійність характеристик відтворення аналогових сигналів, усуваючи нелінійні спотворення, що є важливим для систем цифрової реєстрації з високою якістю.

1.2 АЦП з прискореним порозрядним врівноваженням і ваговою надлишковістю на основі ЦАП на неточних елементах

Параметри комп'ютерних систем автоматичного керування для цифрових вимірювальних приладів і гібридних обчислювальних комплексів значною мірою залежать від характеристик перетворення інформації, зокрема аналого-цифрового перетворення (АЦП). Важливим фактором є швидкодія АЦП. Для її покращення використовуються різні методи, включаючи структурні, схемотехнічні та технологічні підходи. Значну частку (близько 60%) серед різних типів АЦП займають АЦП порозрядного врівноваження, які відрізняються відносно простою реалізацією і середньою швидкодією.

У системах числення з дробовими вагами розрядів будь-яке дійсне число A можна подати наступною формулою [2]-[5]:

$$A = \sum_{i=-\infty}^{n-1} a_i \cdot \alpha^i, \quad (1.2)$$

де i — номер розряду;

$a_i \in \{1,1\}$ — двійкова цифра в i -му розряді;

α^i — вага i -го розряду

α — основа системи числення, значення якої знаходиться в межах

$1,0 < \alpha < 2,0$;

$(n - 1)$ — номер старшого розряду.

Для значення $\alpha = 1$ система числення вироджується в одиничну, а при значенні $\alpha = 2$ — у двійкову. Однак, така формула для техніки АЦП не є прийнятною, оскільки вона вимагає нескінченно великої кількості розрядів. Тому для перетворення використовують зображення натуральних чисел:

$$N = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot \alpha^i. \quad (1.3)$$

Значення методичної похибки ΔN залежить від набору a_i . Якщо $a_i \in \{0,1\}$, це система типу НПСЧ(0,1), і похибка $\Delta N < 1,0$. Якщо ж $a_i \in \{1,-1\}$ (НПСЧ(1,1)), то похибка $\Delta N < 2,0$. Характерною особливістю НПСЧ є здатність відображати числа у багатозначному форматі. Це чітко видно на прикладі «золотої» системи числення, де початковий ряд натуральних чисел представлений наступним чином:

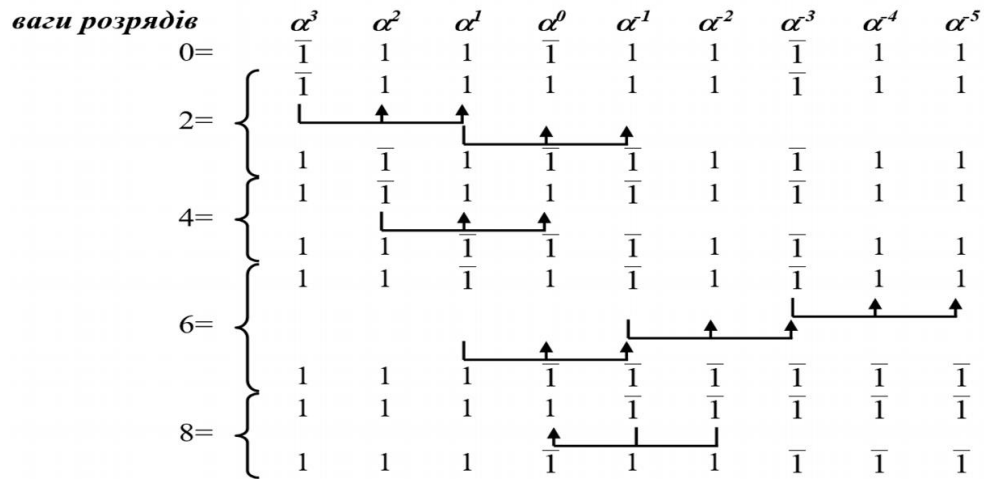


Рисунок 1.5 — «Золота» система числення

Таблиця 1.1 — Значення параметра γ_n для окремих α

α	1,20	1,30	1,40	1,50	1,60	1,70	1,80	1,90	2,00
γ_n	3,80	2,64	2,06	1,71	1,48	1,31	1,18	1,08	1,00

У порівнянні з двійковою системою, у НПСЧ подовжується розрядна сітка, і кількість розрядів визначається співвідношенням $n_\alpha = \gamma_n \cdot n_2$, де $\gamma_n = \ln 2 / \ln \alpha$ — коефіцієнт подовження.

Незважаючи на подовження розрядної сітки, швидкодія АЦП на основі НПСЧ може бути значно збільшена завдяки автокомпенсації динамічних похибок, що виникають під час порозрядного врівноваження [2]-[4].

Динамічні похибки в аналого-цифровому перетворенні можуть викликати розриви кодувальної характеристики, але при правильному перетворенні похибка не повинна перевищувати половини ваги молодшого розряду:

$$\Delta_d(t_{\text{пр}}) = \left| A_{\text{ВХ}} - \sum_{i=0}^N Q_i(t - t_i) \right| \leq q/2, \quad (1.4)$$

де Δ_d — динамічна похибка квантування;

$Q_i(t - t_i)$ — вага i -го розряду, як функція від часу його включення t_i ;

$t_{\text{пр}} = \Delta t \cdot N$ — сумарний час перетворення;

Δt — тривалість такту врівноважування.

Наявність похибок на кожному такті врівноваження може спричинити невключення потрібного розряду або помилкове включення розряду з більшою вагою, ніж некомпенсований різницевий сигнал. У двійкових АЦП такі помилки неможливо виправити на наступних тактах, що призводить до розривів у передатній характеристиці. Мінімальна тривалість такту визначається виразом [43]:

$$t_2 = \tau \cdot (N_2 + 1) \cdot \ln 2, \quad (1.5)$$

де τ — стала часу перехідних процесів.

На рис. 1.6 показано перехідні процеси на виході схеми порівняння:

а) для двійкового АЦП;

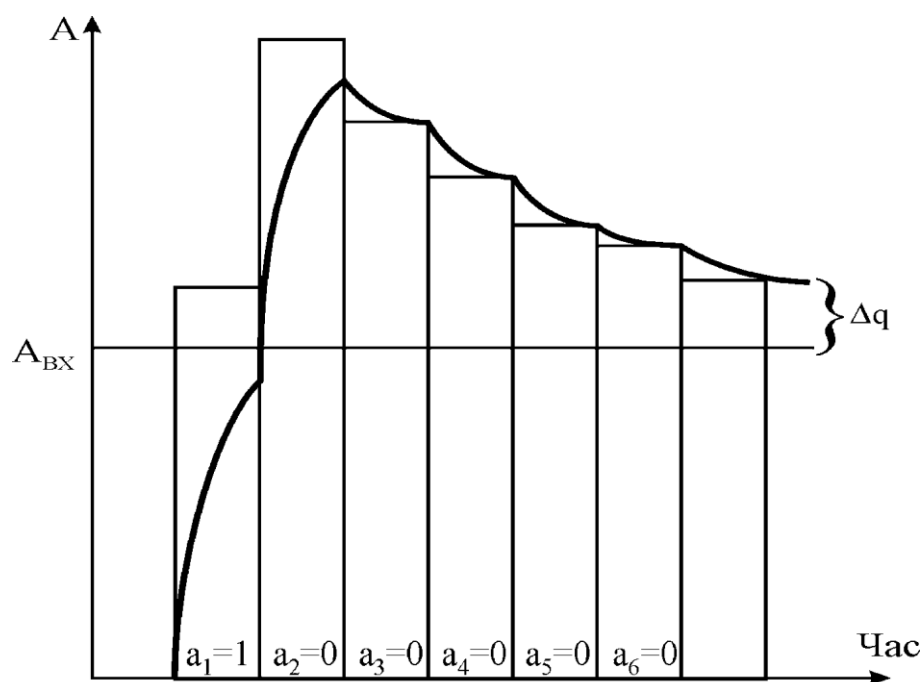
б) для АЦП на основі НПСЧ(1,1) при $\alpha = 1,80$, $t_T = 1,8\tau$ із застосуванням форсуючого сигналу.

У двійковому АЦП виникає значна похибка врівноваження $\Delta A_{вр} = 2,0 \cdot Q_0$ (Q_0 — вага молодшого розряду), тоді як для АЦП на основі НПСЧ(1,1) вона становить $\Delta A_{вр} = 1,5 \cdot Q_0$ і відповідає нормі.

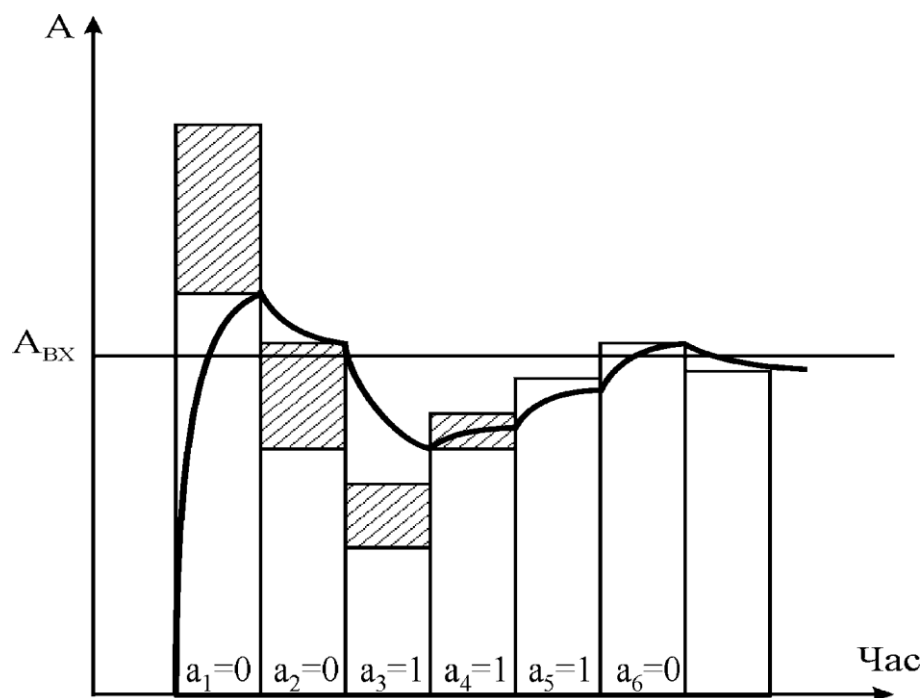
У НПСЧ помилки типу «невключення» розряду компенсуються на наступних тактах через увімкнення молодших розрядів. Помилки від хибного включення розряду можуть бути виправлені введенням додаткового аналогового сигналу $Q_{доп,i}$, який підключається під час такту порівняння [40], [41]. Це сприяє форсуванню процесів врівноваження, зменшуючи потребу у точному встановленні компенсуючого сигналу.

Застосування СЧВН(1,-1) забезпечує швидке самокомпенсоване і форсоване [2]-[4] аналого-цифрове перетворення. У режимі самокомпенсації автоматично коригуються похибки усталення за рахунок симетричності, властивій СЧВН із коефіцієнтами $a_i \in \{1, -1\}$. Форсоване врівноваження ж передбачає використання додаткових аналогових сигналів, які прискорюють зміни основного компенсуючого сигналу $A_k(t)$, що, своєю чергою, скорочує

тривалість тактових імпульсів t_T . Для СЧВН(0,1) таке прискорення можливе лише у форсованому режимі.



а) $\alpha = 2$



б) $\alpha = 1,8$

Рисунок 1.6 — Аналого-цифрове врівноваження з малою тривалістю t_m

У процесі «самокомпенсованого» аналого-цифрового перетворення відбувається «природна» автоматична компенсація динамічних похибок, хоча не всі переваги вагової надлишковості СЧВН(1,-1) використовуються в повній мірі. Більш ефективним виявляється прискорене форсоване перетворення.

Структурна схема АЦП з використанням СЧВН(1,-1), що реалізує прискорене форсоване врівноваження, наведена на рис. Б.1 а). У схемі:

- СП — схема порівняння;
- « Σ » — суматор аналогових сигналів;
- ΔA_{di} — генератор додаткових сигналів для форсування;
- ЛБ — логічний блок, що формує вихідний код $N_{вих}$;
- БК — блок керування, який контролює роботу пристрою.

Генератор ΔA_{di} у певних випадках може бути замінений цифро-аналоговими перетворювачами α -ЦАП «+» і α -ЦАП «-», оскільки перетворення відбувається від старших розрядів до молодших. Поки формується код $N_{вих}$ для старших розрядів, молодші можуть генерувати компенсуючий сигнал. Принцип прискореного форсованого врівноваження в АЦП на базі НПСЧ(1,-1) полягає в тому, що при кожному такті й включенні чергового i -го розряду, починаючи з найстаршого $(n - 1)$ -го, на час тривалості такту $t_T = t_\alpha$, подається додатковий сигнал ΔQ_{di} , який підсумовується за модулем із основним.

Протягом кожного i -го такту формується компенсуючий сигнал A_k як сума сигналів $Q_i + \Delta Q_{di}$. На наступному такті сигнал ΔQ_{di+1} замінює попередній ΔQ_{di} . Цей процес повторюється до завершення врівноваження. Застосування додаткового сигналу ΔQ_{di} підвищує швидкість наростання компенсуючого сигналу. Без нього сигнал за час такту досягає рівня: $A_{ki}^*(t) = Q_i \cdot (1 - e^{-t_T/\tau})$, а з додатковим сигналом: $A_{ki}^*(t) = (Q_i + \Delta Q_{di}) \cdot (1 - e^{-t_T/\tau})$. Змінюючи значення ΔQ_{di} при заданому t_T , можна досягти оптимального співвідношення між основним Q_i і компенсуючим $A_{ki}^*(t)$ сигналами. У надлишкових системах компенсація ваги старших розрядів може здійснюватися за рахунок молодших без інерційного врівноваження. Зміна ваг розрядів під час такту може викликати

розриви у статичній характеристиці АЦП [2]-[5]. Тому важливо оцінити допустимі значення δQ_d для забезпечення безперервної характеристики вхід-вихід. При безінерційному врівноваженні похибки врівноваження можна зменшити, задавши такі значення такту t_T , щоб похибки встановлення δQ були набагато меншими за вагу молодшого розряду. Наприклад, для $t_T = 20\tau$ маємо $\delta Q = 0.2 \cdot 10^{-8}$. Якщо вага старшого $(n - 1)$ -го розряду $Q_{n-1} = 10^5$, то абсолютна похибка усталення $\Delta Q_{n-1} = 0.2 \cdot 10^{-3}$, що набагато менше ваги молодшого розряду $Q_0 = 1$.

Продуктивність системи визначається співвідношенням між виграшем у швидкодії та витратами обладнання. Коефіцієнт ефективності [6] обчислюється як:

$$\gamma_e = \frac{\gamma_{шв}}{\gamma_{п}}, \quad (1.6)$$

де $\gamma_{п}$ — коефіцієнт подовження розрядної сітки;
 $\gamma_{шв}$ — коефіцієнт збільшення швидкодії.

Підвищення швидкодії оцінюється за формулою:

$$\gamma_{шв} = \frac{T_{пер2}}{T_{пер\alpha}}, \quad (1.7)$$

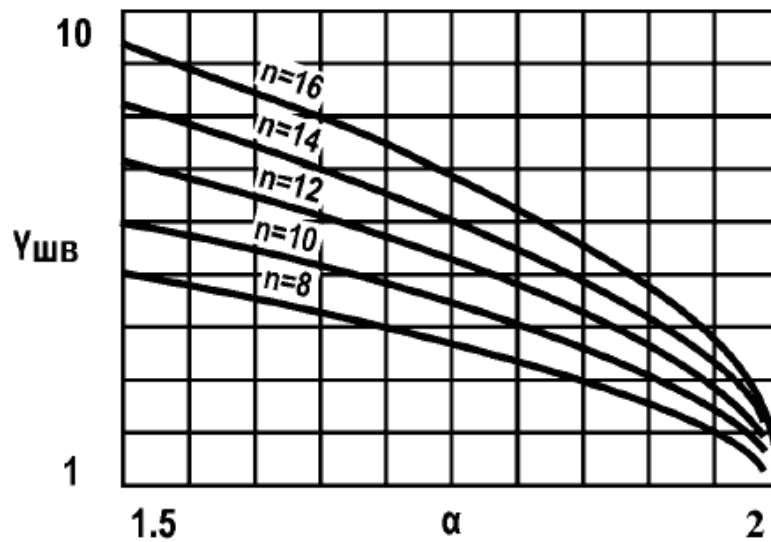
де $T_{пер2}$ — час перетворення при $\alpha = 2$;
 $T_{пер\alpha}$ — час перетворення для СЧВН.

$$\gamma_{шв} = \frac{0,693 \cdot n \cdot \ln \alpha}{\ln(\delta Q - \delta Q_{ст})}, \quad (1.8)$$

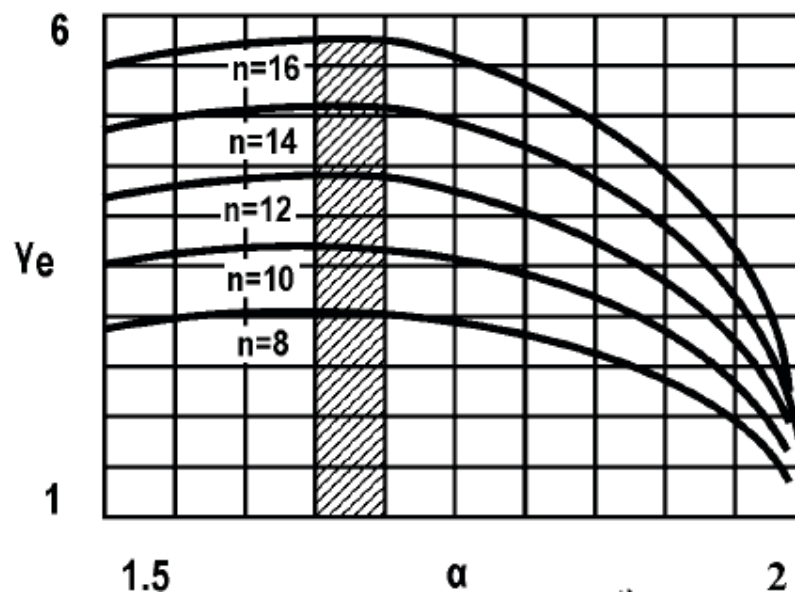
де $\delta Q_{ст}$ — статична похибка формування $A_k(t)$, зумовлена, зокрема, відхиленнями від необхідних значень параметрів аналогових вузлів,

максимального значення припустимої похибки, що залежить від типу СЧВН і різновиду алгоритму врівноваження.

На рисунку 1.7 а) показано графічну інтерпретацію залежності $\gamma_{\text{шв}} = f(\alpha, n)$ при $\delta Q_{\text{ст}} = 0$.



а) $\gamma_{\text{шв}} = f(\alpha, n)$



б) $\gamma_{\text{п}} = f(\alpha, n)$

Рисунок 1.7 — Ефективність підвищення швидкодії

Зі зменшенням α та збільшенням n значення $\gamma_{\text{шв}}$ зростає. Наприклад, при $\alpha = 1,60$ і $n = 16$ отримуємо $\gamma_{\text{шв}} = 9$. У міру збільшення похибки $\delta Q_{\text{ст}}$ крива зміщується вліво, що свідчить про необхідність збільшення обладнання, оцінюваного коефіцієнтом подовження розрядної сітки $\gamma_{\text{п}}$. Підставивши в (1.6) $\gamma_{\text{шв}}$ і $\gamma_{\text{п}}$, отримаємо:

$$\gamma_e = \frac{0,693 \cdot n \cdot \ln^2 \alpha}{\ln(\delta Q - \delta Q_{\text{ст}})} \quad (1.9)$$

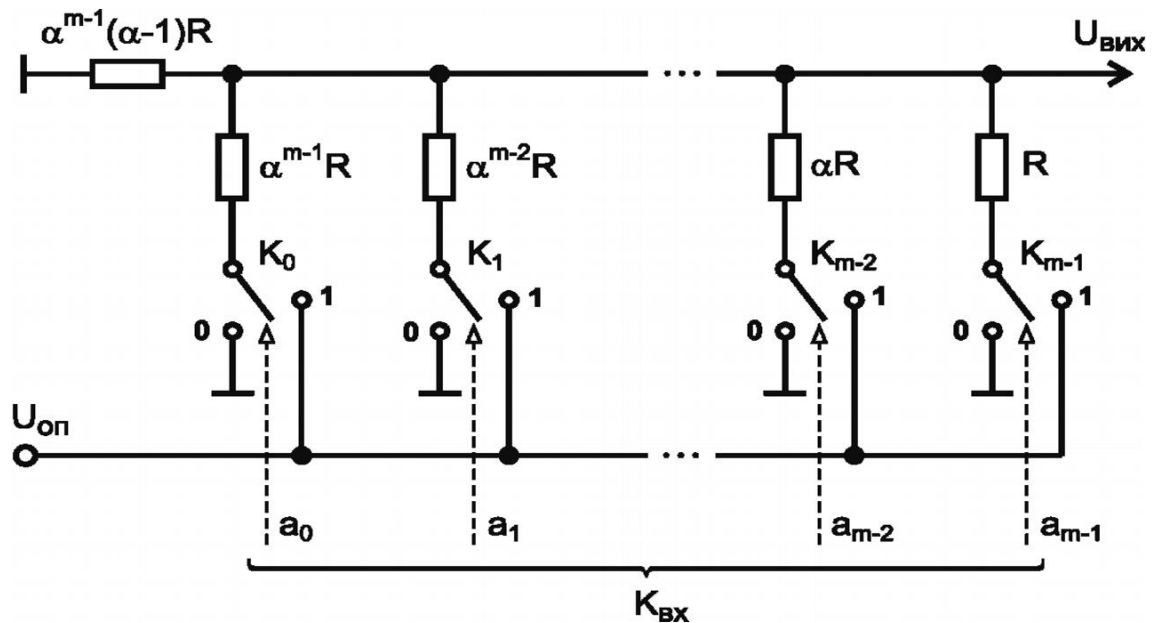
На рисунку 1.7 б) показано графічну інтерпретацію залежності $\gamma_e = f(\alpha, n)$ при $\delta Q_{\text{ст}} = 0$. Загалом, ефективність підвищення швидкодії залежить від співвідношення коефіцієнтів збільшення швидкодії та подовження розрядної сітки. Для максимального підвищення швидкодії з мінімальними витратами доцільно використовувати значення α в інтервалі $1,65 < \alpha < 1,70$ — зона екстримальних умов, що забезпечує максимальне підвищення швидкодії з найменшими витратами на обладнання.

1.3 Методи створення багаторозрядних ЦАП з ваговою надлишковістю та безперервною характеристикою перетворення

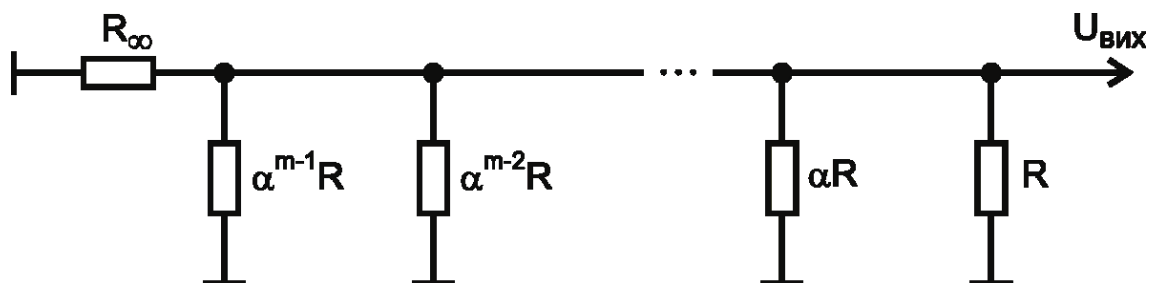
Структурні відмінності в побудові ЦАП на основі системи числення з ваговими номіналами (СЧВН) і традиційної двійкової системи є незначними. Розглянемо принципи побудови ЦАП паралельної дії, що реалізуються як перетворювачі код-напруга (ПКН) і код-струм (ПКС). ПКН зазвичай реалізуються на основі резистивних матриць, які поділяються на три типи: ваговий, драбинковий і комбінований [5].

Схема ПКН на основі m -розрядної резистивної матриці вагового типу наведена на рисунку 1.8. Вона складається з матриці резисторів із номіналами R , αR , $\dots$, $\alpha_{m-2} R$, $\alpha_{m-1} R$, ключових елементів K_0 , K_1 , $\dots$, K_{m-2} , K_{m-1} і джерела опорної напруги $U_{\text{оп}}$, де α — основа СЧВН.

Значення розрядного коефіцієнта $a_i = 0$ $K_{\text{вх}}$ відповідає нульовому положенню i -го ключа, а $a_i = 1$ — одиничному. Номінал кінцевого резистора R_{∞} визначається через паралельне з'єднання нескінченної кількості резисторів з номіналами $R_{\infty} = \alpha^m \cdot R \parallel \alpha^{m+1} \cdot R \parallel \alpha^{m+2} \cdot R \parallel \dots \parallel \alpha^{\infty} \cdot R$.



а) функціональна схема



б) схема заміщення

Рисунок 1.8 — Функціональна схема ПКН на основі резистивної матриці вагового типу

Як результат, маємо:

$$R_{\infty} = R \cdot \alpha^{m-1} \cdot (\alpha - 1). \quad (1.10)$$

Отже, знаходимо вихідну напругу на виході ПКН:

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{оп}} \cdot \frac{\alpha - 1}{\alpha} \cdot \sum_{i=0}^{m-1} a_i \cdot \alpha^{i-(m-1)}, \quad (1.11)$$

де a_i — значення i -го розряду вхідного коду $K_{\text{вх}}$.

Одним із недоліків вагових матриць є широкий розкид номіналів резисторів, що ускладнює їх реалізацію в мікроелектронних схемах. Альтернативою є драбинкова матриця, що вирішує частину цих проблем (рис. 1.9). Вихідний опір R_{∞} можна розрахувати як еквівалент нескінченно довгого ланцюга резисторів. При цьому, має виконуватися співвідношення:

$$\frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{оп}}} = \frac{\alpha^{n-1}}{\sum_{i=-\infty}^{n-1} \alpha^i} = \frac{\alpha - 1}{\alpha}. \quad (1.12)$$

З іншого боку:

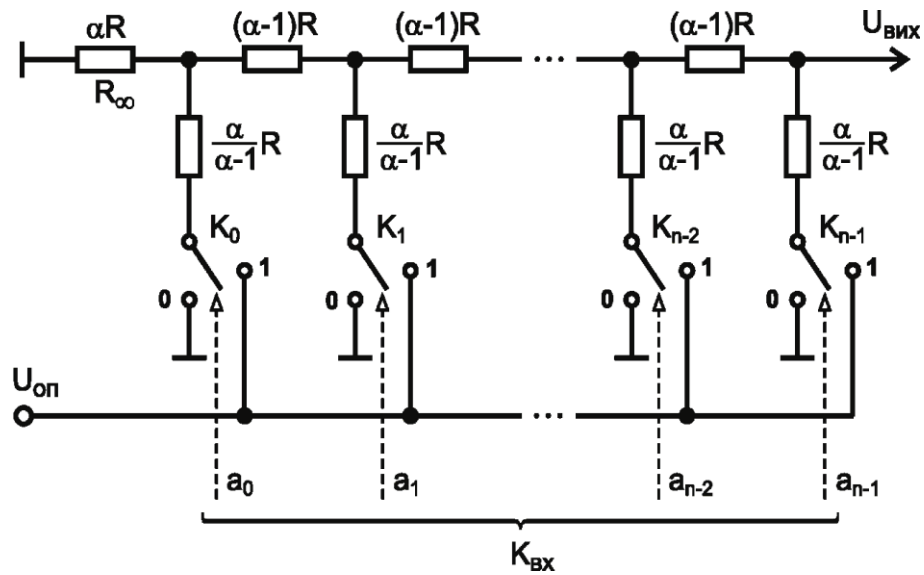
$$U_{\text{вих}} = U_{\text{оп}} \cdot \frac{R_{\infty}}{R_p + R_{\infty}}, \quad (1.13)$$

де R_p — розрядний резистор, тому:

$$\frac{R_{\infty}}{R_p + R_{\infty}} = \frac{\alpha - 1}{\alpha}. \quad (1.14)$$

Здійснюючи перетворення, маємо:

$$R_{\infty} = R_p \cdot (\alpha - 1). \quad (1.15)$$



а) функціональна схема

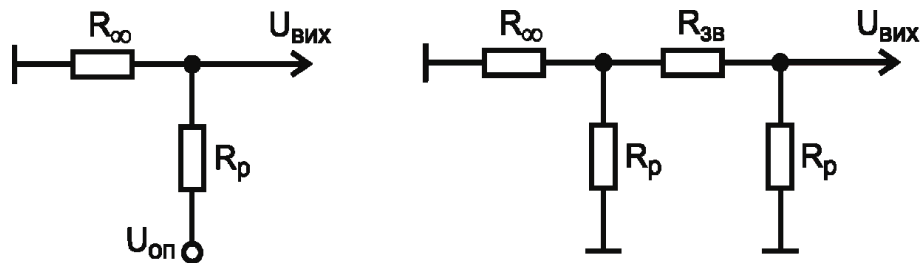
б) схема заміщення для визначення R_∞ і $R_{зв}$

Рисунок 1.9 — Схема ПКН на основі резистивної матриці драбинкового типу

Вважаємо, що паралельне з'єднання R_∞ і R_p дорівнює базовому резистору R , тобто:

$$R = \frac{R_p \cdot R_\infty}{R_p + R_\infty}. \quad (1.16)$$

Підставивши в останній вираз значення R_∞ і R_p , отримаємо:

$$R_\infty = \alpha \cdot R, \quad R_\alpha = \frac{\alpha}{\alpha - 1} \cdot R. \quad (1.17)$$

Значення резистора зв'язку $R_{зв}$ знаходиться з умови регулярності матриці, а саме:

$$R_{зв} + R_p \parallel R_{\infty} = R_{\infty}, \text{ але } R_p \parallel R_{\infty} = R, \quad (1.18)$$

Тому, підставляючи R_{∞} і R_p , отримаємо:

$$R_{зв} = R \cdot (\alpha - 1). \quad (1.19)$$

Компромісом між ваговою та драбинковою матрицями є комбінована матриця, яка об'єднує кілька m -розрядних вагових секцій (рис. 1.10). Розрядність такої системи $n = k \cdot m$. Так як наймолодша секція повністю повторює матрицю вагового типу, то:

$$R_{\infty} = R \cdot \alpha^{m-1} \cdot (\alpha - 1). \quad (1.20)$$

При цьому:

$$R_{екв} = R \parallel \alpha \cdot R \parallel \dots \parallel \alpha^{m-1} \cdot R = R \cdot \frac{\alpha^{m-1} \cdot (\alpha - 1)}{\alpha^m - 1}. \quad (1.21)$$

На основі регулярності повинно виконуватися співвідношення:

$$R_{зв} + R_{екв} \parallel R_{\infty} = R_{\infty}. \quad (1.22)$$

Перетворювачі код-струм (ПКС) також можуть бути побудовані на основі таких матриць, але зі схемою інверсного підключення (рис. В.1). Вихідний струм ПКС визначається через сумування зважених струмів:

$$I_{\text{вих}} = I \cdot \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot \alpha^{i-(n-1)}, \quad (1.25)$$

де a_i — розрядні коефіцієнти $K_{\text{вх}}$;

$I = U_{\text{оп}}/R$ — струм старшого $(n-1)$ -го розряду, який для схем на рис. В.1 а), в) задається значеннями $U_{\text{оп}}$ і базового резистора R , а для схеми (рис. В.1 б)) $U_{\text{оп}}$ і $\alpha/(\alpha-1) \cdot R$.

Основним недоліком усіх розглянутих схем є ненульові опори ключових елементів, що знижує точність пристроїв. Це обмежує використання таких ЦАП і ПКС у багаторозрядних системах. Вирішенням цих проблем є використання генераторів розрядних струмів. У цьому випадку розрядні струми можуть бути або однаковими, або зваженими.

Схему ЦАП із підсумовуванням однакових струмів на матрицю драбинкового типу наведено на рисунку В.2.

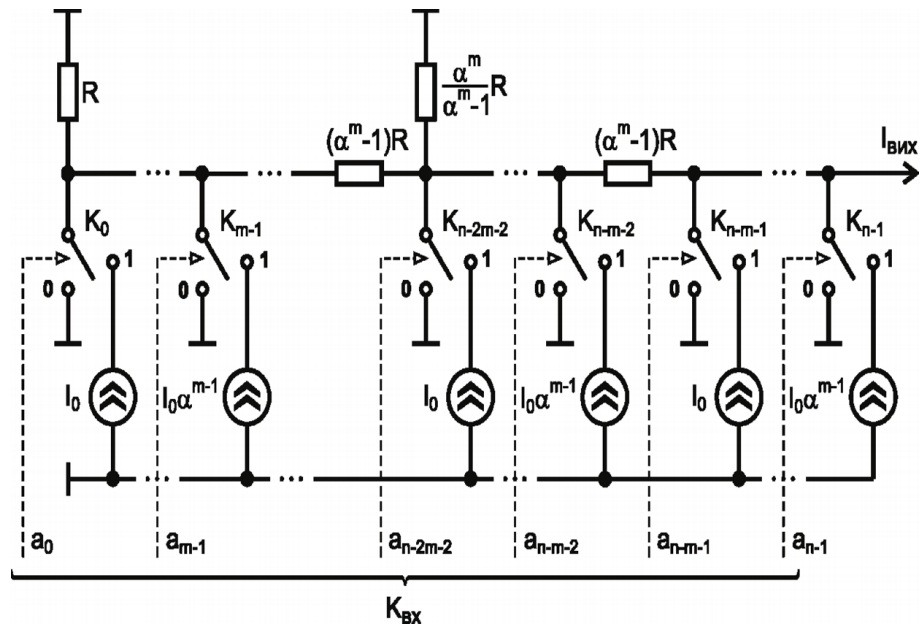
Слід зазначити, що кінцеві резистори (молодший і старший розряди) в наведеній матриці відповідають опору паралельного з'єднання горизонтального та вертикального резисторів, представлених на рисунку 1.9.

Вихідна напруга схеми, як функція від вхідного коду, дорівнює:

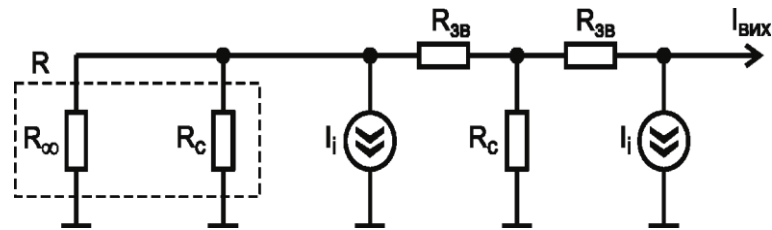
$$U_{\text{вих}}(K_{\text{вх}}) = I_p \cdot \frac{\alpha}{\alpha + 1} \cdot R \cdot \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot \alpha^{i-(n-1)}. \quad (1.26)$$

Схема цифрового-аналогового перетворювача (ЦАП) з підсумовуванням зважених струмів, виконана на комбінованій матриці, зображена на рисунку 1.11 а). Пристрій складається з набору однакових резистивних секцій,

до кожної з яких підключається група з m генераторів зважених струмів $I_0, I_0 \cdot \alpha, \dots, I_0 \cdot \alpha^{m-1}$.



а) функціональна схема



б) схема заміщення для i -го розряду секції

Рисунок 1.11 — Схема ЦАП із підсумовуванням зважених струмів

Вважаючи, що базовий резистор $R = R_c \parallel R_\infty$ (рис. 1.11 б)), отримаємо:

$$R + R_{зв} = R_c \cdot (\alpha^m - 1), \quad (1.27)$$

де R_c — опір секції;

$R_{зв}$ — резистор зв'язку.

З умови регулярності маємо:

$$R + R_{3B} = R_{\infty} , \quad (1.28)$$

тому:

$$R_{\infty} = R_c \cdot (\alpha^m - 1) ; \quad R_{3B} = R_c \cdot (\alpha^m - 1) - R . \quad (1.29)$$

Здійснюючи перетворення, отримаємо:

$$R_c = \frac{\alpha^m}{\alpha^m - 1} \cdot R ; \quad R_{3B} = R \cdot (\alpha^m - 1) ; \quad R_{\infty} = R \cdot \alpha^m . \quad (1.30)$$

ЦАП, побудовані за принципом підсумовування струмів, мають більшу швидкодію і точність порівняно з тими, що працюють на підсумовуванні напруг.

Схема мікроелектронної реалізації m -розрядної секції ПКС на основі зважених струмів наведена на рис. В.3.

Значення розрядних струмів секції визначаються зі співвідношень:

$$I_0 = \frac{U_{оп}}{R} ; \quad I_1 = \frac{U_{оп}}{R \cdot \alpha} ; \quad I_2 = \frac{U_{оп}}{R \cdot \alpha^2} ; \quad \dots ; \quad I_{m-1} = \frac{U_{оп}}{R \cdot \alpha^{m-1}} , \quad (1.31)$$

де $U_{оп}$ — опорна напруга.

Також важливо підключати операційний підсилювач (ОП) до виходів ПКН або ПКС для буферизації. Це можна здійснювати за різними схемами, як показано на рис. В.4, де наведено варіанти з підключенням безпосередньо, через зв'язуючий резистор або через перетворювач «струм-напруга».

2 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ПОБУДОВИ СИСТЕМ ЦИФРОВОГО РЕЄСТРУВАННЯ

2.1 Високолінійна система реєстрування сигналів на основі АЦП прискореного порозрядного врівноваження з ваговою надлишковістю

Системи аналого-цифрового перетворення (АЦ) широко застосовуються для роботи з нестационарними сигналами в кількох важливих випадках (рисунок Б.2). Під час запису та зберігання сигналів, за допомогою АЦ-перетворення фіксуються значення сигналу, що дозволяє їх довгострокове зберігання в цифровому вигляді без втрати інформації (рисунок Б.2 а), б)). Виведення сигналу в аналоговій формі здійснюється через цифро-аналогове перетворення (ЦАП), що дозволяє відновити збережений сигнал в потрібний момент. При цьому можна виконувати масштабування сигналу або змінювати його тривалість, змінюючи частоту перетворення, а також зробити сигнал повторюваним (рисунок Б.2 а)).

Також можливі різні операції над сигналами: додавання, віднімання, множення, інтегрування та складніші обчислювальні процедури, такі як кореляційний аналіз, перетворення Фур'є і фільтрація. Ці обчислення можуть виконуватись як у цифровій формі, з використанням збережених даних, так і в аналоговій формі на основі відновлених сигналів (рисунок Б.2 б)).

Генерація сигналів довільної форми можлива шляхом перетворення будь-якої математично визначеної функції, розрахованої в цифровому вигляді, на аналоговий сигнал.

Типова блок-схема системи АЦА зображена на рисунку 2.1. Вхідний аналоговий фільтр (ФНЧ1) обмежує смугу частот сигналу, забезпечуючи відповідність теоремі дискретизації. АЦП перетворює сигнал у цифрову форму, яка зберігається або обробляється, після чого знову перетворюється в аналогову за допомогою ЦАП. Вихідний фільтр (ФНЧ2) згладжує вихідний сигнал і видаляє високочастотні компоненти, спричинені шумами квантування. Для підвищення розрядності та швидкодії таких систем застосовуються надлишкові позиційні системи числення (НПСЧ) [1], що значно покращують продуктивність.

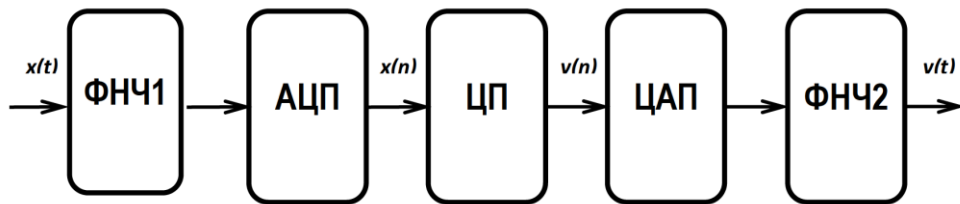


Рисунок 2.1 — Структурна схема спрощеної АЦА системи

У НПСЧ використовуються недвійкові основи системи, де $1 < \alpha < 2$. Ваги розрядів задаються у вигляді:

$$Q_i = q \cdot \alpha^i, \quad (2.1)$$

де q — вага молодшого розряду.

$$X = \sum_{i=0}^N a_i \cdot q \cdot \alpha^i, \quad (2.2)$$

де $a_i = \overline{0,1}$ — двійковий i -ий біт N -розрядного результату перетворення.

Головною перевагою НПСЧ є відсутність «розривів» у характеристиці перетворення, які можуть виникати через відхилення реальних ваг розрядів. У випадку двійкових АЦП ці відхилення не повинні перевищувати половини молодшого розряду, а для АЦП на основі «золотої пропорції» $\alpha = 1,618$ допустима похибка може досягати 23,6%, без втрати кодів.

Очевидно, що описаний метод побудови АЦА, попри очевидні переваги, має також певні недоліки. Під час підсумовування ваг розрядів у цифро-аналогових перетворювачах (ЦАП) необхідно дотримуватись принципу суперпозиції. Це означає, що вага кожного розряду повинна залишатися незалежною від стану інших розрядів (увімкнених або вимкнених). Крім того, важливо забезпечити мінімальний температурний та часовий дрейф ваг розрядів, щоб уникнути спотворень результатів.

На рисунку 2.2 показано запропоновану структурну схему АЦА-перетворювача на основі надлишкової позиційної системи числення (НПСЧ), що

використовує буферне накопичення відліків сигналів в оперативній або високошвидкісній FLASH-пам'яті [8].

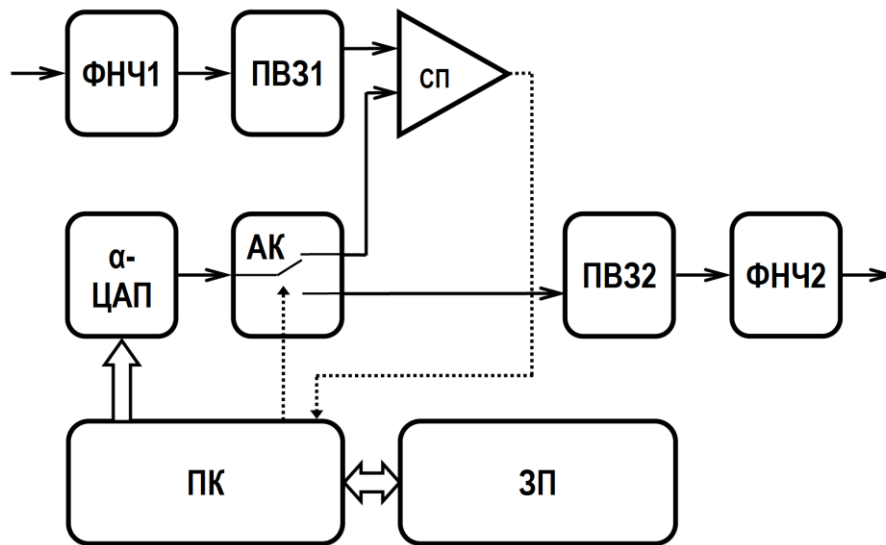


Рисунок 2.2 — Структурна схема АЦА-перетворювача на основі НПСЧ із буферним накопиченням відліків сигналів у флеш-пам'яті

Основна ідея НПСЧ полягає в тому, що отриманий код не перетворюється на двійковий, що знижує вимоги до точності ваг розрядів ЦАП. Надлишковий ЦАП працює по чергово в режимі АЦП та ЦАП, без необхідності перетворення на двійкову систему числення. Це забезпечує якість перетворення, а пристрої вибірки-зберігання зберігають аналоговий сигнал на час перетворення.

Надлишковий цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП), побудований на основі надлишкової позиційної системи числення (НПСЧ), може працювати як у режимі порозрядного врівноваження АЦП, так і як самостійний ЦАП. При цьому перетворення з надлишкової системи числення в двійкову не відбувається — отримані під час аналого-цифрового (АЦ) перетворення коди зберігаються у цифровій пам'яті без змін. Це дозволяє забезпечити високу точність перетворення за умови відсутності «розривів» у передатній характеристиці. Для коректної роботи таких перетворювачів використовуються пристрої вибірки-зберігання (ПВЗ), які фіксують аналоговий сигнал на час його перетворення.

Однією з ключових переваг такого підходу є те, що процедури самокоригування для ЦАП і АЦП не потрібні, що спрощує конструкцію системи.

Нерозривність передатної характеристики залишається незмінною навіть за умов значних похибок ваг розрядів ЦАП або при скороченні часу встановлення сигналу під час порозрядного врівноваження. Це означає, що для будь-якого значення вхідного сигналу $U_{X.BX}$ в АЦП існує така кодова комбінація K_X на вході внутрішнього ЦАП, що:

$$U_{X.BX} + \delta U_{BX.T} + \delta U_{KM} - U_{CAP}(K_X) < 1 \text{ МЗР}, \quad (2.3)$$

де $\delta U_{BX.T}$ — похибка вхідного тракту;

δU_{KM} — похибка компаратору.

Подавши в якийсь інший момент часу отриману кодову комбінацію K_X на вхід того ж внутрішнього ЦАП та використовувати аналоговий сигнал з його виходу як вихідний $U_{X.ВИХ}$, то він буде рівний:

$$U_{X.ВИХ} = \delta U_{ВИХ.T} + U_{CAP}(K_X), \quad (2.4)$$

де $\delta U_{ВИХ.T}$ — похибка вихідного тракту.

Отже, збережений вхідний і відновлений вихідний сигнали будуть пов'язані співвідношенням:

$$U_{X.ВИХ} = U_{X.BX} + \delta U_{BX.T} + \delta U_{ВИХ.T} + \delta U_{KM} + \delta U_{KB}, \quad (2.5)$$

де δU_{KB} — похибка квантування.

Таким чином, похибка відновленого сигналу не залежить від точності роботи внутрішнього ЦАП, якщо його передатна характеристика залишається без розривів. Це також зменшує значення точного співвідношення між надлишковими кодами та їх двійковими еквівалентами, що спрощує реалізацію системи.

При роботі з нестационарними сигналами виконання операцій запису, зберігання та відновлення не вимагає перетворення кодів у двійкову систему чи їх математичної обробки. Достатньо просто зберегти отримані коди в надлишковій формі та використовувати їх для зворотного перетворення в потрібний момент.

Відповідно, немає потреби у точній відповідності між надлишковим кодом і його двійковим аналогом. Це робить можливим створення систем аналого-код-аналог із високою розрядністю та швидкодією, не ускладнюючи конструкцію і не підвищуючи її вартість. Для додаткового підвищення швидкодії в ЦАП може застосовуватися при їх побудові принцип перетворення струмів, що дозволяє прискорити процес формування вихідного сигналу.

Кількість розрядів N_α у надлишковому ЦАП завжди більша за кількість розрядів N_2 у двійковому еквіваленті, що визначається за формулою:

$$\alpha^{N_\alpha} = 2^{N_2} \Rightarrow N_\alpha = N_2 \cdot \log_\alpha 2. \quad (2.6)$$

Наприклад, для АЦП із розрядністю 16 біт ($N_2 = 16$) і коефіцієнтом надлишковості $\alpha = 1,618$, необхідний ЦАП із 24 розрядами ($N_2 = 24$) за принципом «золотої» пропорції. Незважаючи на збільшення кількості розрядів, надлишкова система забезпечує підвищення швидкодії завдяки паралельній обробці та зменшенню впливу динамічних похибок.

Під час перемикання розрядів важливе значення має форма різницевого сигналу. Оптимальним варіантом є однокоефіцієнтна залежність сигналу від часу, яка забезпечує найкращі показники швидкодії. Однак у реальних умовах перехідні процеси можуть бути ускладнені через затримки включення розрядів, комутаційні завади, перерегулювання чи «затягування» сигналу.

Для мінімізації цих негативних ефектів доцільно використовувати струмовий принцип побудови квантуючих пристроїв та спеціальні схемні рішення, що знижують рівень комутаційних перешкод і прискорюють процеси встановлення сигналу [8].

Переваги НПСЧ полягають у забезпеченні нерозривності передавальної характеристики (код-сигнал), навіть при значних похибках ваг розрядів ЦАП. У задачах роботи з нестационарними сигналами операції запису, зберігання і відновлення сигналів не потребують складного математичного оброблення, а коди в надлишковій формі просто зберігаються для зворотного перетворення.

Таким чином, побудова систем АЦА з високою розрядністю і швидкодією на основі НПСЧ не потребує значних ускладнень або витрат, зберігаючи переваги над традиційними двійковими системами.

2.2 Метод розробки багаторозрядного ЦАП із нерозривною характеристикою перетворення з ваговою надлишковістю на неточних елементах

Для реалізації цифро-аналогових перетворювачів (ЦАП) можна використовувати різні підходи до структурної та схемотехнічної реалізації. Одним із класичних варіантів є розрядно-зважені ЦАП, які будуються на основі:

- резистивних матриць (із формуванням розрядно-зважених струмів);
- конденсаторних матриць (із формуванням розрядно-зважених електричних розрядів);
- подільників струму із подальшим підсумовуванням розрядно-зважених компонентів.

Варто підкреслити, що в інтегральних схемах значна частина паразитних елементів представлена у вигляді ємностей. Тому використання струмових схем, які застосовують принципи підсилення і перетворення струмів, має перевагу над схемами, що працюють із напругою. Це пояснює широке поширення струмових ЦАП у сучасних технологіях. Крім того, значний ефект дає застосування надлишкових систем числення для ваг розрядів, що дозволяє уникнути розривів у характеристиці перетворення [2], [3].

Струмові ЦАП можуть бути реалізовані за допомогою резистивних матриць або генераторів розрядних струмів [15]. Останні легко реалізуються на основі біполярної технології. На рисунку 2.3 наведена схема струмового ЦАП,

побудованого на генераторах зважених струмів, яка демонструє можливості такого підходу. Резистивна матриця, що використовується в генераторах зважених струмів, на рисунку не зображена.

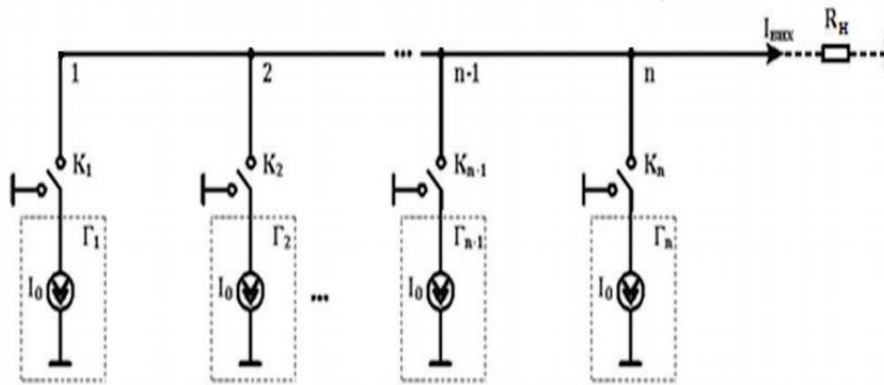


Рисунок 2.3 — Функціональна схема струмового ЦАП на основі генераторів зважених розрядних струмів

Схема ЦАП включає n генераторів зважених розрядних струмів $\Gamma_1, \dots, \Gamma_n$. Виходи цих генераторів підключаються або відключаються до виходу за допомогою ключів $K_1, \dots, K_n$, які керуються вхідним цифровим кодом. Підключені розрядні струми сумуються на виході, формуючи загальний вихідний сигнал. Оскільки розрядні струми відрізняються між собою, це може призвести до виникнення похибок. Для їх мінімізації застосовують біполярні транзистори в генераторах старших розрядів, які включаються паралельно в такій кількості, щоб струм через кожен транзистор був рівним струму молодшого розряду. Альтернативно, можна збільшити площі емітерів транзисторів пропорційно розрядним вагам, щоб зберегти однакову щільність струму з молодшим розрядом. Однак така реалізація ускладнюється для ЦАП із високою розрядністю, оскільки важко забезпечити відповідність номіналів резисторів у схемах з двійковозваженими резисторами. Частково проблему можна вирішити, використовуючи R-2R матриці як подільники струмів замість двійковозважених резисторів. Проте завдання забезпечення пропорційної площі емітерів транзисторів для відповідних розрядів залишається складним.

Покращена схема зображена на рисунку 2.4. У цій схемі використовується резистивна матриця для поділу однакових розрядних струмів. Такий підхід усуває деякі недоліки попередньої реалізації на генераторах зважених струмів, зменшуючи вплив неточностей у компонентах і спрощуючи схему при високій розрядності.

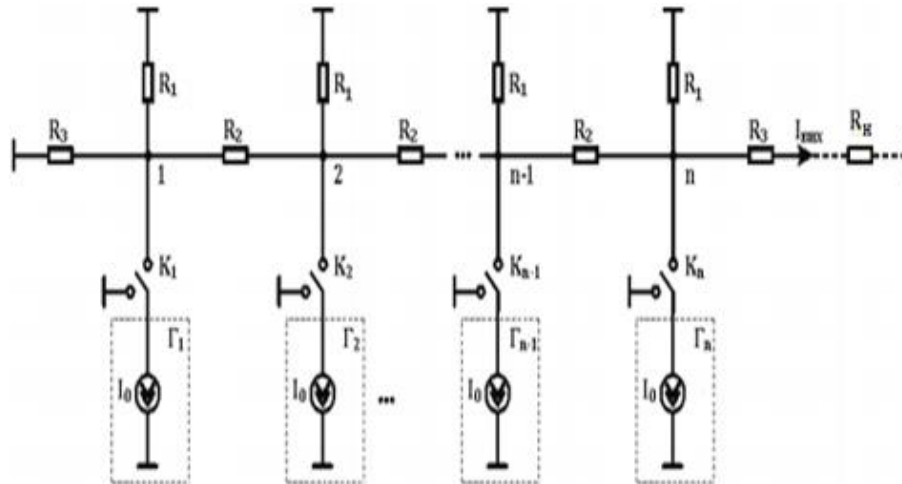


Рисунок 2.4 — Функціональна схема струмового ЦАП на основі генераторів однакових розрядних струмів із використанням резистивної матриці як дільник струмів

Схема складається з n генераторів розрядних струмів $\Gamma_1, \dots, \Gamma_n$, виходи яких через ключі $K_1, \dots, K_n$, що керуються вхідним цифровим кодом, підключаються або відключаються до вузлів резистивної матриці $1, \dots, n$. На виході цієї резистивної матриці формується сумарний вихідний сигнал. Оскільки всі генератори розрядних струмів однакові, це усуває похибки, які виникають у попередній схемі через відмінності між окремими генераторами. Використання однакових транзисторів скорочує площу, яку вони займають на кристалі, що спрощує виготовлення та знижує виробничі витрати. Під час роботи ЦАП потенціали у вузлах резистивної матриці та напруги на виходах генераторів розрядних струмів $\Gamma_1, \dots, \Gamma_n$ динамічно змінюються, що викликає похибки. Через внутрішній опір генераторів струмів виникає струм похибки, що порушує принцип суперпозиції розрядних струмів і обмежує точність перетворення.

На рисунку Д.1 показано залежність відносної похибки розрядних струмів від кодової комбінації, отриману за допомогою моделювання в MathCad. Ці похибки виникають внаслідок порушення принципу суперпозиції, коли вихідний сигнал не є точною сумою окремих розрядних струмів.

У моделюванні було обрано співвідношення $R/r_T = 10^{-3}$. На рисунку Д.1 представлено залежності для систем числення з:

- основою $\alpha = 2$ та $n = 10$ розрядами;
- основою $\alpha = 1,6$ та $n = 14$ розрядами.

Обидві конфігурації демонструють однакову роздільну здатність, що вказує на можливість використання альтернативних основ числення для підвищення точності ЦАП, зберігаючи прийнятний рівень продуктивності.

Для ЦАП з підсумовуванням однакових розрядних струмів у вузлах резистивної матриці, ключовим моментом є точність вихідного струму та компенсація похибок суперпозиції.

Значення відносної похибки вихідного струму такого ЦАП буде дорівнювати:

$$\delta I_{\text{вих}} = \frac{\Delta I_{\text{вих}}}{I_{\text{МЗР}}} = \frac{2^n}{3} \cdot \frac{R}{r_T} \cdot \sum_{j=0}^{n-1} \left(\frac{a_j}{2^{n-1-j}} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} \frac{a_i}{2^{|i-j|}} \right), \quad (2.7)$$

де $\{a_0, a_1, \dots, a_n\}$ — вхідний цифровий код;

R — деякий базовий номінал резисторів матриці;

r_T — внутрішній опір генератора розрядного струму;

$I_{\text{МЗР}}$ — величина кванту молодшого розряду.

Мінімальне можливе співвідношення R/r_T становить від 10^{-3} до 10^{-4} . На основі цього обмеження максимальна розрядність такого ЦАП досягає від 9 до 12 розрядів.

що у першому наближенні зміна вихідного струму, викликана зміною вихідної напруги, компенсується. Тут r_k — диференційний опір колектора транзистора в конфігурації із загальною базою.

Розробимо математичну модель для оцінки безперервності характеристики перетворення ЦАП на основі надлишкових систем числення. Ця модель дозволить кількісно оцінити вплив надлишковості на точність і стабільність перетворення, враховуючи особливості структури надлишкових кодів і їх вплив на вихідні параметри ЦАП.

Надлишкова система числення задається вагами розрядів $\{Q_0, Q_1, \dots, Q_i, \dots\}$, якщо значення кожного розряду належить множині $\{0,1\}$, то для i -го розряду виконується умова:

$$Q_i < \sum_{j=0}^{i-1} Q_j. \quad (2.8)$$

Відносне значення надлишковості i -го розряду такої системи числення буде визначатися виразом:

$$\delta Q_i = \frac{\sum_{j=0}^{i-1} Q_j - Q_i}{Q_i} = \frac{-\alpha^{i+1} + 2 \cdot \alpha^i - 1}{\alpha^i \cdot (\alpha - 1)} \approx \frac{2 - \alpha}{\alpha - 1}. \quad (2.9)$$

Набір ваг розрядів визначається за формулою:

$$Q_i = \alpha^i, \quad (2.10)$$

де α — деяке число, яке задовольняє умові $1 < \alpha < 2$.

Тоді така система є надлишковою системою числення з природним базисом, а α — основою даної системи. Приклади таких систем показані на рисунку 2.6.

$$\begin{array}{l}
 1, 2, 4, \dots, 2^i, \dots \quad \alpha = 2 \quad - \quad \text{двійкова система,} \\
 1, 1.5, 2.25, \dots, \left(\frac{3}{2}\right)^i, \dots \quad \alpha = \frac{3}{2}, \\
 1, 1, 1, \dots, 1^i, \dots \quad \alpha = 1 \quad - \quad \text{одинична система.}
 \end{array}$$

Рисунок 2.6 — Приклади систем числення з природним базисом

Двійкова система не є надлишковою. Виготовлення електронних компонентів із дробовими співвідношеннями номіналів резисторів технологічно складне. Це потребує збільшення площі кристала і, як наслідок, появи додаткових паразитних параметрів, що можуть погіршити точність перетворення.

Надлишкові системи числення використовують довільний набір ваг розрядів, розрахований за рекурентною формулою. Приклади систем зі штучним базисом наведені на рисунку 2.7.

$$\begin{array}{l}
 1, 2, 3, 5, 8, \dots \quad Q_i = Q_{i-1} + Q_{i-2} \quad - \quad \text{множина Фібоначчі} \\
 1, 1, 2, 2, 4, 4, \dots \quad Q_{2i} = Q_{2i+1} = 2^i.
 \end{array}$$

Рисунок 2.7 — Приклади систем зі штучним базисом

Застосування систем числення, у яких ваги розрядів є цілими числами або кратними степеням двійки, є бажаним з технологічної точки зору. Це зумовлено тим, що під час виготовлення електронних компонентів, таких як резистори, дотримання подібних співвідношень номіналів є більш зручним і точним у процесах мікроелектронного виробництва. Детальний аналіз використання таких систем числення можна знайти у джерелі [17].

Для розрахунку ділянок нерозривності передатної характеристики ЦАП було використано математичний пакет MathCad. На рис. 2.8 представлено скріншот робочої області цієї програми, що демонструє проведені обчислення з урахуванням особливостей надлишкових позиційних систем числення.

Розрахунки базуються на таких математичних залежностях:

$$X_j = \sum_{i=0}^{n-1} \delta_i \cdot a_{ij} \cdot \alpha^i, \quad (2.11)$$

$$\delta_{difj} = X'_j - X'_{j-1}, \quad (2.12)$$

де X_j — j -те значення вихідної аналогової величини ЦАП;

δ — матриця, що характеризує спотворення ваг розрядів (мультиплікативні коефіцієнти);

α — основа системи числення;

X'_j — упорядкований за зростанням масив X_j .

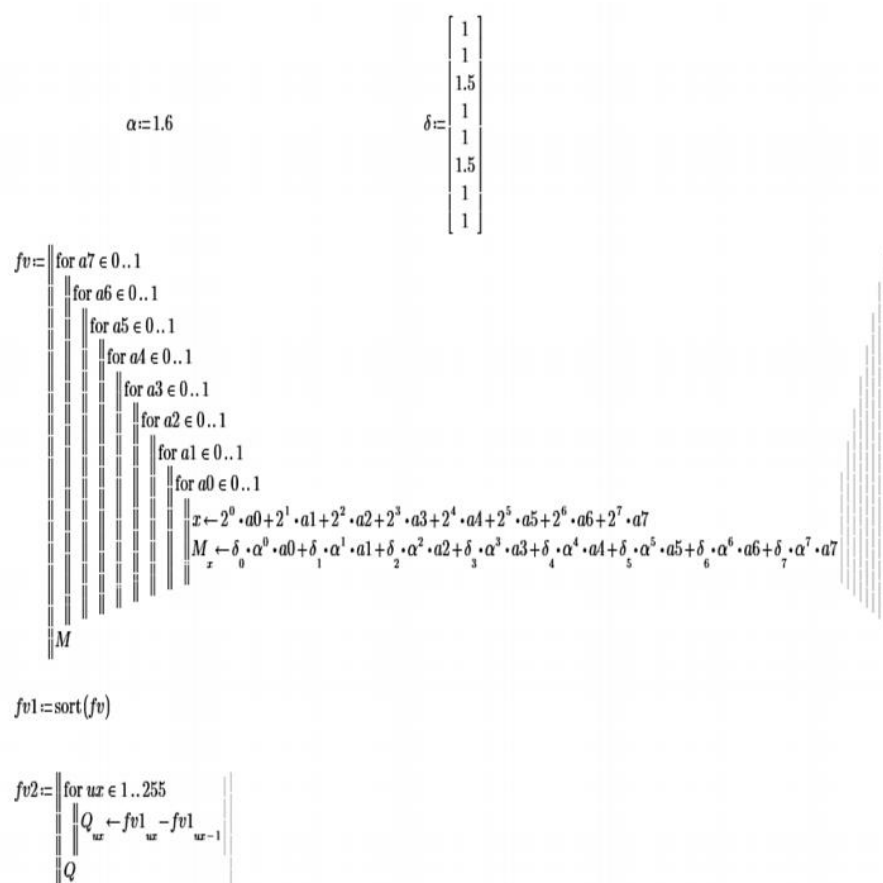


Рисунок 2.8 — Розрахунок у MathCad ділянок нерозривності передатної характеристики ЦАП

На рис. 2.8 представлено два ключових масиви даних:

— fv — масив вихідних значень ЦАП, що відповідають вхідному коду $A_j = \{a_{0j}, a_{1j}, \dots, a_{nj}\}$;

— $fv2$ — масив значень диференціальної похибки ЦАП, який дозволяє оцінити наявність ділянок розривів у передатній характеристиці.

На рисунку Д.2 наведено графіки, що демонструють такі залежності:

— вихідне значення — код $X_j(A_j)$;

— диференціальна нелінійність — код $\delta_{difj}(X_j)$.

Рисунок Д.2 а) показує передатну характеристику без похибок ваг розрядів, а рисунок Д.2 б) демонструє випадок, коли похибка 3-го та 6-го розряду становить 50%, $\delta_3 = \delta_4 = 0,5$. На цьому графіку видно розриви в характеристиці, які виникають через те, що частина діапазону напруг не відповідає жодній кодовій комбінації і ЦАП буде характеризуватися великою похибкою диференційної нелінійності.

На графіках, наведених на рис. Д.3, показано поведінку надлишкової системи числення з параметром $\alpha = 1,6$, де ваги розрядів приймають значення $a_i \in \{0, 1\}$ і визначаються за співвідношенням (2.10). Нерівністю (2.8) виконується, а коефіцієнт надлишковості для i -го розряду згідно (2.9) дорівнює $\delta Q_i = 0,67$. На графіку рисунка Д.3 а) показано випадок, коли вагові коефіцієнти розрядів не мають похибок, що ілюструє ідеальні умови перетворення. На графіку рисунка Д.3 б) зображено ситуацію, коли відносна похибка для 3-го і 6-го розрядів становить 50%, тобто $\delta_3 = \delta_4 = 0,5$. Як видно з графіка, в обох випадках розриви відсутні, а похибка диференційної нелінійності ЦАП залишається низькою завдяки надлишковості.

2.3 Похибки характеристик відтворення системи реєстрування аналогових сигналів на неточних елементах

Перетворення аналогового сигналу в цифровий у АЦП відбувається поетапно. Кожен з компонентів — вхідний пристрій, дискретизатор і квантувач — вносить свої похибки, що впливають на загальний вихідний код $K_{\text{вих}}$.

Загальний процес можна представити наступною узагальненою моделлю:

$$K_{\text{вих}} = F_K \left(F_d \left(F_{\text{вп}}(U_{\text{вх}}(t)) \right) \right), \quad (2.13)$$

де $F_{\text{вп}}, F_d, F_K$ — функції перетворення вхідного пристрою, дискретизатора й квантувача відповідно.

Функцію перетворення вхідного пристрою можна представити як комбінацію:

- статичної передатної характеристики $U_{\text{вих.вп}} = f(U_{\text{вх}})$;
- частотно-залежної передатної характеристики $K_{\text{вп}}(j\omega t)$
- наведених по входу шумів $\xi(t)$.

Статичну передатну характеристику можна апроксимувати поліномом:

$$U_{\text{вих.вп}}(U_{\text{вх}}) = a_0 + a_1 \cdot U_{\text{вх}} + \sum_{i=2}^{\infty} a_i \cdot U_{\text{вх}}^i, \quad (2.14)$$

де a_0 — адитивна складова;

a_1 — мультиплікативна складова;

a_i — нелінійні коефіцієнти, що характеризують відхилення від прямої лінії форми статичної характеристики перетворення.

Відхилення a_0, a_1, a_i від ідеальних значень a_{0u}, a_{1u}, a_{iu} визначають похибки:

— адитивну:

$$\Delta_0 = a_{0u} - a_0 ; \quad (2.15)$$

— мультиплікативну:

$$\Delta_m = \frac{a_1}{a_{1u}} ; \quad (2.16)$$

— похибку лінійності, причому розрахунок Δ_l здійснюється як максимальне відхилення значень $U_{\text{вих.вп}}$ від прямої:

$$U'_{\text{вих.вп}} = a'_0 + a'_1 \cdot U_{\text{вх}} , \quad (2.17)$$

$$\Delta'_l = \max_{U_{\text{вх}}} (U'_{\text{вих.вп}} - U_{\text{вих.вп}}) . \quad (2.18)$$

Динамічні характеристики вхідного пристрою визначаються таким чином. У частотній області передатна характеристика пристрою описується комплексною передатною функцією $K(j = 0)$, що містить амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) та фазочастотну характеристику (ФЧХ).

Часова залежність вихідного сигналу описується через обернене перетворення Фур'є:

$$U_{\text{вих}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} E(\omega) \cdot K(j\omega) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega , \quad (2.19)$$

де $E(\omega)$ — спектральна щільність вхідного сигналу.

$$E(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U_{\text{BX}}(t) \cdot e^{-j\omega t} \cdot d\omega. \quad (2.20)$$

АЧХ представляє собою функцію модуля комплексної передатної характеристики:

$$A(\omega) = \left(\operatorname{Re}(K(j\omega)) \right)^2 + \left(\operatorname{Im}(K(j\omega)) \right)^2, \quad (2.21)$$

а ФЧХ — її аргументу:

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{\operatorname{Im}(K(j\omega))}{\operatorname{Re}(K(j\omega))}. \quad (2.22)$$

Для аналізу динамічних характеристик вхідного пристрою використовують поділ на такі частотні смуги:

— смуга пропускання — діапазон частот, де сигнал проходить без значних спотворень;

— перехідна смуга — частотний діапазон, у якому спостерігається поступове згасання амплітуди;

— смуга придушення — частоти, де сигнал значно ослаблений або повністю придушений.

АЧХ є ключовою характеристикою, яка визначає, як вхідний сигнал з різними частотами передається на вихід без спотворення амплітуди. Нерівномірність АЧХ визначається як максимальне відхилення амплітуди в будь-якій точці спектра від опорного значення $A(\omega_0)$:

$$\Delta_{\text{АЧХ}} = \max \left| \frac{A(\omega)}{A(\omega_0)} \right|. \quad (2.23)$$

Щоб забезпечити точність роботи АЦП, значення $\Delta_{\text{АЧХ}}$ має бути меншим за $\Delta_{\text{АЦП}}$, яке дорівнює $1/2^N$ (відповідно до його розрядності).

Інтегральна оцінка похибки АЧХ враховує спектральний розподіл вхідного сигналу. Формула для інтегральної оцінки виглядає так:

$$\Delta_{\text{АЧХ}}^i = \frac{1}{(\omega_{\text{В}} - \omega_{\text{Н}}) \cdot E(\omega_0)} \int_{\omega_{\text{Н}}}^{\omega_{\text{В}}} E(\omega) \cdot \left| 1 - \frac{A(\omega)}{A(\omega_0)} \right| \cdot d\omega . \quad (2.24)$$

Ця формула аналогічна виразу для розрахунку вихідного сигналу $U_{\text{вих}}(t)$ за спектральною щільністю вхідного сигналу $E(j\omega)$ та передатною характеристикою $K(j\omega)$.

Аналогічно до АЧХ, для ФЧХ можна визначити інтегральну оцінку нелінійності:

$$\Delta_{\text{ФЧХ}}^i = \frac{1}{(\omega_{\text{В}} - \omega_{\text{Н}}) \cdot E(\omega_0)} \int_{\omega_{\text{Н}}}^{\omega_{\text{В}}} E(\omega) \cdot |\varphi(\omega) - \varphi_{\text{л}}(\omega)| \cdot d\omega , \quad (2.25)$$

де $\varphi(\omega)$ може бути представлена багаточленом, аналогічно статичній передатній характеристиці:

$$\varphi(\omega) = b_0 + b_1 \cdot \omega + \sum_{i=2}^{\infty} b_i \cdot \omega^i . \quad (2.26)$$

Звідси визначається лінійна частина $\varphi_{\text{л}}(\omega)$:

$$\varphi_{\text{л}}(\omega) = b_0 + b_1 \cdot \omega . \quad (2.27)$$

Для вимірювання нелінійних спотворень використовують гармонійний сигнал на вході з частотою ω_0 . На виході пристрою виникають гармоніки на кратних частотах $2\omega_0, 3\omega_0, \dots, n\omega_0$.

Коефіцієнт нелінійних спотворень визначається як відношення середньоквадратичних сум напруг гармонік до напруги сумарного сигналу на виході:

$$K_{\text{нп}}(\omega) = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n U^2(i\omega_0)}}{\sqrt{\sum_{i=1}^n U^2(i\omega_0)}}. \quad (2.28)$$

Аналогічно визначають коефіцієнт гармонік:

$$K_{\text{г}}(\omega) = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n U^2(i\omega_0)}}{U(\omega_0)}, \quad (2.29)$$

де n у виразах (2.28) та (2.29) зазвичай вибирають $n \leq 5$, оскільки амплітуди гармонік зазвичай зменшуються для вищих частот.

Шуми в АЦП можна розділити на кілька типів: інтегральні, зважені, шуми дискретизації й квантування. Інтегральні шуми — вимірюються за відсутності вхідного сигналу та зумовлені внутрішніми процесами, такими як теплові флуктуації струму та вплив зовнішніх полів. Шуми дискретизації — виникають через перетворення безперервного сигналу на дискретний. Шуми квантування — обумовлені обмеженою розрядністю АЦП.

Рівень інтегральних шумів можна виразити через відношення сигналу до шуму:

$$S_{\text{шi}} = \frac{U_{\text{вх.max}}}{\sqrt{\int_{\omega_{\text{H}}}^{\omega_{\text{B}}} e_{\text{ш}}^2(\omega) \cdot d\omega}}. \quad (2.30)$$

Зважені шуми враховують частотозалежність впливу шумів, і для їх розрахунку використовують вагову функцію $V(\omega)$, яка визначає ступінь значимості шуму на конкретній частоті. Зважений шум можна розрахувати як:

$$S_{\text{шз}} = \frac{U_{\text{вх. max}}}{\sqrt{\int_{\omega_{\text{н}}}^{\omega_{\text{в}}} e_{\text{ш}}^2(\omega) \cdot V(\omega) \cdot d\omega}}. \quad (2.31)$$

Шуми дискретизації та квантування виникають внаслідок обмеженої точності та частоти обробки сигналів у АЦП. Вони характеризують пристрій за умов подачі вхідного сигналу та обробляються аналогічно до інтегральних шумів, проте враховують вплив вхідних спектральних компонент і гармонік $e(j\omega)$, які трактуються як нелінійні спотворення. Формула для розрахунку цих шумів виглядає наступним чином:

$$S_{\text{шдк}} = \frac{U_{\text{вх. max}}}{\sqrt{\int_{\omega_{\text{н}}}^{\omega_{\text{в}}} (e_{\text{ш}}(\omega) - e_c(\omega) - \sum_{i=1}^n e(i\omega)) \cdot d\omega}}. \quad (2.32)$$

Розглянемо динамічні характеристики комутатора (дискретизатора). Вихідна напруга комутатора після встановлення перехідного процесу описується як:

$$U_{\text{вих.к}}(t) = \sum_{i=1}^N m_i U_{\text{вхi}}(t), \quad (2.33)$$

де $U_{\text{вхi}}(t)$ — вхідна напруга по i -му вхідному каналу;

N — число входів комутатора;

m_i — комутаційний коефіцієнт.

Введений комутаційний коефіцієнт m_i характеризує здатність комутатора відключати джерела сигналів на неактивних входах.

При роботі комутатора може виникати похибка прямого проходження сигналу через закритий j -й ключ. Цю похибку визначають як максимальне відношення вихідної напруги до усередненої суми вхідних напруг:

$$\Delta_{\text{ппк}j} = \max_t \left[\frac{\sum_{i=1, i \neq j}^N m_i \cdot U_{\text{вх}i}(t)}{\sum_{i=1, i \neq j}^N \frac{U_{\text{вх}i}(t)}{N-1}} \right]. \quad (2.34)$$

На закриті ключі подаються напруги максимальної амплітуди U_{max} з частотою, яка дорівнює верхній частоті діапазону $\omega = \omega_{\text{в}}$. Після підстановки (2.34) і (2.33) в (2.32) і спрощення, можна отримємо:

$$\Delta_{\text{ппк}j} = \sum_{i=1, i \neq j}^N m_i, \quad (2.35)$$

Реальні ПВЗ і комутатори характеризуються обмеженою швидкістю реакції. Вони мають дві основні характеристики інерційності:

- максимальна швидкість наростання сигналу V_{max} ;
- часова стала перехідного процесу τ .

Перехідний процес під час стрибкоподібного змінення напруги з U_i на U_{i+1} відбувається у два етапи.

На першому етапі вихідний сигнал змінюється лінійно із максимальною швидкістю V_{max} :

$$U_{\text{вих}1}(t) = \text{sign}[U_{\text{вх.}(i+1)} - U_{\text{вх.}i}] \cdot V_{\text{max}} \cdot t + U_{\text{вх.}i}, \quad t \leq t_x, \quad (2.36)$$

де sign — функція знака, що визначає напрямок зміни сигналу.

На другому етапі перехідного процесу, після моменту часу t_x і досягнення значення напруги $U(t_x)$, сигнал продовжує змінюватися за експоненціальним законом:

$$U_{\text{вих2}}(t) = \left(U_{\text{вх.}(i+1)} - U_{\text{вих1}}(t_x) \right) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + U_{\text{вих1}}(t_x), \quad t > t_x. \quad (2.37)$$

Момент часу t_x визначається з умови:

$$\frac{dU_{\text{вих2}}(t)}{dt} = V_{\text{max}}, \quad (2.38)$$

і таким чином відповідає швидкості наростання експонентного процесу, що не перевищує можливості максимального значення V_{max} пристрою. З (2.37) маємо:

$$\frac{dU_{\text{вих2}}(t)}{dt} = \left(U_{\text{вх.}(i+1)} - U_{\text{вих1}}(t_x) \right) \cdot \frac{t_x}{\tau} \cdot e^{-\frac{t_x}{\tau}}. \quad (2.39)$$

Порівнюючи праві частини виразів (2.38) і (2.39), дійдемо до нелінійного відносно t_x рівняння:

$$\left(U_{\text{вх.}(i+1)} - U_{\text{вих1}}(t_x) \right) \cdot \frac{t_x}{\tau} \cdot e^{-\frac{t_x}{\tau}} - V_{\text{max}} = 0, \quad (2.40)$$

де $U_{\text{вих}}(t_x)$ визначається за виразом (2.42).

Характеристикою, яка визначає похибку перехідного процесу, слугує відносне значення напруги з:

$$\varepsilon(t) = \frac{U_{\text{вих}}(t) - U_{\text{вхi}}}{U_{\text{вх}(i+1)} - U_{\text{вхi}}}. \quad (2.41)$$

Перехід між режимом вибірки та зберігання супроводжується апертурною похибкою [5] — затримкою, яка визначається як часова різниця між моментом

t_a початку зберігання та моментом t_i подачі на ключ ПВЗ керуючого сигналу. Окрім того, у момент переходу до режиму зберігання виникає похибка стрибка Δ_c , пов'язана з комутаційною перешкодою, що впливає на запам'ятовуючий елемент. У режимі зберігання сигнал на запам'ятовуючому елементі (конденсаторі) піддається впливу саморозряду через витікання струму та внутрішні опори. Виникає похибка саморозряду ПВЗ, яка лінійно залежить від часу $r(t - t_i)$, де r визначає швидкість розряду. Вираз для вихідної напруги у цьому режимі:

$$U_{\text{вих}}(t) = U_{\text{вх}}(t_i + t_a) + \Delta_c(U_{\text{вх}}(t_i)) - r(t - t_i). \quad (2.42)$$

Ознайомимося детальніше зі складовими апертурної похибки t_a . Вони поділяються на систематичну і випадкову складові:

$$t_a = \Delta t_a + \tilde{t}_a. \quad (2.43)$$

Систематична складова не впливає на форму сигналу після дискретизації і може бути врахована шляхом відповідного вибору часу стробування пристрою вибірки-зберігання (ПВЗ). Невизначеність моменту дискретизації через апертуру призводить до динамічної похибки, яка прямо пропорційна швидкості зміни аналогового сигналу [16]:

$$\Delta U_a = \left| \frac{dU_{\text{вх}}(t)}{dt} \right| \tilde{t}_a + R(t, t_a), \quad (2.44)$$

де $R(t, t_a)$ — нелінійні складові похибки, що мають малі значення.

Проаналізуємо характеристики квантувача. Функція перетворення ідеального квантувача описується східчастою кривою [69]:

$$Y = q_0 \text{Int} \left(\frac{X}{q_0} + 0,5 \text{Sign}(X) \right), \quad (2.45)$$

де X, Y — вхідна й вихідна величини;

q_0 — значення кванта;

$\text{Int}()$ — оператор цілої частини;

$\text{Sign}()$ — оператор знака числа.

Методична похибка, що властива ідеальному квантувачу, визначається як різниця між вхідною та вихідною величинами:

$$\Delta_{met} = Y - X = q_0 \text{Int} \left(\frac{X}{q_0} + 0,5 \text{Sign}(X) \right) - X. \quad (2.46)$$

Її математичне сподівання дорівнює нулю, а дисперсія [23]:

$$\sigma(\Delta_{met}) = q_0 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}. \quad (2.47)$$

Перехідний процес у схемі порівняння під час квантування описується експоненційним законом:

$$U_{\text{вих.сп}}(t) = U_{\text{осп}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad (2.48)$$

де $U_{\text{осп}}$ — амплітуда стрибка напруги на виході схеми порівняння;

τ — стала часу.

При перемиканні ключів виникають глітчі — короточасні імпульсні перешкоди, що з’являються через паразитні ємності в керуючих ланцюгах. Для моделювання таких перешкод використовуються два вирази:

— при ввімкненні розряду:

$$U_{\Sigma}^{\text{ВМІ}}(t) = A_n e^{-\frac{t}{\tau_n}} + a_{\text{кер}}(t - t_{31}) \left[A_1 \left(1 - e^{-\frac{t-t_{31}}{\tau_1}} \right) + A_2 \left(1 - e^{-\frac{t-t_{32}}{\tau_2}} \right) \right]; \quad (2.49)$$

— при вимкненні розряду:

$$U_{\Sigma}^{\text{ВІМ}}(t) = -A_n e^{-\frac{t}{\tau_n}} + a_{\text{кер}}(t - t_{32}) \left[A_1 e^{-\frac{t-t_{31}}{\tau_1}} + A_2 e^{-\frac{t-t_{32}}{\tau_2}} \right], \quad (2.50)$$

де t_{31}, t_{32} — затримки вмикання і вимикання розряду;

A_n — амплітудне значення викиду в момент перемикання;

τ_n — стала часу еквівалентного ланцюга, що диференціює.

3 РОЗРОБКА АНАЛОГОВИХ ВУЗЛІВ ЦАП І АЦП ПРИСКОРЕНОГО ПОРОЗРЯДНОГО ВРІВНОВАЖЕННЯ З ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ

3.1 Двотактний високолінійний буфер напруги на основі відбивачів струму

Статичні та динамічні характеристики буферів напруги і масштабаторів повинні відповідати системним вимогам. Основні статичні характеристики включають похибки передатної характеристики, масштабу, зсуву нуля та лінійності. Динамічні характеристики цих пристроїв визначаються амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ) та перехідною характеристикою. Використання біполярних транзисторів, на відміну від польових, дозволяє зменшити напругу живлення при певному діапазоні вхідного сигналу, що сприяє досягненню максимальної ефективності цих схем. Проте важливо вжити заходів для компенсації базових струмів, особливо якщо генератор вхідної напруги має великий опір, що може істотно підвищити похибку зсуву нуля. Для підвищення точності роботи пристрою слід зменшити похибку лінійності, що можна досягти застосуванням двотактних схем. Зменшення похибки масштабування можливе через підвищення коефіцієнта передачі вихідного двотактного підсилювача постійного струму (ДППС). Використання ДППС з внутрішніми балансними зворотними зв'язками [25], [26] особливо ефективне, коли вхідний сигнал є двополярним.

Варто підкреслити, що в проєктуванні швидкодіючих інтегральних схем підсилювачі струму мають переваги над підсилювачами напруги, коли обробка сигналу виконується в струмовій формі [1]. Це дозволяє уникнути прикладення високих напруг до паразитних ємностей. Навіть у випадках, коли необхідно підсилювати напругу, спершу слід перетворити її на струм, потім підсилити, а на виході знову перетворити на напругу. Системні вимоги до статичних і динамічних характеристик вузлів аналого-цифрових систем, зокрема, до буферних (БН) і масштабуючих (МН) пристроїв, детально розглянуті в [2]-[4]. Однак конкретних прикладів конструкцій цих пристроїв у згаданих публікаціях представлено небагато.

Найпростіший варіант реалізації ядер двотактних буферів або масштабаторів напруги зображено на рисунку 3.1 а) [11].

Схема складається з двох симетричних відбивачів струму, що використовують транзистори Т1, Т3, Т4, Т7 та Т2, Т5, Т6, Т8 відповідно. На відміну від класичних відбивачів Уілсона, ці схеми мають значно вищий (на один-два порядки) вихідний опір на колекторах Т7 і Т8. В режимі балансу, за умови, що $U_{\text{вих}} = 0$, колекторні струми I'_p і I''_p будуть приблизно однаковими, з похибкою, викликану різницею базових струмів транзисторів. Коли робочі струми однакові, тобто $I'_p = I''_p$, на вході схеми виникає струм зсуву нуля:

$$I_{\text{зс.о}} = \frac{I_{\text{зм}}}{\beta_3} - \frac{I_{\text{зм}}}{\beta_6}, \quad (3.1)$$

який протікає через генератор вхідної напруги $\pm U_{\text{вх}}$. Якщо внутрішній опір цього генератора ненульовий, це призводить до появи похибки $\Delta U_{\text{вх}} = I_{\text{зс.о}} \cdot R_{\Gamma}$.

Суттєвим недоліком цієї схеми є жорстка вимога до рівності I'_p та I''_p . Якщо ці значення не рівні, різниця $\Delta I_p = I'_p - I''_p$ додається до $I_{\text{зс.о}}$. Важливою характеристикою буфера є малосигнальний вихідний опір $r_{\text{вих}}$, оскільки саме він визначає навантажувальну здатність пристрою. Цю характеристику можна виразити через рівні I_p і $I_{\text{зм}}$.

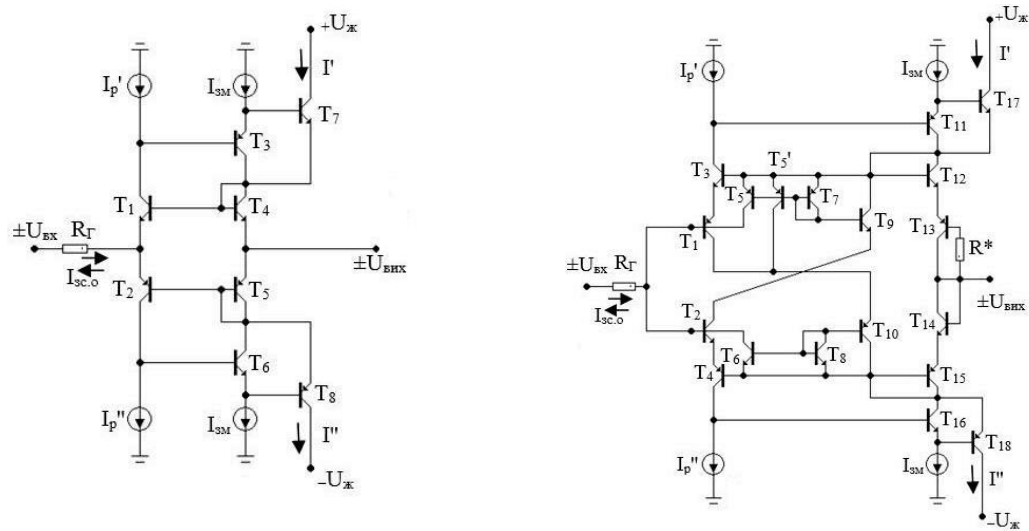
Вихідний опір $r_{\text{вих}}$ розраховується за формулою:

$$r_{\text{вих}} = \frac{r_{e4} + \frac{r_{64}}{1 + \beta_4}}{r_{e5} + \frac{r_{65}}{1 + \beta_5}}, \quad (3.2)$$

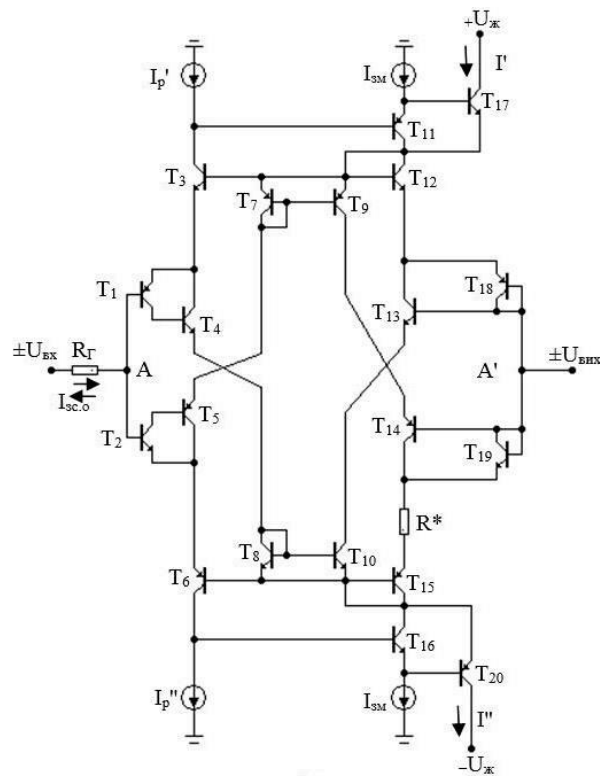
де r_{e4} і r_{e4} — емітерні опори транзисторів;

r_{64} і r_{65} — базові опори транзисторів Т4 і Т5 відповідно;

β_4 і β_5 — малосигнальні коефіцієнти передавання струму у схемі із загальним емітером.



а) найпростіша схема

б) із параметричною компенсацією $I_{зс.о}$ 

в) на складених транзисторах Шиклаї

Рисунок 3.1 — Принципові схеми ядер двотактних БН та МН

Кращі характеристики має схема ядра буфера, представлена на рисунку 3.1 б). Вона додатково містить вхідні транзистори T_1 і T_2 , які майже повністю усувають вплив нерівності I_p' та I_p'' . У цьому випадку $I_{зс.о}$ формується

як різниця базових струмів $T1$ і $T2$. Для зменшення цього значення застосовується параметрична компенсація, що дозволяє знизити $I_{зс.0}$ до одного-двох порядків. Вихідний опір ядра цього буфера напруги буде дорівнювати $r_{вих} \approx r_e$.

Ще більше зниження $I_{зс.0}$ можливо при використанні схеми ядра, побудованої на складених транзисторах Шиклаї, що зображена на рисунку 3.1 в). Вона включає вхідний каскад на р-п-р і п-р-п транзисторах $T1$, $T4$ та $T2$, $T5$ відповідно, а також вихідний каскад на транзисторах $T13$, $T18$, $T14$ і $T19$. Схема також містить відбивачі струму на транзисторах $T2$, $T12$, $T6$ і $T15$, а також регулятори на $T11$, $T17$, $T16$ і $T20$. Для забезпечення однакових робочих точок вихідного і вхідного каскадів введено внутрішні відбивачі струму на транзисторах $T7$, $T9$, $T8$ і $T10$. Таким чином досягається рівність емітерних струмів $I_{e4} = I_{e5} = I_{e13} = I_{e14}$, що дає можливість вирівняти базові струми $I_{b1} = I_{b2}$, де $I_{b1} = \frac{I_p}{\beta_1 \cdot \beta_4}$, $I_{b2} = \frac{I_p}{\beta_2 \cdot \beta_5}$, а $\beta_1 \cdot \beta_4 = \beta_2 \cdot \beta_5$.

Похибки в даній схемі визначаються технологічними можливостями досягнення ідентичності статичних характеристик інтегральних транзисторів. Застосований схемотехнічний підхід дозволяє виконати умови $U_{be1} = U_{be18}$ та $U_{be2} = U_{be19}$, завдяки чому потенціали точок U_A і U'_A також зрівнюються. Якщо падіння напруги $U_{RГ}$ на $R_{Г}$ є малим, то $U_{вих} = U_{вх}$. Важливо врахувати, що значення $U_{RГ} = I_{зс.0} \cdot R_{Г}$, тому для зменшення цієї частини загальної похибки $\Delta U_{вих} = U_{вих} - U_{вх}$ важливо зменшити $I_{зс.0}$.

У таблиці 3.1 наведені деякі статистичні характеристики ядер буферів напруги, виготовлених на інтегральних транзисторах типу NUHFARRY і PUHFARRY при $U_{ж} = \pm 10$ В, $I_p = 1$ мА, $U_{вх} = \pm 5$ В.

Таблиця 3.1 — Статичні характеристики ядер БН

Схеми	$I_{зм}$, мА	$I_{зс.0}$, нА	ΔU_m , мкВ	ΔU , нВ	$r_{вих}$, Ом
рис. 3.1 а)	0,5	6200	6,2	185	14,2
рис. 3.1 б)	1,5	390	8,8	280	28
рис. 3.1 в)	2,5	10	6,1	200	730

Найкращі результати демонструє схема, зображена на рисунку 3.1 в). При заданих значеннях $I_p = 1$ мА та $I_{зм} = 2,5$ мА струм зсуву нуля є найменшим і дорівнює $I_{зс.0} = 10$ нА. Похибки масштабу ΔU_m для всіх трьох схем мають аналогічний порядок, варіюючись від 6,2 мкВ до $\pm 8,8$ мкВ. Абсолютні похибки лінійності ΔU_L у діапазоні 10,0 В також мають подібний порядок, становлячи від 180 нВ до 280 нВ, тоді як відносні похибки складають приблизно $0,3 \cdot 10^{-5}\%$. Особливо слід звернути увагу на недостатньо низький вихідний опір схем, зокрема третьої, що свідчить про низьку навантажувальну здатність розглянутих ядер.

Для поліпшення цієї характеристики в конструкцію буферів напруги (БН) і масштабаторів напруги (МН) доцільно впроваджувати двотактні підсилювачі постійного струму. Схема таких пристроїв представлена на рисунку В.5. Розглянемо функціональну схему БН у комплексі з двотактним підсилювачем постійного струму (ДППС), яка зображена на рисунку В.5 а). Вона включає ядро БН, струмові виходи якого підключено до входів відбивачів струму ВС1 і ВС2. Виходи цих відбивачів з'єднані з входом ДППС, який побудований на транзисторах Т1, Т2, Т3 і Т4.

У цьому випадку різницевий струм $\Delta I_p = I_p'' - I_p'$ подається на вхід ДППС і підсилюється в $K_I = h \cdot \beta_{n-p-n} \cdot \beta_{p-n-p}$ разів, де h — коефіцієнт передачі ΔI з виходів ВС1 і ВС2 на бази транзисторів Т1 і Т2. Цей коефіцієнт залежить від співвідношення вихідних опорів відбивачів струму і вхідного опору ДППС, з урахуванням R_n ; β_{n-p-n} і β_{p-n-p} — коефіцієнти передачі струмів n-p-n і p-n-p транзисторів відповідно.

Статичні характеристики БН, побудованих із використанням таких ДППС, наведені в таблиці 3.2.

Таблиця 3.2 — Статичні характеристики БН, побудованих із застосуванням ДППС

Ядра БН	$I_{зс.о}, \text{нА}$	$\Delta U_{\text{м}}, \text{мкВ}$	$\Delta U, \text{нВ}$	$r_{\text{вих}}, \text{Ом}$	$f_{(0\text{дБ})}, \text{МГц}$
із рис. 3.1 а)	6200	7,5	250	0,0028	125
із рис. 3.1 б)	400	8,3	390	0,0056	112
із рис. 3.1 в)	10	15,2	660	0,0026	216

Вказані дані отримані в результаті моделювання при $R_{\text{н}} = 5 \text{ кОм}$ (1 кОм). Аналіз передатних характеристик показує, що введення двотактного підсилювача постійного струму (ДППС) практично не впливає на параметр $I_{зс.о}$. Однак, спостерігається деяке збільшення похибки масштабу, зокрема для схеми буфера напруги (БН), представленої на рисунку 3.1 в). Що стосується похибок лінійності, то вони в основному залежать від статичних характеристик ДППС. Навантажувальна здатність БН повністю визначається вихідним опором $r_{\text{вих}}$ підсилювача, вхід і вихід якого охоплені глибоким від'ємним зворотним зв'язком, а також коефіцієнтом підсилення струму $K_I = \frac{I_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}}}$. При чому, чим більший коефіцієнт підсилення K_I , тим меншим є $r_{\text{вих}}$. Водночас варто зазначити, що збільшення підсилення може погіршувати швидкодію схеми і вимагати коригування амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) для забезпечення стабільності роботи. Для БН із ДППС смуги пропускання на рівні 0 дБ ($K_{I(f)} = 1,0$) становлять 115 МГц, 112 МГц і 120 МГц відповідно.

Окрім буферів напруги, в різноманітних аналогово-цифрових системах виникає потреба в масштабаторах напруги, які також повинні мати низькі відносні похибки масштабу $\delta U_{\text{м}} \leq 0,01\%$ та лінійності $\delta U_{\text{л}} \leq 0,001\%$, де $\delta U_{\text{м}} = \Delta U_{\text{м}}/U_{\text{макс}}$ і $\delta U_{\text{л}} = \Delta U_{\text{л}}/U_{\text{макс}}$, де $U_{\text{м}}$ максимальне значення вихідної напруги на краях діапазону. Слід зазначити, що, на відміну від БН, масштабатори повинні мати коефіцієнт передачі, що перевищує 1. Тому для них необхідно застосовувати ДППС із внутрішнім коефіцієнтом підсилення K_I , який слід підвищити на один-два порядки. Функціональна схема таких масштабаторів напруги (МН) представлена на рисунку В.6.

Вона містить ядро МН, яке може збігатися з ядром БН, а також відбивачі струму Уілсона (ВСУ1) та (ВСУ2); вхідний каскад ДППС на транзисторах Т1-Т6; прості відбивачі струму ВС1 і ВС2; двотактний підсилювальний каскад на транзисторах Т7-Т12 та відбивачах струму ВС3 і ВС4, а також вихідний двотактний каскад на транзисторах Т13-Т16. Для встановлення коефіцієнта передачі по напрузі K_U використовується дільник напруги на резисторах R_M та $R_\perp$, який включений до кола зворотного зв'язку. При цьому, якщо ДППС має внутрішній коефіцієнт підсилення $K_I \geq 10^5$, то значення K_U рівне $K_U = 1 + R_M/R_\perp$. Такий підсилювач відповідатиме системним вимогам, якщо рівень K_U не перевищує 10-100. Якщо виникає потреба збільшити K_U , необхідно підвищити K_I підсилювача. Для досягнення $K_U = 10$, доцільно встановити $R_M = 9 \text{ кОм}$ та $R_\perp = 1 \text{ кОм}$; для $K_U = 100$, відповідно, $R_M = 9,9 \text{ кОм}$ та $R_\perp = 100 \text{ Ом}$.

При визначенні динамічних характеристик БН і МН слід враховувати, що максимальна швидкодія має ядро цих пристроїв, тоді як загальна швидкодія переважно визначається характеристиками ДППС, а також значеннями K_I та K_U , які суттєво впливають, наприклад, на перехідну характеристику на рисунку Д.4 і амплітудно-частотну характеристику на рисунку Д.5. В ідеальному випадку вихідна напруга буферного елемента повинна точно відтворювати вхідну напругу. Важно зазначити, що за заданих параметрів імпульс вхідного сигналу на виході схеми практично не має часових і фазових спотворень, що свідчить про високу швидкодію БН.

3.2 Високолінійний перетворювач струм-струм на основі двотактного балансного підсилювача постійного струму

Для побудови масштабаторів-підсилювачів струму (МПС) можна використовувати різні підходи до структурно-схемної реалізації. Особливо специфічним є побудова МПС із заземленим навантаженням. Відомо, що існують різні варіанти побудови генераторів стабільних струмів на основі операційних підсилювачів. Однак, використання прецизійних резисторів може

ускладнити реалізацію таких схем. Запропоновано альтернативний підхід, який полягає в застосуванні високолінійних високоомних струмових дзеркал з одним або двома виходами. Це дозволяє спростити конструкцію і підвищити ефективність роботи МПС.

Існує кілька варіантів структурно-функціональної організації схем МПС. На рисунку Б.3 представлено схему двотактного МПС із послідовно з'єднаними однотиповими відбивачами струму (BC) — BC3, BC5, BC4 і BC6. Ще одним варіантом організації МПС є використання різнотипових відбивачів струму, що було проаналізовано в [9].

На рисунку Б.4 наведено схему МПС на базі відбивачів струму з давачем рівня сигналу. У зв'язку з цим, варто відзначити такі характеристики даного МПС: дуже велике значення вихідного опору $r_{\text{вих}} \approx 1,5 \text{ ГОм}$ при коефіцієнті передавання $K_i = 10$, а також низьку похибку лінійності передатної характеристики $\delta I_{\text{л}} \approx 1,8 \cdot 10^{-4} \%$. При цьому, відбивач струму BC4 має конструкцію, представлену на рисунку 3.2, яка, у порівнянні з класичним відбивачем струму Уілсона, має значно більший вихідний опір.

У даній схемі транзистор регулятора T_p складається з двох транзисторів T3 і T4, що формують складений транзистор Шиклаї. Завдяки цій конструкції зміни базового струму $\Delta I_{\text{б4}}$, викликані зміною колекторної напруги $\Delta U_{\text{к4}}$, передаються в контур від'ємного зворотного зв'язку на транзистори T2, T1 і T3, що призводить до збільшення вихідного колекторного опору T_p у $(1 + \beta_3)$ разів.

Принципову схему МПС із послідовним з'єднанням відбивачів струму показано на рисунку Г.1. Схема включає ДППС на транзисторах T1-T16, відбивач струму Уілсона BC1 на транзисторах T17, T19, T22, другий відбивач струму BC2 на транзисторах T18, T23, T24, балансир струмів на транзисторах T21, T22, T25-T32, відбивачі струму BC3 — BC6. Для забезпечення стабільного режиму постійного струму в схему введено генератори робочих струмів I_p .

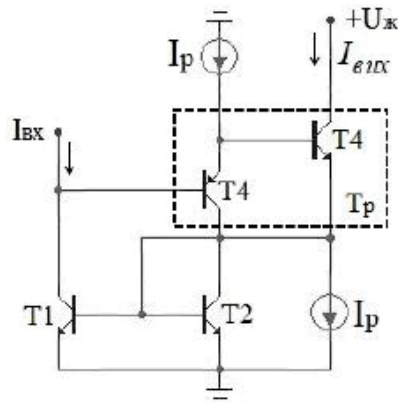


Рисунок 3.2 — Принципова схема відбивача струму з підвищеним вихідним опором

Принципову схему МПС з паралельним з'єднанням відбивачів струму показано на рисунку Г.2. Схема включає подібні елементи, як і в попередній схемі, з паралельним з'єднанням струмових дзеркал.

Для побудови МПС з паралельним вмиканням струмових дзеркал рекомендується використовувати схеми з двома виходами [18]. Один із варіантів побудови відбивачів струму ВС3 і ВС4 представлений на рисунках 3.3 та 3.4.

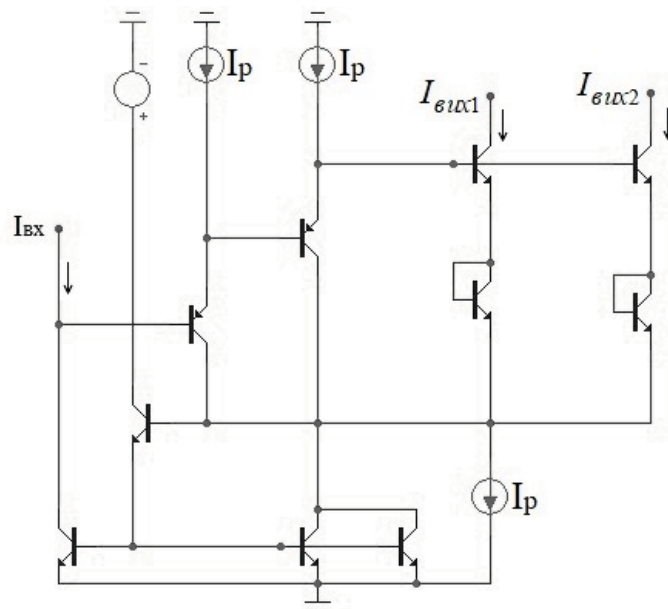


Рисунок 3.3 — Принципова схема струмового дзеркала із двома виходами для ВС3 та ВС4

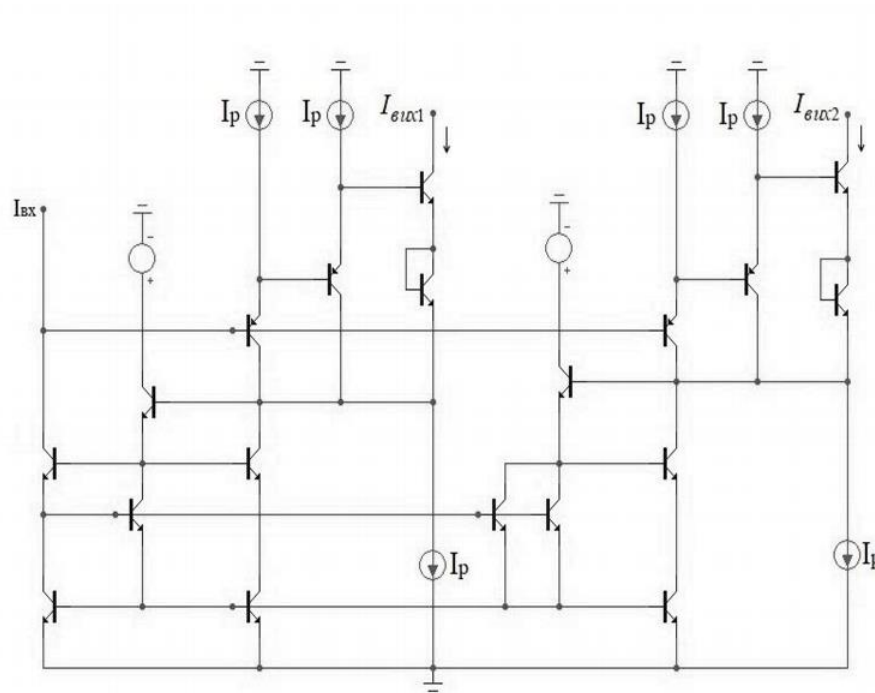


Рисунок 3.4 — Принципова схема струмового дзеркала із двома виходами
з високим $r_{\text{вих}}$ для ВС3 та ВС4

3.3 Високолінійні відбивачі струму з високим та надвисоким вихідними опорами

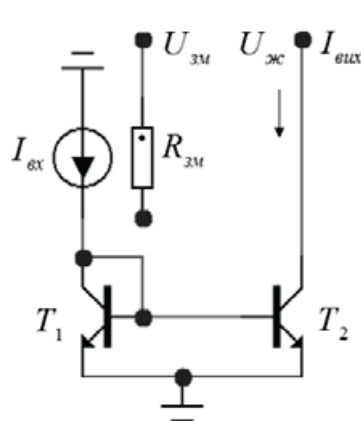
Відбивачі струму (ВС), або струмові дзеркала, побудовані на біполярних транзисторах, є важливими компонентами в електронних схемах, зокрема в підсилювачах постійного струму, кодо-струмових перетворювачах, аналого-цифрових перетворювачах та джерелах живлення. Малопотужні біполярні транзистори функціонують у лінійному режимі за малих напруг (близько від 0,7 В до 0,8 В) при струмах від 0,1 мА до 10 мА.

Точність характеристик цих схем залежать від вихідних опорів ВС. Наприклад, у буфері напруги, що використовує струмовий дзеркало, зміщення струму може збільшити похибку лінійності, впливаючи на характеристику передачі. Існуючі методи [26], які підвищують вихідний опір $r_{\text{вих}}$, часто основані на застосуванні складних комбінацій біполярних та польових транзисторів або операційних підсилювачів, що ускладнює технологію виготовлення інтегральних схем і знижує динамічні характеристики. Для розширення

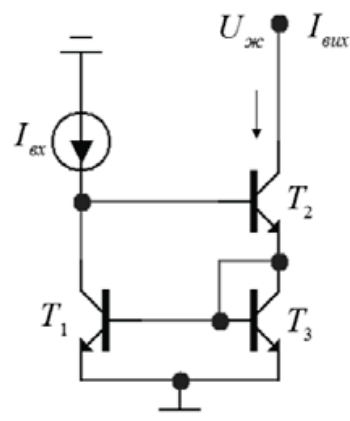
діапазону відбитих струмів і точності роботи іноді використовують резистивні ділянки напруги і додаткові резистори для задання емітерного струму. Однак такий підхід потребує додаткових процедур виготовлення інтегральних резисторів. У роботах [18]-[21] досліджуються різні конструкції відбивачів струму, які забезпечують покращені статичні та динамічні характеристики. Варто зазначити, що такі схеми часто стають складнішими, оскільки вимагають введення допоміжних джерел струму, а іноді й конденсаторів для корекції амплітудно-частотних характеристик коефіцієнтів передачі.

Одним з підходів до розв'язання цих проблем є використання простих структур, зокрема інтегральних n-p-n і p-n-p транзисторів, для створення відбивачів струму з високими та надвисокими $r_{\text{вих}}$.

Розглянемо два варіанти побудови відбивачів струму. Найпростішою схемою відбивача струму є конструкція, зображена на рис. 3.5 а), відома також як схема Відлара. Вона складається з двох транзисторів: транзистора T_1 у діодному включенні та вихідного транзистора T_2 . Вхідний струм $I_{\text{вх}}$ подається на T_1 , створюючи напругу на переході база-емітер, яка підключається до бази T_2 . Транзистор T_2 , у свою чергу, генерує вихідний струм $I_{\text{вих}}$. Генератор $I_{\text{вх}}$ може бути реалізований з використанням джерела напруги $U_{\text{зм}}$ та резистора $R_{\text{зм}}$. При нехтуванні базовими струмами можна вважати, що $I_{\text{вих}} \approx I_{\text{вх}}$.



а) найпростіша схема



б) схема Уїлсона

Рисунок 3.5 — Варіанти побудови ВС

За допомогою моделі Гумеля—Пуна [21] можна вивести вираз для вихідного опору транзисторного каскаду з урахуванням дії внутрішнього зворотного зв'язку. Вираз для вихідного опору зростає залежно від коефіцієнта передачі приросту напруги та параметрів транзистора:

$$r_{\text{вих}} = \frac{\Delta U_{\text{ж}}}{i_{\text{к}}} = r_{\text{к}}^* (1 + \gamma_6 \cdot \beta), \text{ де } \gamma_6 = \frac{r_{\text{е}}}{r_6 + r_{\text{е}} \cdot \beta + r_{\text{е}} + R_{\Gamma}} \text{ — коефіцієнт передачі приросту}$$

напруги ΔU_6 з кола бази в коло емітера; R_{Γ} — опір генератора струму (в даному випадку $R_{\Gamma} = r_{\text{д}} = \varphi_{\text{Т}}/I_{\text{ВХ}}$); $\varphi_{\text{Т}}$ — термопотенціал; $r_{\text{е}}$ — об'ємний малосигнальний опір емітера; $r_{\text{к}}^*$ — колекторний опір для схеми зі спільним емітером.

Коефіцієнт передачі струму K_I визначається як: $K_I = \frac{\Delta I_{\text{вих}}}{\Delta I_{\text{ВХ}}}$, де $\Delta I_{\text{вих}} = \Delta I_{\text{ВХ}} + \frac{\Delta U_{\text{ж}}}{r_{\text{к}}^*}$. Зазвичай при невеликому значенні $U_{\text{КС}} = U_{\text{бе}}$ коефіцієнт передачі наближається до одиниці ($K_I \approx 1,0$). Проте, зі збільшенням $\Delta U_{\text{ж}}$, з'являється додаткова складова в колекторному струмі $\Delta I_{\text{к}}$, що призводить до незначного збільшення коефіцієнта K_I .

Набагато кращі характеристики параметрів має схема Уілсона, зображена на рисунку 3.5 б). Ця схема містить транзистор Т2, що працює як регулятор, до емітера якого приєднано контур від'ємного зворотного зв'язку на транзисторах Т1 та Т3 з коефіцієнтом передавання $\chi = 1,0$. Вихідний такої схеми можна представити формулою:

$$r_{\text{вих}} = \frac{r_{\text{к}}^* \cdot \beta}{2},$$

де β — малосигнальний коефіцієнт передачі по струму для загального емітера.

Зауважимо, що інколи замість відбивача струму застосовується термін «струмовідвід». Для досягнення ще кращих характеристик можна використовувати комбінації n-p-n і p-n-p транзисторів. Наприклад, у схемі на рисунку Г.3 а) регулятор складається з транзисторів Т1 і Т4, а для стабілізації робочої точки Т1 застосовується генератор струму зміщення $I_{\text{ЗМ}}$, а для

наближення рівня $I_{\text{вих}}$ до $I_{\text{вх}}$ додатково введено генератор $I'_{\text{зм}}$. При цьому краще, щоб виконувалася умова $I'_{\text{зм}} \approx I_{\text{зм}}$. Це дозволяє наблизити коефіцієнт передачі струму $K_I = \frac{I_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}}}$ до 1,0. Зауважимо, що в такому відбивачі струму зміна $\Delta I_{\text{б4}}$, що виникає через зміни напруги колектор-емітер Т1 $\Delta U_{\text{ке4}}$, відбувається автоматичне коригування внаслідок дії від'ємного зворотного зв'язку. Цей зворотний зв'язок забезпечується через транзисторний відбивач струму, побудований на транзисторах Т1 та Т3. Приріст $\Delta I_{\text{б4}}$ повертається через цей відбивач на вхід схеми, підсилюється транзистором Т1 і надходить на базу транзистора Т4. Це дозволяє системі відновити баланс, компенсуючи вплив змін у базовому струмі. Враховуючи структуру зі зворотним зв'язком і транзистор-регулятор, вихідний малосигнальний опір $r_{\text{вих}}$ для цієї схеми можна аналітично виразити як:

$$r_{\text{вих}} = r_{\text{к4}}(1 + K_I \cdot \chi), \quad (3.3)$$

де $r_{\text{к4}}$ — колекторний опір транзистора Т4;

$K_I = \frac{\Delta I_{\text{вих}}}{\Delta I_{\text{б1}}}$ — коефіцієнт передавання складеного транзистора регулятора;

χ — малосигнальний коефіцієнт передавання струму для розірваного контуру зворотного зв'язку в ділянці транзистора Т3 (у діодному вмиканні), зокрема так, як показано на рис. Г.3 б).

Контур зворотного зв'язку тут імітується відбивачем струму на транзисторах Т1 та Т2, а також генератором струму зміщення $I''_{\text{зм}}$. Водночас рівень $I''_{\text{зм}}$ встановлюється таким, щоб значення $I_{\text{вих}}$ та $I_{\text{зм}}$ на схемах на рисунку Г.3 а) та на рисунку Г.3 б) співпадали між собою.

В аналітичній формі вихідний опір схеми відбивача струму на рисунку Г.3 а) визначається як:

$$r_{\text{вих}} = r_{\text{к4}}(1 + \beta_p), \quad \beta_p = \beta_1 \cdot \beta_4, \quad (3.4)$$

де β_1 — коефіцієнт передавання струму транзистора T1 у схемі із загальним емітером;

β_4 — коефіцієнт передавання струму транзистора T4.

Комбінація транзисторів T1 та T4, яка представляє собою складений транзистор Шиклаї, надає схемі важливі переваги. Приєднання транзистора T1 дозволяє компенсувати зміни струму бази транзистора T4, які виникають через зміну напруги живлення $U_{\text{ж}}$. Схема з використанням складеного транзистора Шиклаї має ще одну важливу перевагу: вона мінімізує падіння напруги як на вході, так і на виході відбивача струму.

4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ТЕСТУВАННЯ

4.1 Дослідження характеристик масштабаторів-підсилювачів струму

Для оцінки статичних і динамічних характеристик запропонованих структур МПС доцільно виконати комп'ютерне моделювання, зокрема з використанням пакетів схемотехнічного аналізу, таких як MicroCap 11 [24]. При цьому значення вихідного опору $r_{\text{вих}}$, коефіцієнту передавання (масштабу) струму $K_{\text{П}}$ потрібно здійснювати через амплітудно-частотні характеристики.

Важливо, щоб умови моделювання були однаковими для всіх схем: робочий струм зміщення $I_p \approx 1,0$ мА та напруга живлення $U_{\text{ж}} = 10$ В. Були використані інтегральні транзистори n-p-n (NUHFARRY) та p-n-p (PUHFARRY) [23]. Результати моделювання показали, що вихідний опір для схеми на рисунку Б.3 дорівнює $r_{\text{вих}} = 1,54$ ГОм, а для схеми на рисунку Б.4 — $r_{\text{вих}} = 9,3$ МОм. При цьому коефіцієнт передачі (масштабу) струму $K_{\text{П}} \approx 1,0$ та $K_{\text{П}} \approx 10$ відповідно.

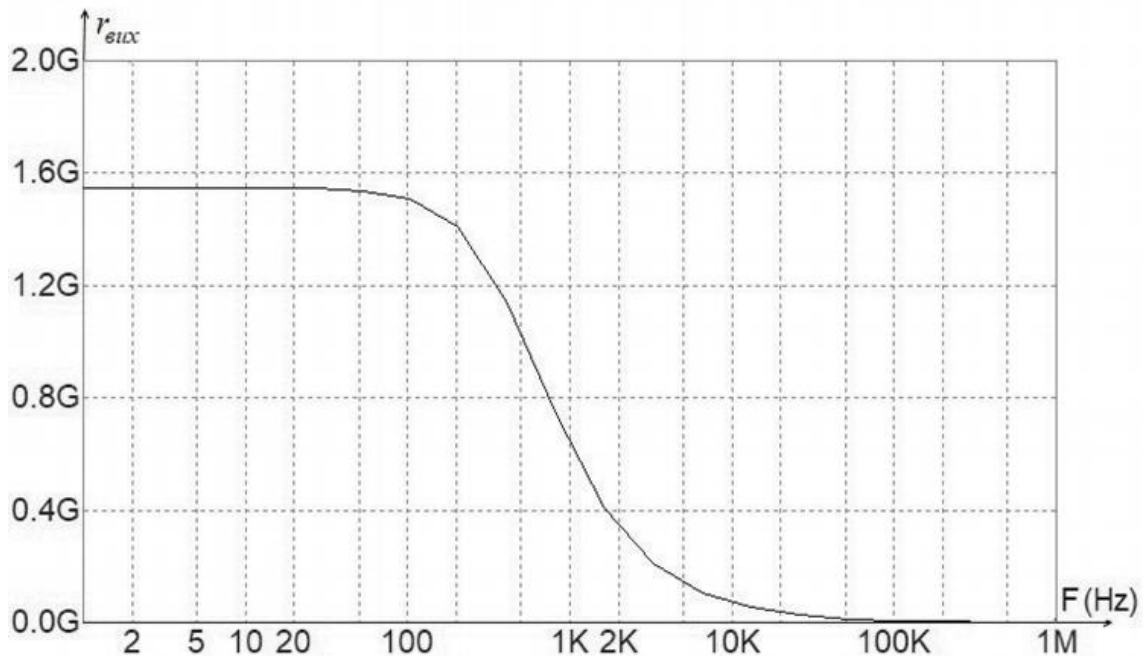


Рисунок 4.1 — Графік АЧХ для схеми з рис. Б.3

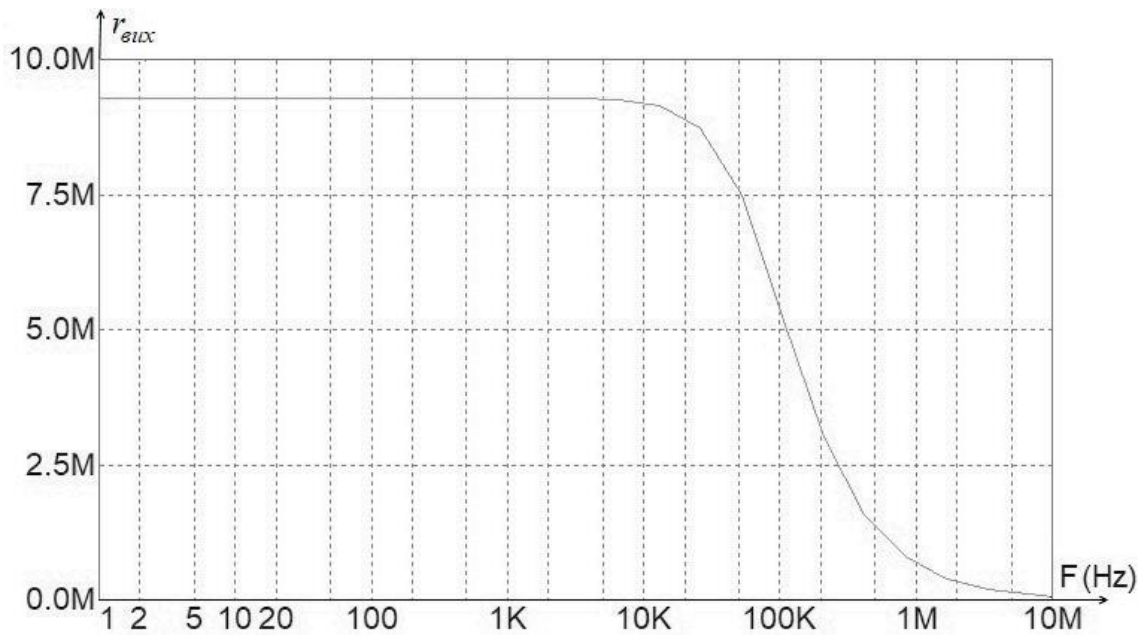


Рисунок 4.2 — Графік АЧХ для схеми з рис. Б.4

Похибки лінійності для цих схем наведені на рисунках 4.3 та 4.4. Максимальні значення похибки лінійності становлять:

- для схеми на рисунку Б.3, $\delta I_L = 710$ нА;
- для схеми на рисунку Б.4, $\delta I_L = 390$ пА.

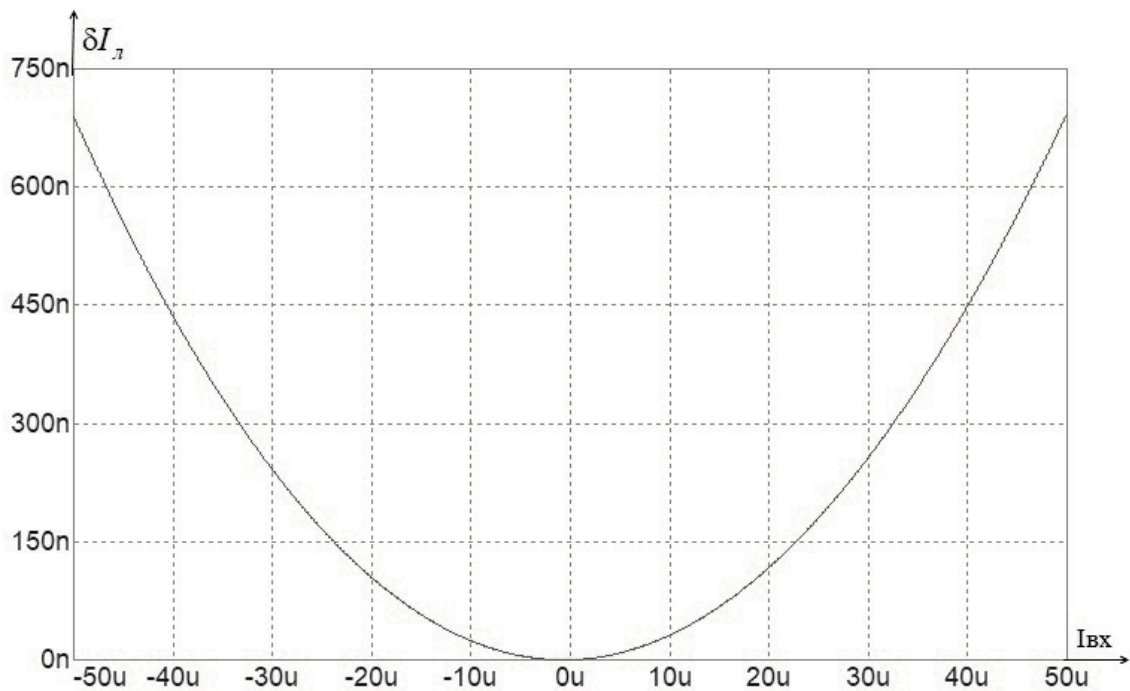


Рисунок 4.3 — Графік похибки лінійності передатної характеристики δI_L для схеми з рис. Б.3

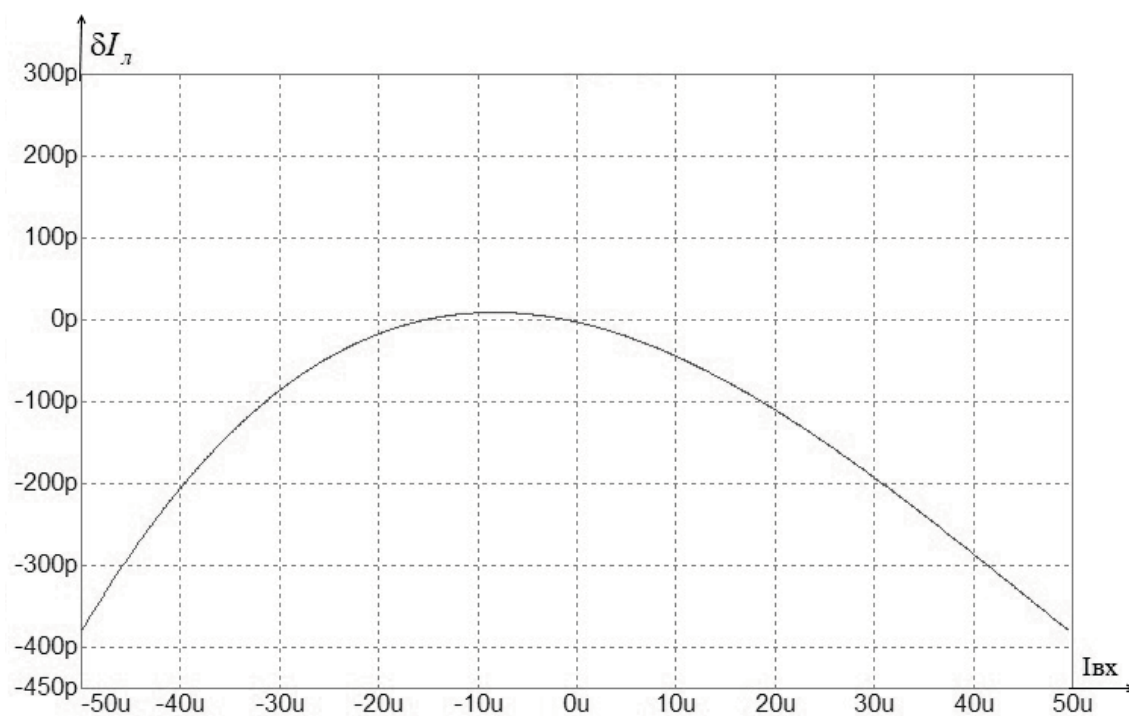


Рисунок 4.4 — Графік похибки лінійності передатної характеристики $\Delta I_{\text{л}}$ для схеми з рис. Б.4

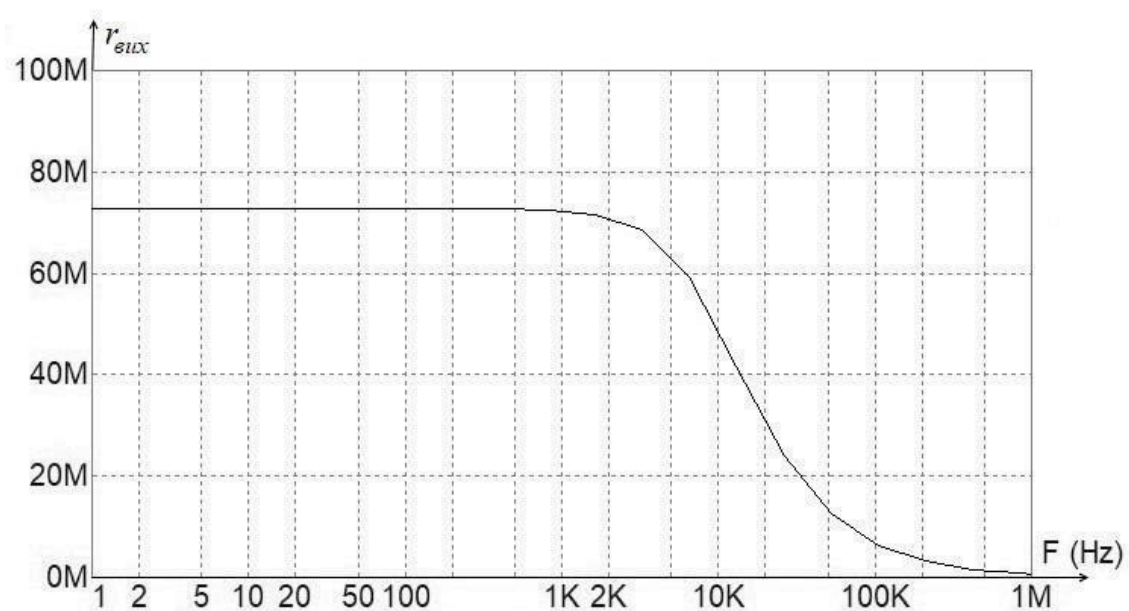


Рисунок 4.5 — Графік АЧХ для схеми з рис. Б.3 з використанням відбивачів струму ВС3 і ВС4 за схемою Уілсона

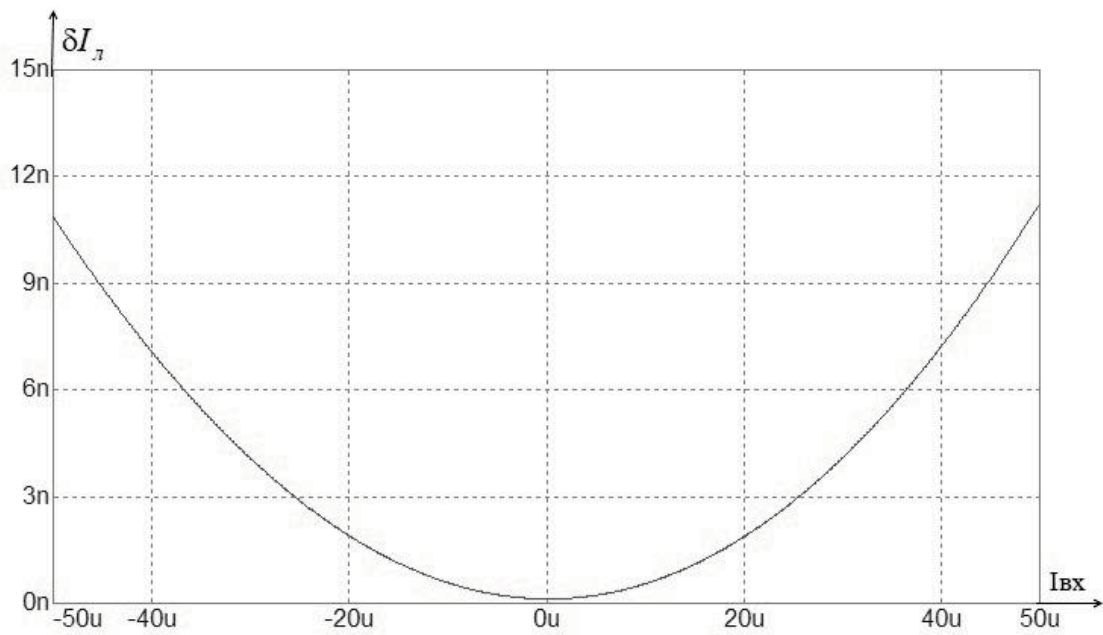


Рисунок 4.6 — Графік похибки лінійності передатної характеристики δI_L для схеми з рис. Б.3 з використанням відбивачів струму ВС3 і ВС4 за схемою Уїлсона

Якщо побудувати МПС на основі схеми з рисунка Б.3, але з різними схемами відбивачів струму ВС3, ВС4 — схеми Уїлсона, а ВС5, ВС6 — спеціалізовані відбивачі, то вихідний опір зменшується до $r_{\text{вих}} = 72 \text{ МОм}$, а максимальна похибка лінійності становитиме $\delta I_L = 10,8 \text{ нА}$ при $K_{\text{ПІ}} = 10$, що наведено на рисунках 4.5 та 4.6.

Результати моделювання схеми МПС, показаної на рисунку Б.3, дали вихідний опір $r_{\text{вих}} = 9,3 \text{ МОм}$ при коефіцієнті підсилення струму $K_{\text{ПІ}} = 10$, з максимальною похибкою лінійності $\delta I_L = 390 \text{ пА}$.

Отримані дані свідчать, що МПС із послідовним підключенням ВС забезпечують найбільший вихідний опір. Водночас застосування ВС із двома паралельними виходами знижує вихідний опір та зменшує похибку лінійності передавальної характеристики.

4.2 Дослідження характеристик відбивачів струму

Для визначення $r_{\text{вих}}$ для відбивача струму (рисунок Г.3 а)) із застосуванням інтегральних транзисторів типу NUHFARRY та PUNHFARRY [23] при заданих параметрах $I_{\text{вх}} = 1 \text{ мА}$, $I_{\text{вих}} \approx 1 \text{ мА}$, $I_{\text{зм}} \approx 0,5 \text{ мА}$ та $U_{\text{ж}} = \pm 1,5 \text{ В}$ та для випадку розірваного контуру зворотного зв'язку (рисунок Г.3 б)) для вимірювання $r_{\text{к4}}$, $K_{\text{р}}$ та χ було проведено комп'ютерне моделювання за допомогою програми MicroCAP-11. У результаті отримаємо: $r_{\text{к4}} = 96 \text{ кОм}$, $K_{\text{р}} = 743$ та $\chi = 0,8$. Підставивши ці значення в (3.3), отримаємо $r_{\text{вих}} = 57 \text{ Мом}$, що є набагато більшим значенням, ніж для відбивача Уілсона (2,7 МОм) при однакових робочих струмах.

Для схеми, зображеної на рисунку Г.3 а), потрібно приєднати генератор струму зміщення $I'_{\text{зм}}$. За відсутності цього генератора або якщо $I'_{\text{зм}} \neq I_{\text{зм}}$, рівень вихідного струму $I_{\text{вих}}$ може відрізнитися від вхідного $I_{\text{вх}}$. Як альтернативу, у схемі на рис. Г.3 в) введено два струмових дзеркала на транзисторах Т4, Т5, Т7 і Т9. Транзистор Т6, що працює по схемі із загальною базою, забезпечує однакові робочі точки транзисторів Т4, Т5, які формують перший внутрішній відбивач і функціонують як дільник струму зміщення $I_{\text{зм}}$. У такій конфігурації струм зміщення $I_{\text{зм}}$ поділяється на два потоки $I_{\text{е1}}$ та $I_{\text{к8}}$, причому $|I_{\text{е1}}| = |I_{\text{к8}}|$, забезпечуючи баланс схеми незалежно від змін $I_{\text{зм}}$ або його величини. Завдяки цьому підходу генератор $I'_{\text{зм}}$ можна вилучити зі схеми.

Зазначимо, що вплив $I_{\text{зм}}$ на вихідний опір $r_{\text{вих}}$ схеми є незначним: зі зменшенням $I_{\text{зм}}$ зменшується і $r_{\text{вих}}$.

У таблиці 4.1 подано результати моделювання цієї схеми за допомогою пакету MicroCAP-11 при $I_{\text{вх}} = 1,0 \text{ мА}$. Для оцінки малосигнального вихідного опору використовувалася формула: $r_{\text{вих}} = \frac{\Delta U_{\text{ж}}}{\Delta I_{\text{вих}}}$, визначена через амплітудно-частотну характеристику в низькочастотній зоні.

Числові значення $r_{\text{вих}}$ були визначені на основі сімейства амплітудно-частотних характеристик (АЧХ), зображених на рисунку 4.7.

Таблиця 4.1 — Кількісні характеристики ВС

$I_{зм}, \text{мА}$	2,0	1,0	0,5	0,2	0,1	0,05
$r_{вих}, \text{МОм}$	552	108	75	62	55	44

Схеми, показані на рис. Г.3 а)-в), відрізняються тим, що в них використовується зовнішній генератор струму зміщення $I_{зм}$. Найбільше значення $r_{вих} = 552 \text{ МОм}$ досягається в схемі, зображеній на рисунку Г.3 в), при $I_{зм} = 2 \text{ мА}$. Якщо змінити конфігурацію схеми на рисунку Г.3 а), генератор струму зміщення $I_{зм}$ можна також видалити. На рисунку Г.3 г) представлено варіант такої схеми, що містить нові компоненти: транзистори Т3 і Т7, які включені в контур колектора регулятора Т8. Додатково до неї підключено другий внутрішній відбивач струму на транзисторах Т1 і Т2, з'єднаний з емітером Т4.

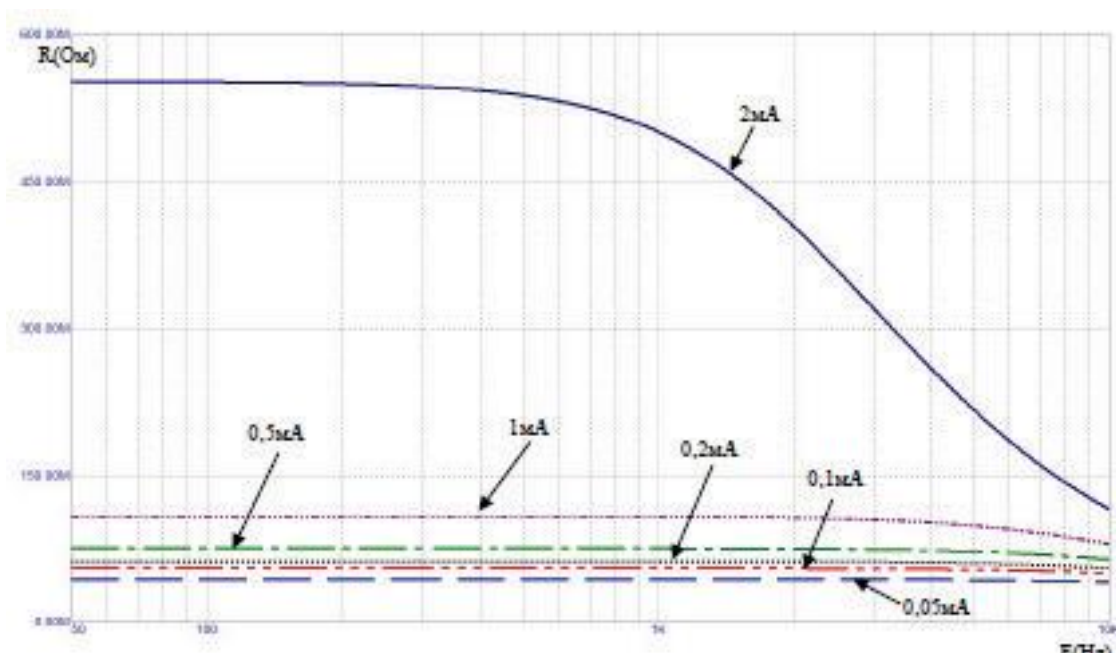


Рисунок 4.7 — Графік сім'ї АЧХ у зоні низьких частот для ВС
з високим $r_{вих}$ за різних $I_{зм}$

Завданням цих компонентів полягає в утворення кола додатного зворотного зв'язку (ЗЗ) між базою і колектором транзистора Т8, що підвищує його коефіцієнт передавання струму K_{I8} , сприяючи збільшенню вихідного опору $r_{вих}$. Рівень зростання цього параметра істотно залежить від глибини зворотного

зв'язку, яка автоматично регулюється завдяки емітерному опору T_4 . Шляхом налаштування коефіцієнта відбиття між T_1 і T_2 можна наблизити K_{I8} , а також $r_{\text{вих}}$ — до нескінченності.

Слід зазначити, що додавання контуру додатного зворотного зв'язку для регулятора T_8 призводить до підйому амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) на високих частотах зі збільшенням навантаження R_H . Введення коригувального конденсатора C_K дозволяє компенсувати цей підйом. На рисунку 4.8 показана малосигнальна АЧХ ВС при $R_H = 5 \text{ кОм}$ для різних значень C_K .

За результатами комп'ютерного моделювання вихідного каскаду при $U_{\text{ж}} = +4 \text{ В}$ та $I_{\text{вх}} = 1 \text{ мА}$ отримано: $I_{\text{вих}} = 1 \text{ мА}$; $K_I = 1,002$; маємо $r_{\text{вих}} = 1,25 \text{ ГОм}$. Таким чином, вибір конфігурації схеми можна здійснювати відповідно до системних вимог до відбивачів струму.

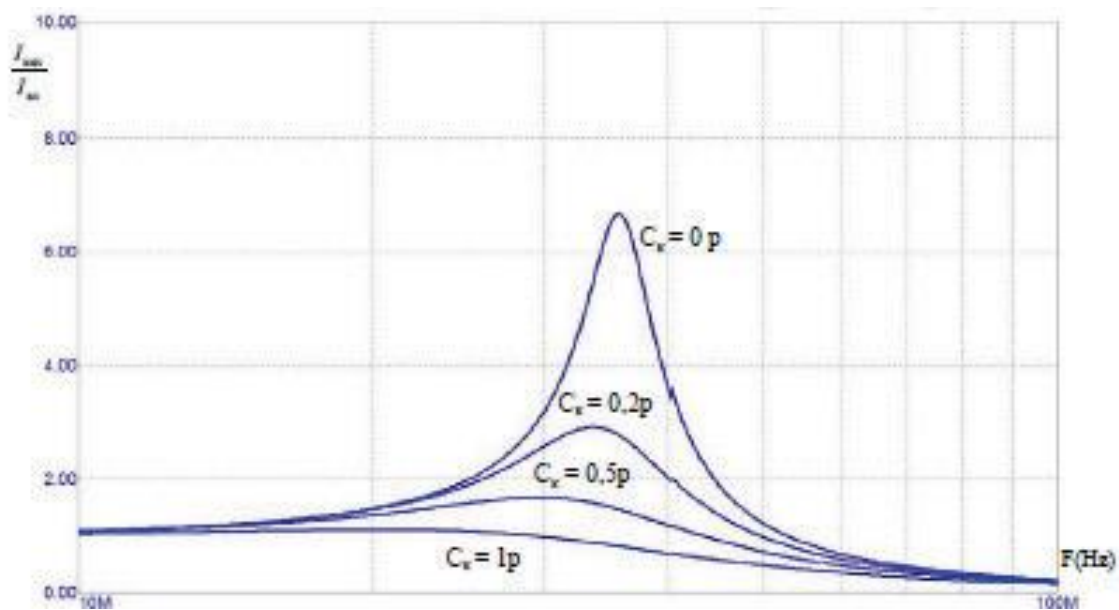


Рисунок 4.8 — Графік сім'ї АЧХ ВС за різних значень коригуючого конденсатора

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Щоб науково-технічна розробка здобула визнання та успішно впроваджувалася, важливо забезпечити її відповідність сучасним вимогам науково-технічного прогресу та врахування економічних аспектів. Оцінка економічної ефективності є невід'ємною частиною процесу розробки і впровадження науково-дослідної роботи.

У межах магістерської роботи, присвяченої удосконаленню системи цифрового реєстрування аналогових сигналів, були розглянуті аспекти комерціалізації результатів. Ця розробка має значний потенціал для впровадження на ринок, що передбачає її можливе використання різними зацікавленими сторонами з економічною вигодою. Проте для досягнення успіху в цьому напрямку необхідно привернути увагу потенційних інвесторів, обґрунтувавши доцільність вкладення коштів у реалізацію цього проєкту.

Для цього визначено наступні етапи виконання робіт:

- проведення комерційного аудиту науково-технічної розробки, що включає в себе визначення науково-технічного рівня та комерційного потенціалу;
- розрахунок витрат на реалізацію науково-технічної розробки;
- проведення розрахунку економічної ефективності науково-технічної розробки в разі її впровадження та комерціалізації потенційним інвестором, а також обґрунтування економічної доцільності комерціалізації для інвестора.

5.1 Проведення комерційного аудиту науково-технічної розробки

Оцінювання науково-технічного рівня розробки та її комерційного потенціалу здійснено із застосуванням п'ятибальної системи оцінювання за 12-ма критеріями, наведеними в таблиці 5.1.

Таблиця 5.1 — Рекомендовані критерії оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки та бальна оцінка

Бали (за п'ятибальною шкалою)					
	0	1	2	3	4
1	2	3	4	5	6
Технічна здатність концепції					
1	Достовірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено роботоздатність продукту в реальних умовах
Ринкові переваги (недоліки)					
2	Багато аналогів на малому ринку	Мало аналогів на малому ринку	Кілька аналогів на великому ринку	Один аналог на великому ринку	Продукт не має аналогів на великому ринку
3	Ціна продукту значно вища за ціни аналогів	Ціна продукту дещо вища за ціни аналогів	Ціна продукту приблизно дорівнює цінам аналогів	Ціна продукту дещо нижча за ціни аналогів	Ціна продукту значно нижча за ціни аналогів
4	Технічні та споживчі властивості продукту значно гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту на рівні аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи кращі, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту значно кращі, ніж в аналогів
5	Експлуатаційні витрати значно вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати дещо вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати на рівні експлуатаційних витрат аналогів	Експлуатаційні витрати трохи нижчі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати значно нижчі, ніж в аналогів
Ринкові перспективи					
6	Ринок малий і не має позитивної динаміки	Ринок малий, але має позитивну динаміку	Середній ринок з позитивною динамікою	Великий стабільний ринок	Великий ринок з позитивною динамікою
7	Активна конкуренція великих компаній на ринку	Активна конкуренція	Поміркована конкуренція	Незначна конкуренція	Конкурентів немає
Практична здійсненність					
8	Відсутні фахівці як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї	Необхідно наймати фахівців або витратити значні кошти та час на навчання наявних фахівців	Необхідне незначне навчання фахівців та збільшення їх штату	Необхідне незначне навчання фахівців	Є фахівці з питань як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї

Продовження таблиці 5.1

1	2	3	4	5	6
9	Потрібні значні фінансові ресурси, які відсутні. Джерела фінансування ідеї відсутні	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування відсутні	Потрібні значні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Не потребує додаткового фінансування
10	Необхідна розробка нових матеріалів	Потрібні матеріали, що використовуються у військово-промисловому комплексі	Потрібні дорогі матеріали	Потрібні досяжні та дешеві матеріали	Всі матеріали для реалізації ідеї відомі та давно використовуються у виробництві
11	Термін реалізації ідеї більший за 10 років	Термін реалізації ідеї більший за 5 років. Термін окупності інвестицій більше 10-ти років	Термін реалізації ідеї від 3-х до 5-ти років. Термін окупності інвестицій більше 5-ти років	Термін реалізації ідеї менший 3-х років. Термін окупності інвестицій від 3-х до 5-ти років	Термін реалізації ідеї менший 3-х років. Термін окупності інвестицій менший 3-х років
12	Необхідна розробка регламентних документів та отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту	Необхідне отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту, що потребує значних коштів та часу	Процедура отримання дозвільних документів для виробництва та реалізації продукту потребує незначних коштів та часу	Необхідно тільки повідомлення відповідним органам про виробництво та реалізацію продукту	Відсутні будь-які регламентні обмеження на виробництво та реалізацію продукту

Для оцінки науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки експертами було запрошено трьох незалежних експертів з Вінницького національного технічного університету кафедри «Обчислювальної техніки»:

- 1 — Азаров Олексій Дмитрович, д.т.н., проф., зав. каф. ОТ;
- 2 — Захарченко Сергій Михайлович, д.т.н., проф.;
- 3 — Дудник Олександр Вікторович, к.т.н., доц.

Результати оцінювання науково-технічного рівня та комерційного потенціалу науково-технічної розробки заносимо до таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 — Результати оцінювання науково-технічного рівня та комерційного потенціалу науково-технічної розробки

Критерії	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
	Бали:		
1. Технічна здійсненність концепції	4	3	3
2. Ринкові переваги (наявність аналогів)	3	2	2
3. Ринкові переваги (ціна продукту)	4	3	4
4. Ринкові переваги (технічні властивості)	4	4	4
5. Ринкові переваги (експлуатаційні витрати)	3	3	3
6. Ринкові перспективи (розмір ринку)	4	3	4
7. Ринкові перспективи (конкуренція)	3	2	2
8. Практична здійсненність (наявність фахівців)	4	3	3
9. Практична здійсненність (наявність фінансів)	4	4	4
10. Практична здійсненність (необхідність нових матеріалів)	4	4	4
11. Практична здійсненність (термін реалізації)	4	4	4
12. Практична здійсненність (розробка документів)	4	4	4
Сума балів	СБ ₁ = 45	СБ ₂ = 39	СБ ₃ = 41
Середньоарифметична сума балів СБ _с	$СБ_с = \frac{\sum_{i=1}^3 СБ_i}{3} =$ $= \frac{45 + 39 + 41}{3} = 41,66$		

За результатами оцінювання, наведеними в таблиці 5.2, робимо висновки щодо науково-технічного рівня і рівня комерційного потенціалу розробки, використовуючи рекомендації, наведені в таблиці 5.3

Таблиця 5.3 — Науково-технічні рівні та комерційні потенціали розробки

Середньоарифметична сума балів СБ _с , розрахована на основі висновків експертів	Науково-технічний рівень та комерційний потенціал розробки
41...48	Високий
31...40	Вищий середнього
21...30	Середній
11...20	Нижчий середнього
0...10	Низький

Згідно з результатами оцінювання, рівень комерційного потенціалу розробки за темою «Система цифрового реєстрування аналогових сигналів» становить 41,66 балів, що, відповідно до даних таблиці 5.3, відповідає високому

комерційному потенціалу розробки. Такий рівень комерційного потенціалу розробки було досягнуто за рахунок покращення функціональних можливостей нової науково-технічної розробки порівняно з аналогічними розробками, існуючими в цей час на ринку, що свідчить про важливість проведення даних досліджень.

5.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-технічної розробки

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Система цифрового реєстрування аналогових сигналів», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

До статті «Витрати на оплату праці» належать витрати на виплату основної та додаткової заробітної плати керівникам відділів, лабораторій, секторів і груп, науковим, інженерно-технічним працівникам, конструкторам, технологам, креслярам, копіювальникам, лаборантам, робітникам, студентам, аспірантам та іншим працівникам, безпосередньо зайнятим виконанням конкретної теми, обчисленої за посадовими окладами, відрядними розцінками, тарифними ставками згідно з чинними в організаціях системами оплати праці, також будь-які види грошових і матеріальних доплат, які належать до елемента «Витрати на оплату праці».

Витрати на основну заробітну плату дослідників ($З_0$) розраховуємо відповідно до посадових окладів працівників, за формулою:

$$З_0 = \sum_{i=1}^k \frac{M_{pi} \cdot t_i}{T_p}, \quad (5.1)$$

де k — кількість посад дослідників, залучених до процесу досліджень;

M_{pi} — місячний посадовий оклад конкретного дослідника, грн;

t_i — кількість днів роботи конкретного дослідника, дн.;

T_p — середня кількість робочих днів в місяці, $T_p = 21 \dots 23$ дні.

$$З_0 = \frac{19\,000 \cdot 10}{22} + \frac{16\,000 \cdot 45}{22} = 41\,363 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки заносимо до таблиці 5.4.

Таблиця 5.4 — Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, грн	Кількість днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн
Керівник проєкту	19 000	863,6	10	8 636
Інженер-електронік	16 000	727,3	45	32 727
Всього				41 363

Додаткова заробітна плата розраховуємо як 10...12% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$З_{\text{дод}} = (З_0 + З_p) \cdot \frac{Н_{\text{дод}}}{100\%}, \quad (5.2)$$

де $Н_{\text{дод}}$ — норма нарахування додаткової заробітної плати.

$$З_{\text{дод}} = (41\,363 + 0) \cdot \frac{11\%}{100\%} = 4\,550 \text{ грн.}$$

До статті «Відрахування на соціальні заходи» належать відрахування внеску на загальнообов'язкове державне соціальне страхування та для здійснення заходів щодо соціального захисту населення (ЄСВ — єдиний соціальний внесок).

Нарахування на заробітну плату дослідників розраховуємо як 22% від суми основної та додаткової заробітної плати дослідників і робітників за формулою:

$$З_n = (З_0 + З_p + З_{\text{дод}}) \cdot \frac{Н_{\text{зп}}}{100\%}, \quad (5.3)$$

де $Н_{\text{зп}}$ — норма нарахування на заробітну плату.

$$З_{\text{н}} = (41\,363 + 0 + 4\,550) \cdot \frac{22\%}{100\%} = 10\,101 \text{ грн.}$$

До статті «Сировина та матеріали» належать витрати на сировину, основні та допоміжні матеріали, інструменти, пристрої та інші засоби й предмети праці, які придбані у сторонніх підприємств, установ і організацій та витрачені на проведення досліджень за темою «Система цифрового реєстрування аналогових сигналів».

Витрати на матеріали (М) у вартісному вираженні розраховуємо окремо для кожного виду матеріалів за формулою:

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot C_{\text{в}j}, \quad (5.4)$$

де H_j — норма витрат матеріалу j -го найменування, кг;

n — кількість видів матеріалів;

C_j — вартість матеріалу j -го найменування, грн/кг;

K_j — коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$), прийmemo за 1,1;

B_j — маса відходів j -го найменування, кг;

$C_{\text{в}j}$ — вартість відходів j -го найменування, грн/кг.

Проведені розрахунки заносимо до таблиці 5.5.

Таблиця 5.5 — Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, грн	Норма витрат, кг	Вартість витраченого матеріалу, грн
Папір А4	200	1	200
Ручка	20	3	60
SD-карта 64 ГБ	300	1	300
Всього			560
З урахуванням коефіцієнта транспортування			616

Витрати на комплектуючі вироби K_B , які використовують при дослідженні на тему «Система цифрового реєстрування аналогових сигналів», розраховуємо згідно з їхньою номенклатурою, за формулою:

$$K_B = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j, \quad (5.5)$$

де H_j — кількість комплектуючих j -го виду, шт.;

C_j — покупна ціна комплектуючих j -го виду, грн;

K_j — коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$), прийmemo за 1,1.

Проведені розрахунки заносимо до таблиці 5.6.

Таблиця 5.6 — Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт	Ціна за штуку, грн	Вартість, грн
Цифро-аналоговий перетворювач з ваговою надлишковістю	1	2 000	2 000
Аналогово-цифровий перетворювач 16-розрядний	1	3 000	3 000
Операційний підсилювач	1	50	50
Мікроконтролер	1	500	500
Блок живлення 24 В	1	200	200
Всього			5 750
З урахуванням коефіцієнта транспортування			6 325

До статті «Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на виготовлення та придбання спецустаткування, верстатів, пристроїв, інструментів, приладів, стендів, апаратів, механізмів, іншого спецобладнання, необхідного для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, виготовлення, транспортування, монтаж та встановлення.

Вартість спецустаткування визначається за прейскурантом гуртових цін або за даними базових підприємств за відпускними і договірними цінами. До балансової вартості устаткування окрім прейскурантної вартості входять

витрати на його транспортування і монтаж, тому ці витрати беруться додатково в розмірі 10...12% від вартості устаткування.

Балансову вартість спецустаткування розраховуємо за формулою:

$$B_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{пр.}i} \cdot K_i, \quad (5.6)$$

де C_i — ціна придбання одиниці спецустаткування даного виду, марки, грн;

$C_{\text{пр.}i}$ — кількість одиниць устаткування відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i — коефіцієнт, що враховує доставку, монтаж, налагодження устаткування тощо, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$), прийmemo за 1,1;

k — кількість найменувань устаткування.

Отримані результати заносимо до таблиці 5.7.

Таблиця 5.7 — Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Осцилограф	1	4 500	4 500
Генератор сигналів	1	2 300	2 300
Мультиметр	1	500	500
Всього			7 300
З урахуванням коефіцієнта транспортування			8 030

До статті «Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на розробку та придбання спеціальних програмних засобів і програмного забезпечення, (програм, алгоритмів, баз даних) необхідних для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, формування та встановлення. Витрати на програмне забезпечення в роботі відсутні.

До статті «Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень» відносять амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання, устаткування та інших приладів і пристроїв, а також програмного забезпечення

для проведення науково-дослідної роботи, за його наявності в дослідній організації або на підприємстві.

В спрощеному вигляді амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання, приміщень та програмному забезпеченню тощо можуть бути розраховані з використанням прямолінійного методу амортизації за формулою:

$$A_{\text{обл}} = \frac{Ц_б}{T_в} \cdot \frac{t_{\text{вик}}}{12}, \quad (5.7)$$

де $Ц_б$ — балансова вартість обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, які використовувались для проведення досліджень, грн;

$t_{\text{вик}}$ — термін використання обладнання, програмних засобів, приміщень під час досліджень, місяців;

$T_в$ — строк корисного використання обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, років.

Проведені розрахунки заносимо до таблиці 5.8.

Таблиця 5.8 — Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
Комп'ютер	40 000	5	2	1 333,33
Осцилограф	4 500	10	2	75
Генератор сигналів	2 300	10	2	38,33
Мультиметр	500	5	2	16,67
Приміщення лабораторії	200 000	20	2	1 666,67
Всього				3 130

До статті «Паливо та енергія для науково-виробничих цілей» належать витрати на придбання у сторонніх підприємств, установ і організацій будь-якого палива, що витрачається з технологічною метою на проведення досліджень. Стаття формується у разі виконання енергоємних наукових досліджень за

методом прямого внесення витрат і досягає значної питомої ваги у собівартості досліджень.

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою:

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{впi}}{\eta_i}, \quad (5.8)$$

де W_{yi} — встановлена потужність обладнання на певному етапі розробки, кВт;

t_i — тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

C_e — вартість 1 кВт-години електроенергії, $C_e = 10,42$ грн;

$K_{впi}$ — коефіцієнт, що враховує використання потужності, $K_{впi} < 1$, прийmemo за 0,5;

η_i — коефіцієнт корисної дії обладнання, $\eta_i < 1$, прийmemo за 0,8.

Проведені розрахунки заносимо до таблиці 5.9.

Таблиця 5.9 — Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Комп'ютер	0,5	200	651,25
АЦП	0,2	100	130,25
ЦАП	0,2	100	130,25
Осцилограф	0,1	150	97,69
Генератор сигналів	0,1	150	97,69
Всього			1 107,13

До статті «Службові відрядження» належать витрати на відрядження штатних працівників, працівників організацій, які працюють за договорами цивільно-правового характеру, аспірантів, зайнятих розробленням досліджень, відрядження, пов'язані з проведенням випробувань машин та приладів, а також витрати на відрядження на наукові з'їзди, конференції, наради, пов'язані з виконанням конкретних досліджень. Витрати на відрядження в даній роботі відсутні.

До статті «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації» належать витрати на проведення досліджень, що не можуть бути виконані штатними працівниками або наявним обладнанням організації, а виконуються на договірній основі іншими підприємствами, установами і організаціями незалежно від форм власності та позаштатними працівниками. Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, в даній роботі відсутні.

До статті «Інші витрати» належать витрати, які не знайшли відображення у зазначених статтях витрат і можуть бути віднесені безпосередньо на собівартість досліджень за прямими ознаками.

Витрати за статтею «Інші витрати» розраховуємо як 50...100% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$I_v = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{iv}}{100\%}, \quad (5.9)$$

де H_{iv} — норма нарахування за статтею «Інші витрати», прийmemo за 50%.

$$I_v = 41\,363 \cdot \frac{50\%}{100\%} = 20\,681,50 \text{ грн.}$$

До статті «Накладні (загальновиробничі) витрати» належать: витрати, пов'язані з управлінням організацією; витрати на винахідництво та раціоналізацію; витрати на підготовку (перепідготовку) та навчання кадрів; витрати, пов'язані з набором робочої сили; витрати на оплату послуг банків; витрати, пов'язані з освоєнням виробництва продукції; витрати на науково-технічну інформацію та рекламу та ін.

Витрати за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати» розраховуємо як 100...150% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{\text{нзв}} = (З_0 + З_p) \cdot \frac{H_{\text{нзв}}}{100\%}, \quad (5.10)$$

де $H_{\text{нзв}}$ — норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати», прийmemo за 100%.

$$B_{\text{нзв}} = 41\,363 \cdot \frac{100\%}{100\%} = 41\,363 \text{ грн.}$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи розраховуються як сума всіх попередніх статей витрат за формулою:

$$B_{\text{заг}} = З_0 + З_p + З_{\text{дод}} + З_{\text{н}} + М + К_{\text{в}} + B_{\text{спец}} + B_{\text{прг}} + A_{\text{обл}} + \\ + B_{\text{е}} + B_{\text{св}} + B_{\text{сп}} + I_{\text{в}} + B_{\text{нзв}}, \quad (5.11)$$

$$B_{\text{заг}} = 41\,363 + 0 + 4\,550 + 10\,101 + 616 + 6\,325 + 8\,030 + 0 + 3\,130 + \\ + 1\,107,13 + 0 + 0 + 20\,681,50 + 41\,363 = 137\,266,63 \text{ грн.}$$

Загальні витрати $ЗВ$ на завершення науково-дослідної (науково-технічної) роботи та оформлення її результатів розраховуємо за формулою:

$$ЗВ = \frac{B_{\text{заг}}}{\eta}, \quad (5.12)$$

де η — коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи.

Так, якщо науково-технічна розробка знаходиться на стадії:

- науково-дослідних робіт, то $\eta = 0,1$;
- технічного проектування, то $\eta = 0,2$;
- розробки конструкторської документації, то $\eta = 0,3$;

- розробки технологій, то $\eta = 0,4$;
- розробки дослідного зразка, то $\eta = 0,5$;
- розробки промислового зразка, то $\eta = 0,7$;
- впровадження, то $\eta = 0,9$.

Оскільки дана розробка була впроваджена, що підтверджується актом упровадження (ДОДАТОК Е), то коефіцієнт η приймаємо за 0,9. Тоді:

$$ЗВ = \frac{137\,266,63}{0,9} = 152\,518,48 \text{ грн.}$$

5.3 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки від її комерціалізації потенційним інвестором

В ринкових умовах узагальнювальним позитивним результатом, що його може отримати потенційний інвестор від можливого впровадження результатів тієї чи іншої науково-технічної розробки, є збільшення у потенційного інвестора величини чистого прибутку.

Результати дослідження проведені за темою «Система цифрового реєстрування аналогових сигналів» передбачають комерціалізацію протягом 3-х років реалізації на ринку.

В цьому випадку майбутній економічний ефект буде формуватися на основі таких даних:

ΔN — збільшення кількості споживачів пристрою, в аналізовані періоди часу, від покращення його певних характеристик;

N — кількість споживачів, які використовували аналогічний пристрій у році до впровадження результатів нової науково-технічної розробки;

$Ц_6$ — вартість пристрою (машини, механізму) у році до впровадження результатів розробки;

$\pm\Delta C_0$ — зміна вартості пристрою (зростання чи зниження) від впровадження результатів науково-технічної розробки в аналізовані періоди часу.

Можливе збільшення чистого прибутку у потенційного інвестора Π_i для кожного із 3-х років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, розраховуємо за формулою:

$$\Delta \Pi_i = (\pm\Delta C_0 \cdot N + C_0 \cdot \Delta N)_i \cdot \lambda \cdot \rho \cdot \left(1 - \frac{\vartheta}{100}\right), \quad (5.13)$$

де $\pm\Delta C_0$ — зміна основного якісного показника від впровадження результатів науково-технічної розробки в аналізованому році. Зазвичай, таким показником може бути зміна ціни реалізації одиниці нової розробки в аналізованому році (відносно року до впровадження цієї розробки). Може мати як додатне, так і від'ємне значення (від'ємне — при зниженні ціни відносно року до впровадження цієї розробки, додатне — при зростанні ціни). Вважаємо, що ціна розробки за весь період часу зросла на 500 грн;

N — основний кількісний показник, який визначає величину попиту на аналогічні чи подібні розробки у році до впровадження результатів нової науково-технічної розробки. Вважаємо, що кількість споживачів існуючої розробки становить 10 осіб;

C_0 — основний якісний показник, який визначає ціну реалізації нової науково-технічної розробки в аналізованому році, $C_0 = C_6 \pm \Delta C_0$;

C_6 — основний якісний показник, який визначає ціну реалізації існуючої (базової) науково-технічної розробки у році до впровадження результатів. Вважаємо, що ціна існуючої розробки становить 5 000 грн;

ΔN — зміна основного кількісного показника від впровадження результатів науково-технічної розробки в аналізованому році. Зазвичай таким показником може бути зростання попиту на науково-технічну розробку в

аналізованому році (відносно року до впровадження цієї розробки). Вважаємо, що кількість споживачів від впровадження результатів науково-технічної розробки за 1 рік зростає на 100 осіб, за 2 роки — на 300 осіб, за 3 роки — на 500 осіб;

λ — коефіцієнт, який враховує сплату потенційним інвестором податку на додану вартість. У 2024 році ставка податку на додану вартість становить 20%, а коефіцієнт $\lambda = 0,8333$;

ρ — коефіцієнт, який враховує рентабельність інноваційного продукту (послуги). Рекомендується брати $\rho = 0,2 \dots 0,5$, приймемо за 0,4;

ϑ — ставка податку на прибуток, який має сплачувати потенційний інвестор, у 2024 році $\vartheta = 18\%$.

Збільшення чистого прибутку 1-го року:

$$\begin{aligned}\Delta\P_1 &= (500 \cdot 10 + (5\,000 + 500) \cdot 100) \cdot 0,8333 \cdot 0,4 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) = \\ &= 151\,639,32 \text{ грн.}\end{aligned}$$

Збільшення чистого прибутку 2-го року:

$$\begin{aligned}\Delta\P_2 &= (500 \cdot 10 + (5\,000 + 500) \cdot (100 + 200)) \cdot 0,8333 \cdot 0,4 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) = \\ &= 452\,185,72 \text{ грн.}\end{aligned}$$

Збільшення чистого прибутку 3-го року:

$$\begin{aligned}\Delta\P_3 &= (500 \cdot 10 + (5\,000 + 500) \cdot (100 + 200 + 200)) \cdot 0,8333 \cdot 0,4 \cdot \\ &\cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) = 752\,732,12 \text{ грн.}\end{aligned}$$

Розраховуємо приведену вартість збільшення всіх чистих прибутків ПП, що їх може отримати потенційний інвестор від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки:

$$ПП = \sum_{i=1}^T \frac{\Delta\Pi_i}{(1 + \tau)^t}, \quad (5.14)$$

де $\Delta\Pi_i$ — збільшення чистого прибутку у кожному з років, протягом яких виявляються результати впровадження науково-технічної розробки, грн;

T — період часу, протягом якого очікується отримання позитивних результатів від впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, роки;

τ — ставка дисконтування, за яку можна взяти щорічний прогнозований рівень інфляції в країні, $\tau = 0,05 \dots 0,15$, прийmemo за 0,1;

t — період часу (в роках) від моменту початку впровадження науково-технічної розробки до моменту отримання потенційним інвестором додаткових чистих прибутків у цьому році.

$$ПП = \frac{151\,639,32}{(1 + 0,1)^1} + \frac{452\,185,72}{(1 + 0,1)^2} + \frac{752\,732,12}{(1 + 0,1)^3} = 1\,077\,099,92 \text{ грн.}$$

Розраховуємо величину початкових інвестицій PV , які потенційний інвестор має вкласти для впровадження і комерціалізації науково-технічної розробки. Для цього використовуємо формулу:

$$PV = k_{\text{інв}} \cdot 3B, \quad (5.15)$$

де $k_{\text{інв}}$ — коефіцієнт, що враховує витрати інвестора на впровадження науково-технічної розробки та її комерціалізацію. Це можуть бути витрати на підготовку приміщень, розробку технологій, навчання персоналу, маркетингові заходи тощо; зазвичай інв $k_{\text{інв}} = 2 \dots 5$, але може бути і більшим, прийmemo за 2;

ЗВ — загальні витрати на проведення науково-технічної розробки та оформлення її результатів, грн.

$$PV = 2 \cdot 152\,518,48 = 305\,036,96 \text{ грн.}$$

Тоді абсолютний економічний ефект $E_{абс}$ або чистий приведений дохід (NPV, Net Present Value) для потенційного інвестора від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки становитиме:

$$E_{абс} = ПП - PV, \quad (5.16)$$

де $ПП$ — приведена вартість зростання всіх чистих прибутків від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, грн;

PV — теперішня вартість початкових інвестицій, грн.

$$E_{абс} = 1\,077\,099,92 - 305\,036,96 = 772\,062,96 \text{ грн.}$$

Внутрішню економічну дохідність інвестицій E_v , які можуть бути вкладені потенційним інвестором у впровадження та комерціалізацію науково-технічної розробки, розраховуємо за формулою:

$$E_v = \sqrt[T_{ж}]{1 + \frac{E_{абс}}{PV}} - 1, \quad (5.17)$$

де $E_{абс}$ — абсолютний економічний ефект вкладених інвестицій, грн;

PV — теперішня вартість початкових інвестицій, грн;

$T_{ж}$ — життєвий цикл науково-технічної розробки, тобто час від початку її розробки до закінчення отримання позитивних результатів від її впровадження, роки.

$$E_B = \sqrt[3]{1 + \frac{772\,062,96}{305\,036,96}} - 1 = 0,52.$$

Мінімальну внутрішню економічну дохідність вкладених інвестицій $\tau_{\min}$ визначаємо за формулою:

$$\tau_{\min} = d + f, \quad (5.18)$$

де d — середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2024 році в Україні $d = 0,13$;

f — показник, що характеризує ризикованість вкладення інвестицій, приймемо за 0,1.

$$\tau_{\min} = 0,13 + 0,1 = 0,23.$$

Оскільки величина $E_B > \tau_{\min}$ ($0,52 > 0,23$), то потенційний інвестор може бути зацікавлений у фінансуванні впровадження науково-технічної розробки та виведенні її на ринок, тобто в її комерціалізації. Тобто інвестувати в науково-дослідну роботу за темою «Система цифрового реєстрування аналогових сигналів» доцільно.

Період окупності інвестицій $T_{\text{ок}}$, які можуть бути вкладені потенційним інвестором у впровадження та комерціалізацію науково-технічної розробки, розраховуємо за формулою:

$$T_{\text{ок}} = \frac{1}{E_B}, \quad (5.19)$$

де E_B — внутрішня економічна дохідність вкладених інвестицій.

$$T_{\text{ок}} = \frac{1}{0,52} \approx 2 \text{ р.}$$

Період окупності інвестицій $T_{ок}$ менший 3-х років, що свідчить про комерційну привабливість науково-технічної розробки і може спонукати потенційного інвестора профінансувати впровадження цієї розробки та виведення її на ринок.

Отже, проведення науково-дослідної роботи за темою «Система цифрового реєстрування аналогових сигналів» з економічної точки зору є доцільним.

ВИСНОВКИ

У результаті виконання магістерської кваліфікаційної роботи вдосконалено систему цифрового реєстрування аналогових сигналів, побудовану на низькоточних аналогових вузлах за рахунок покращення методів оброблення та фільтрування для підвищення точності та швидкодії збору даних. Основні досягнення роботи полягають у використанні нових структурних та принципових схем вузлів системи реєстрування, зокрема блоків АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю, які значно покращують лінійність характеристик пристроїв, підвищують стабільність сигналу та зменшують похибки перетворення.

У першому розділі проведено огляд існуючих систем цифрового реєстрування аналогових сигналів, розглянуто існуючі методи реєстрування і відтворення аналогових сигналів, а також АЦП з прискореним порозрядним врівноваженням та ваговою надлишковістю на основі ЦАП на неточних елементах.

У другому розділі досліджено методи побудови систем цифрового реєстрування сигналів.

У третьому розділі розроблено аналогові вузли ЦАП і АЦП прискореного порозрядного врівноваження з ваговою надлишковістю.

У четвертому розділі проведено дослідження характеристик вузлів системи цифрового реєстрування аналогових сигналів.

У п'ятому розділі здійснено економічні розрахунки, які підтвердили, що розробка має значний комерційний потенціал.

Удосконалена система цифрового реєстрування аналогових сигналів може використовуватися в різних галузях, зокрема в промисловості, наукових дослідженнях та інших сферах, що потребують високої точності при обробленні та реєструванні аналогових сигналів.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Високолінійні системи цифрової реєстрації сигналів : монографія / О. Д. Азаров, С. В. Богомолів, М. Р. Обертюх, А. С. Фігас. — Вінниця: ВНТУ, 2024. — 124 с.
2. О. Д. Азаров, Аналого-цифрове порозрядне перетворення на основі надлишкових систем числення з ваговою надлишковістю : Монографія. Вінниця, Україна : ВНТУ, 2010.
3. О. Д. Азаров, Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення : Монографія. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2004.
4. Л. В. Крупельницький, О. Д. Азаров, Аналого-цифрові пристрої систем, що самокоригуються, для вимірювань і оброблення низькочастотних сигналів : монографія. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005.
5. Stakhov A. P. The Mathematics of Harmony. From Euclid to Contemporary Mathematics and Computer Science / International Publisher «World Scientific» (New Jersey, London, Singapore, Beijing, Shanghai, Hong Kong, Taipei, Chennai), 2009. 748 p., ISBN-13. 978-9812775825.
6. Bronshtein, I. N., Semendyaev, K. A., Musiol, G., & Muehlig, H. (2007). Handbook of mathematics for engineers and students in technical universities (5th ed.). Berlin, Germany: Springer.
7. О. Д. Азаров, А. С. Фігас, “Термостабільні джерела опорного струму і напруги для високолінійної системи аналог-код-аналог”, Вісник Хмельницького національного університету, № 4, с. 24–28, 2022. doi: 10.31891/2307-5732-2022-311-4-24-28.
8. О. Д. Азаров, А. С. Фігас, “Високолінійна система аналог-код-аналог з ваговою надлишковістю на базі перетворювачів струмів”, Інформаційні технології та комп’ютерна інженерія, № 2(54), с. 68—73, 2022. doi: 10.31649/1999-9941-2022-54-2-68-73.

9. О. Д. Азаров, Є. С. Генеральницький, А. С. Фігас, “Високолінійні двотактні масштабатори-перетворювачі струмів на базі високоомних струмових дзеркалах”, Інформаційні технології та комп’ютерна інженерія, № 3(52), с. 60—69, 2021. doi:10.31649/1999-9941-2021-52-3-60-69.

10. О. Д. Азаров, Р. М. Медяний, А. С. Фігас, “Відбивачі струму з високим і надвисоким вихідним опором на біполярних транзисторах”, Вісник Вінницького політехнічного інституту, № 1, с. 58-64, 2019. doi:10.31649/1997-9266-2019-142-1-58-64.

11. О. Д. Азаров, Р. М. Медяний, А. С. Фігас, “Високолінійні буфери й масштабатори напруги на біполярних транзисторах із низьким вхідним струмом”, Інформаційні технології та комп’ютерна інженерія, № 1(44), с. 17—26, 2019. doi:10.31649/1999-9941-2019-44-1-17-26.

12. Л. Крупельницький, С. Грабчак, А. Фігас, “Метод та аналого-цифрові засоби пасивного акустичного сканування внутрішніх органів людини”, на Шостій Міжнародній науково-практичній конференції «Методи та засоби кодування, захисту й ущільнення інформації», Вінниця, 2017. с. 128–130.

13. О. Д. Азаров, М. Р. Обертюх, А. С. Фігас, “Двотактний підсилювач постійного струму”, Патент на корисну модель 148609 Україна, 26.08.2021.

14. О. Д. Азаров, С. В. Богомолів, І. В. Стягайло, А. С. Фігас, “Двотактний підсилювач постійного струму”, Патент на корисну модель 127376 Україна, 25.07.2018.

15. А. С. Фігас, “Багаторозрядний ЦАП із ваговою надлишковістю з виходом по струму”, Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах, № 2, с. 80–87. 2022. doi:10.31891/2219-9365-2022-70-2-11.

16. О. Азаров, М. Обертюх, “Генератори однакових струмів із високими вихідними опорами для багаторозрядних ЦАП”, Інформаційні технології та комп’ютерна інженерія, т. 3, № 46, с. 33-39, 2019. doi: 10.31649/1999-9941-2019-46-3-28-38.

17. О. Д. Азаров, О. О. Решетнік, С. М. Захарченко, О. О. Лукашук, О. М. Харьков, “Формування нерозривних передатних характеристик ЦАП і АЦП на основі вагової надлишковості”, Інформаційні технології та комп’ютерна інженерія, № 3(7), с.7-14, 2006.

18. О. Д. Азаров, М. Р. Обертюх, “Високолінійні спеціалізовані струмові дзеркала з давачами рівня сигналу”, Інформаційні технології та комп’ютерна інженерія, № 3(40), с. 30-36, 2017.

19. О. Д. Азаров, та В. Є. Яцик, “Методи покращення статичних характеристик відбивачів струму”, Інформаційні технології та комп’ютерна інженерія, № 1, с.31-39, 2012.

20. О. Д. Азаров, В. А. Гарнага, В. Є. Яцик, “Відбивачі струму для аналогових пристроїв із покращеними статичними і динамічними характеристиками”, Інформаційні технології та комп’ютерна інженерія, № 2, с.48-55, 2012.

21. О. Д. Азаров, М. Ю. Теплицький, В. Є. Яцик, “Спеціалізовані відбивачі струму з парафазними входами для двотактних підсилювальних схем”, Інформаційні технології та комп’ютерна інженерія, № 1, с.45-53, 2013.

22. О. Д. Азаров, В. А. Гарнага, Т. Г. Сапсай, В. П. Тарасенко, Теоретичні основи комп’ютерних напівпровідникових електронних компонентів : навчальний посібник. Вінниця, Україна: ВНТУ, 2015.

23. Intersil Corporation™, HFA3046/3096/3127/3128 Transistor Array SPICE Models, 1994. URL: <https://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/mm30/mm3046.pdf> (дата звернення: 23.09.2024).

24. Micro-Cap 12 Analog/Digital Simulator / Electronic Circuit Analysis Program. Spectrum Software, 1982-2020. 712 pages.

25. S. Soclof, Analog Integrated Circuits. 0th Edition. Prentice-Hall, 1984.

26. W. Jung, Op Amp Applications Handbook (Analog Devices Series) 1st Edition. Newnes, 2004.

27. C. E. Shannon, «Communication in the presence of noise», Proc. Institute of Radio Engineers, vol. 37, no.1, pp. 10–21, Jan. 1949.

28. H. Nyquist, «Certain topics in telegraph transmission theory», Proceedings of the IEEE, vol. 90, no. 2, Feb. 2002.

29. H. Nyquist, «Certain topics in telegraph transmission theory», Trans. AIEE, vol. 47, pp. 617—644, Apr. 1928.

30. N. Ahmed, and K. R. Rao, Orthogonal Transforms for Digital Signal Processing. New York, USA: Springer-Verlag, 1975.

31. Christopher L. Bennett, Digital Audio Theory: A Practical Guide Paperback. Focal Press, 2020.

32. А. Ю. Вертоградський, О. Д. Азаров / Система цифрового реєстрування аналогових сигналів // Тези доповіді. Науково-технічна конференція "Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи (МН-2025)". Режим доступу: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/mn/mn2025/schedConf/presentations> .

33. Методичні вказівки до виконання магістерських кваліфікаційних робіт студентами спеціальності 123 «Комп'ютерна інженерія» другого (магістерського) рівня вищої освіти денної та заочної форм навчання. / Укладачі О.Д. Азаров, О.В. Дудник, С.І. Швець – Вінниця : ВНТУ, 2023. – 57с.

34. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. — Вінниця : ВНТУ, 2021. — 42 с.

ДОДАТОК А**Технічне завдання**

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

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ОТ

д.т.н., проф.

_____ Азаров О. Д.

« 29 » вересня 2024 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

на виконання магістерської кваліфікаційної роботи
«Система цифрового реєстрування аналогових сигналів»
08-54.МКР.027.00.000 ТЗ

Науковий керівник д.т.н., проф. каф. ОТ

_____ Азаров О. Д.

Студент групи 2КІ-23м

_____ Вертоградський А. Ю.

Вінниця 2024

1 Підстава для виконання магістерської кваліфікаційної роботи (МКР)

1.1 Актуальність кваліфікаційної роботи полягає у необхідності покращення точності та швидкодії системи цифрового реєстрування аналогових сигналів, що є важливим для сучасних автоматизованих систем управління, наукових досліджень та промислових застосувань. В умовах постійного зростання вимог до якості обробки сигналів, розробка ефективних та високоточних методів перетворення сигналів, таких як використання АЦП і ЦАП з ваговою надлишковістю, є важливим кроком для забезпечення надійності та ефективності роботи сучасних технічних систем.

1.2 Наказ № 310 від 17.09.2024 р. Про затвердження тем магістерських кваліфікаційних робіт студентів денної форми навчання в 2024/2025 навчальному році.

2 Мета МКР і призначення розробки

2.1 Мета магістерської кваліфікаційної роботи полягає у підвищенні швидкодії і точності системи цифрового реєстрування аналогових сигналів, побудованої на низькоточних аналогових вузлах, шляхом оптимізації алгоритмів обробки сигналів та вдосконалення структурних схем АЦП і ЦАП з ваговою надлишковістю.

2.2 Призначення даної магістерської кваліфікаційної роботи полягає у створенні високоефективної системи цифрового реєстрування аналогових сигналів для досягнення оптимальних характеристик точності та швидкодії завдяки вдосконаленню АЦП і ЦАП із застосуванням вагової надлишковості. Розроблена система може бути інтегрована в автоматизовані системи контролю та моніторингу, де потрібна надійна передача та збереження даних у реальному часі. Крім того, реалізація запропонованих рішень дозволить підвищити енергоефективність та стабільність роботи системи.

3 Вихідні дані для виконання МКР

3.1 Проведення аналізу існуючих методів побудови систем цифрового реєстрування.

3.2 Проектування та розробка оптимізованої системи цифрового реєстрування аналогових сигналів.

3.3 Проведення аналізу одержаних результатів дослідження.

3.4 Виконання розрахунків для доведення доцільності розробки з економічної точки зору.

4 Вимоги до виконання МКР

Головна вимога до виконання магістерської кваліфікаційної роботи полягає в досягненні підвищеної швидкодії та точності системи цифрового реєстрування аналогових сигналів.

5 Етапи МКР та очікувані результати

Етапи роботи та очікувані результати приведено в Таблиці А.1.

Таблиця А.1 — Етапи МКР

№ етапу	Назва етапу	Термін виконання		Очікувані результати
		початок	кінець	
1	Аналіз існуючих технологій, огляд аналогів			Розділ 1
2	Теоретичні дослідження			Розділ 2
3	Розробка схем структурних, функціональних та принципів			Розділ 3
4	Експериментальні дослідження та тестування			Розділ 4
5	Підготовка економічної частини			Розділ 5
6	Оформлення пояснювальної записки			ПЗ, графічний матеріал і презентація
7	Підготовка і підпис супроводжуючих документів, нормоконтроль та тест на плагіат			Оформлені документи

6 Матеріали, що подаються до захисту МКР

До захисту подаються: пояснювальна записка МКР, графічні і ілюстративні матеріали, протокол попереднього захисту МКР на кафедрі, відгук наукового керівника, відгук опонента, протоколи складання державних екзаменів, анотації до МКР українською та іноземною мовами.

7 Порядок контролю виконання та захисту МКР

Виконання етапів графічної та розрахункової документації МКР контролюється науковим керівником згідно зі встановленими термінами. Захист МКР відбувається на засіданні Екзаменаційної комісії, затвердженої наказом ректора.

8 Вимоги до оформлювання та порядок виконання МКР

8.1 При оформлюванні МКР використовуються:

— ДСТУ 3008: 2015 «Звіти в сфері науки і техніки. Структура та правила оформлювання»;

— ДСТУ 8302: 2015 «Бібліографічні посилання. Загальні положення та правила складання»;

— ГОСТ 2.104-2006 «Єдина система конструкторської документації. Основні написи»;

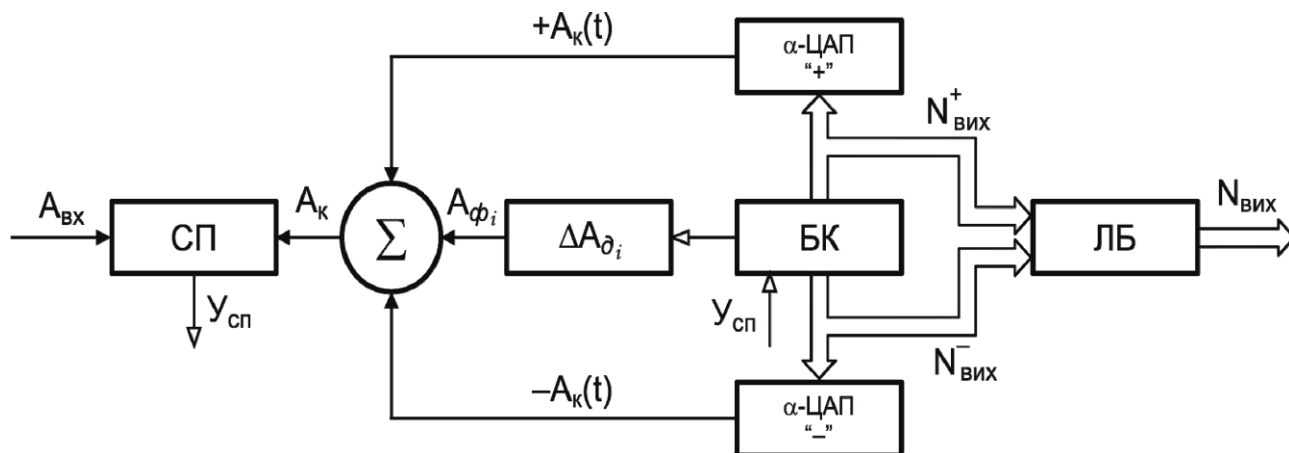
— методичні вказівки до виконання магістерських кваліфікаційних робіт зі спеціальності 123 — «Комп'ютерна інженерія»;

— документи на які посилаються у вище вказаних.

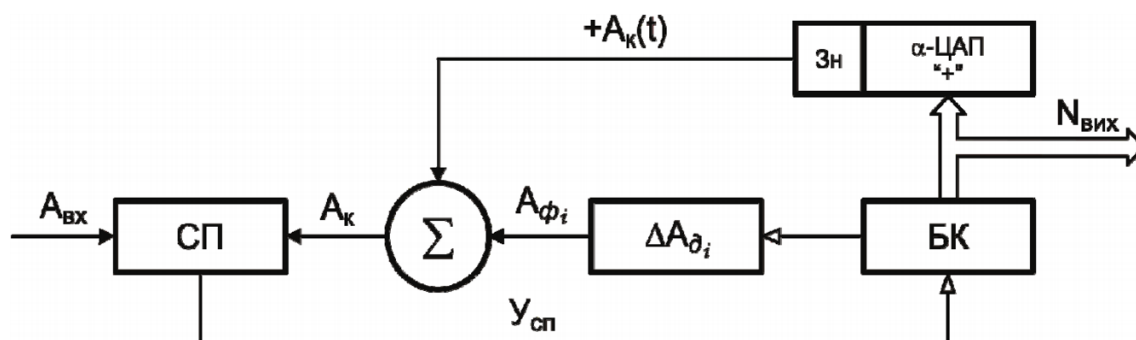
8.2 Порядок виконання МКР викладено в «Положення про кваліфікаційні роботи на другому (магістерському) рівні вищої освіти СУЯ ВНТУ-03.02.02-П.001.01:21».

ДОДАТОК Б

Схеми структурні

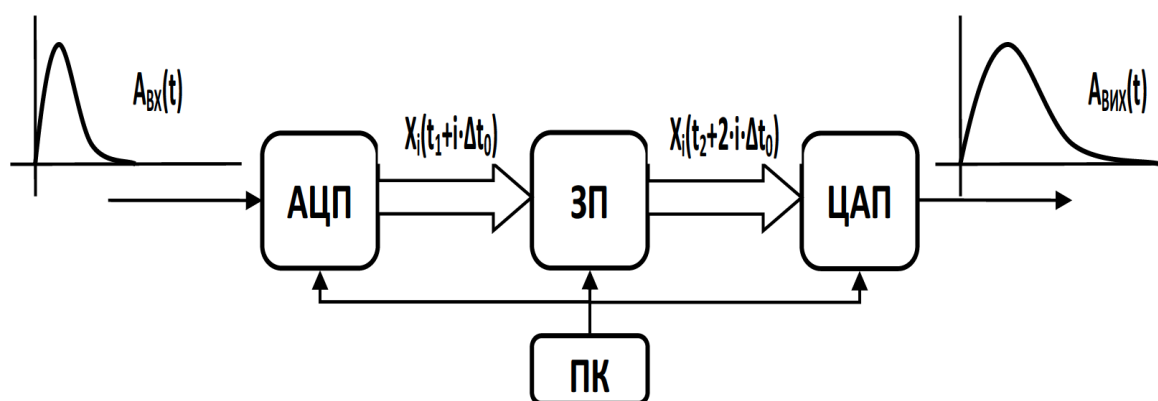


а) схема на основі СЧВН (1,-1)

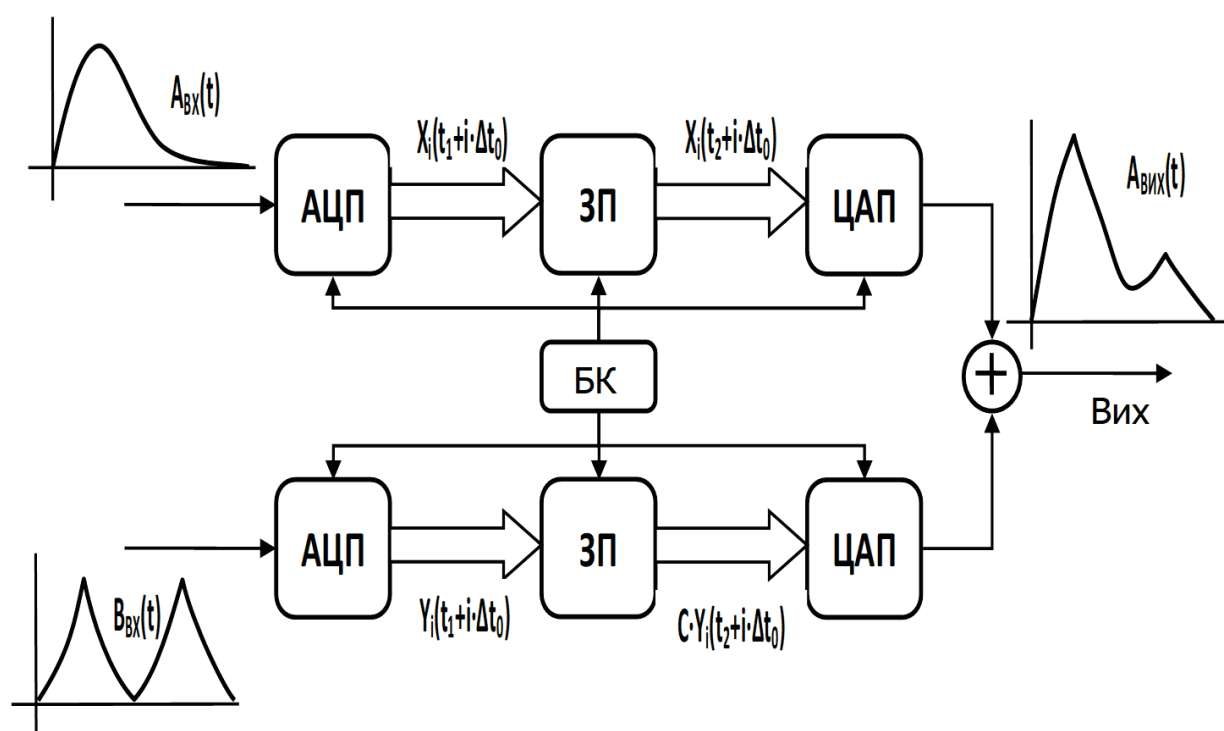


б) схема на основі СЧВН (1,0)

Рисунок Б.1 — Структурні схеми АЦП, які реалізують форсовані алгоритми прискореного врівноваження



а) запис і відтворення сигналів



б) запис і виконання операцій з сигналами

Рисунок Б.2 — Структурні схеми роботи АЦ-систем
із нестационарними сигналами

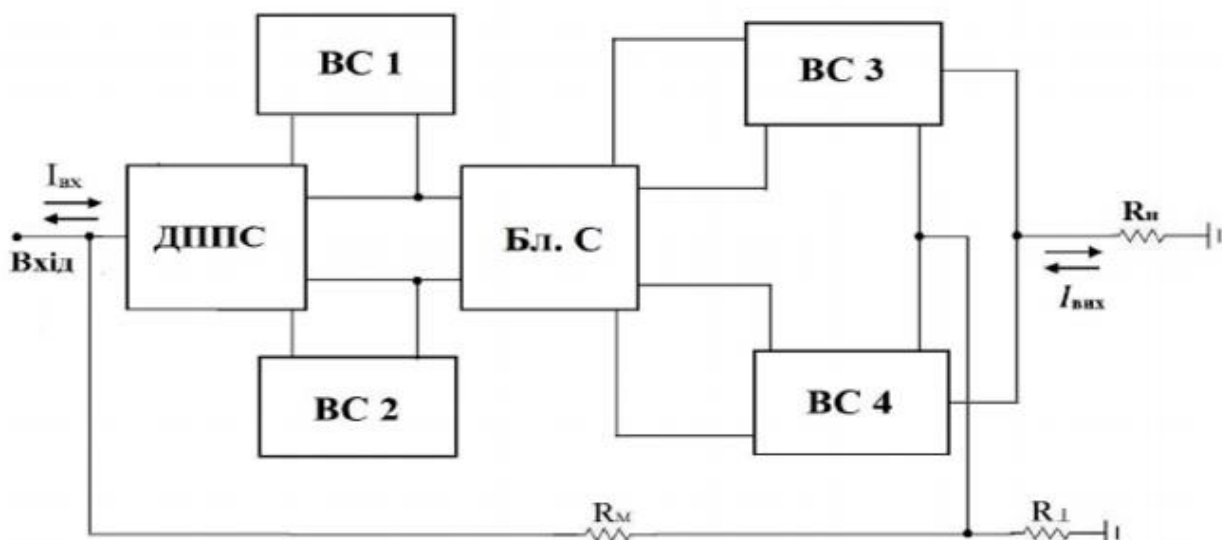


Рисунок Б.3 — Структурна схеми двотактних масштабаторів струму на базі послідовно з'єднаних відбивачів струму

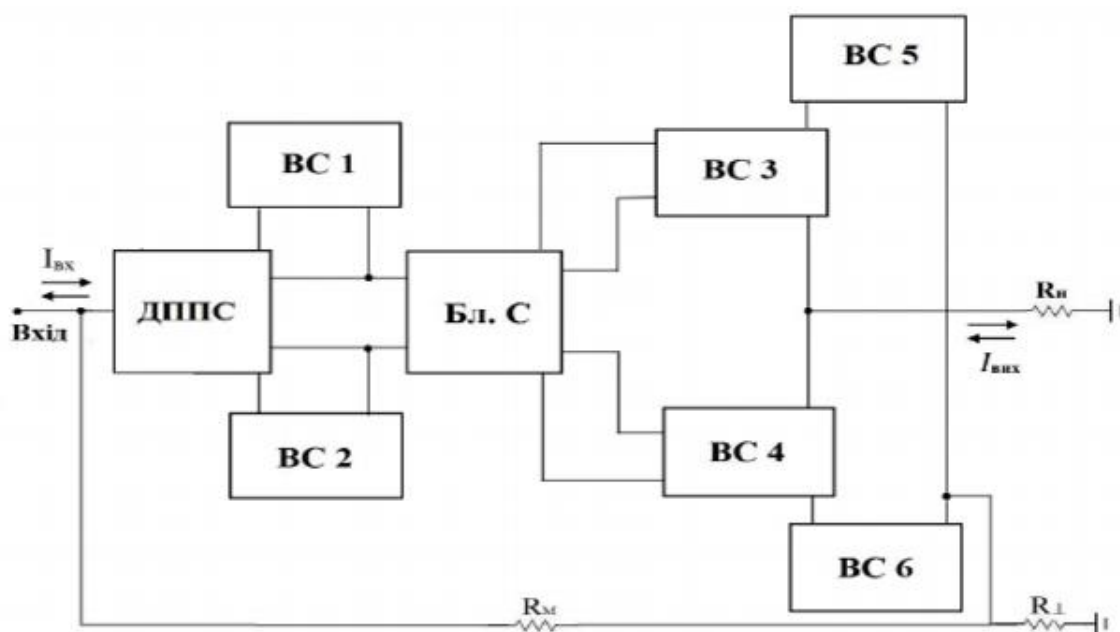
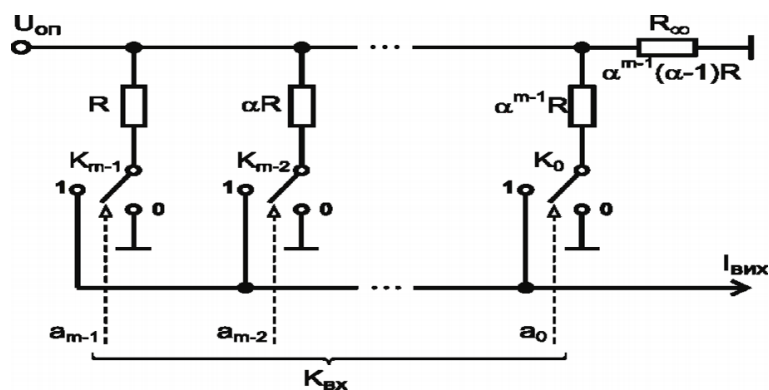


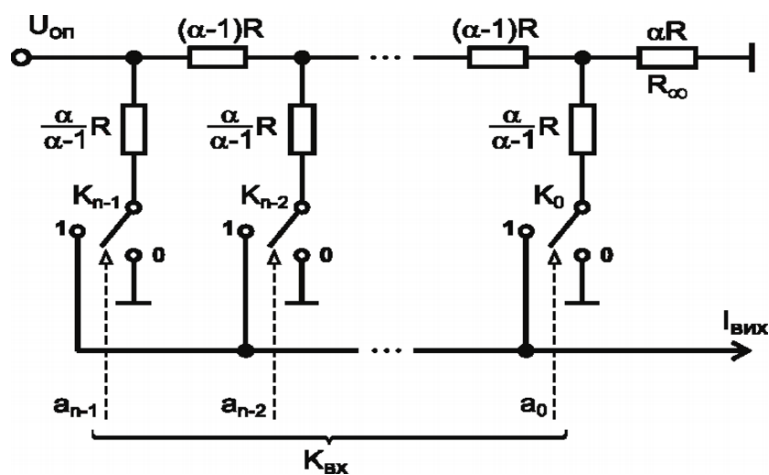
Рисунок Б.4 — Структурна схема двотактного масштабатора струму на основі паралельно з'єднаних високолінійних відбивачів струму з давачами рівнів сигналу

ДОДАТОК В

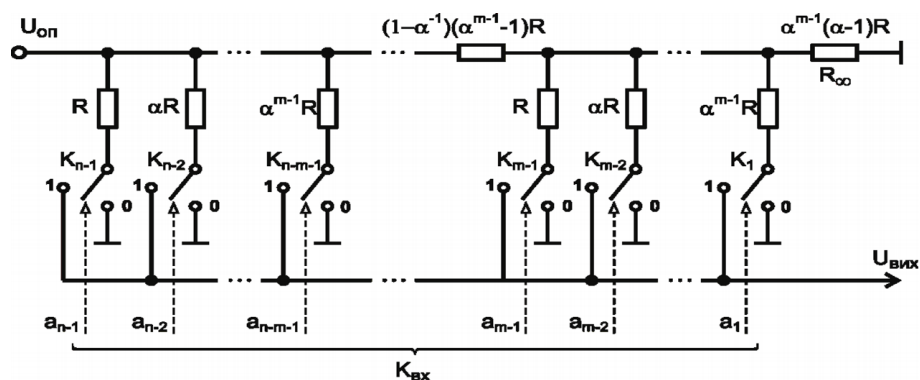
Схеми функціональні



а) вагового типу



б) драбинкового типу



в) комбінованого типу

Рисунок В.1 — Функціональні схеми ПКН на основі резистивних матриць в інверсному вмиканні

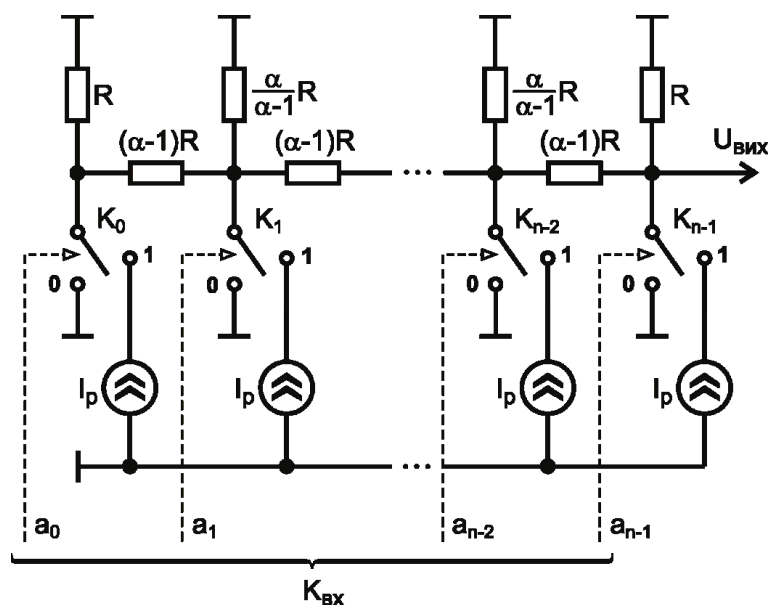


Рисунок В.2 — Функціональна схема ЦАП із підсумовуванням однакових розрядних струмів із виходом по напрузі

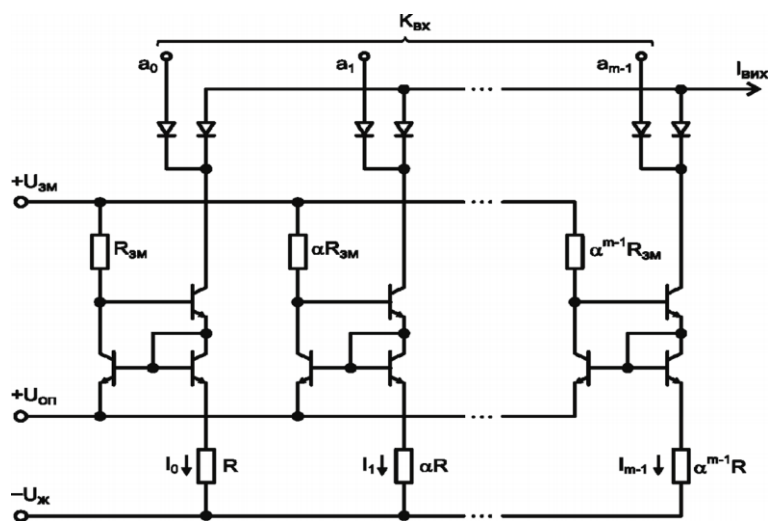
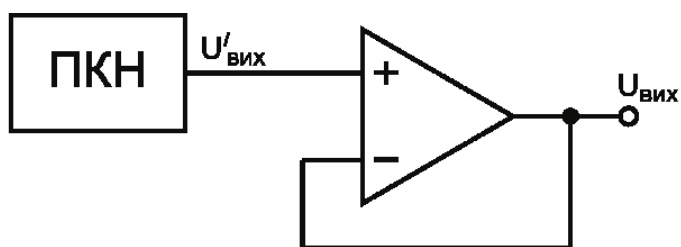
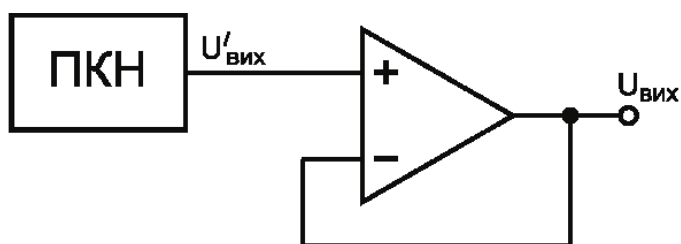


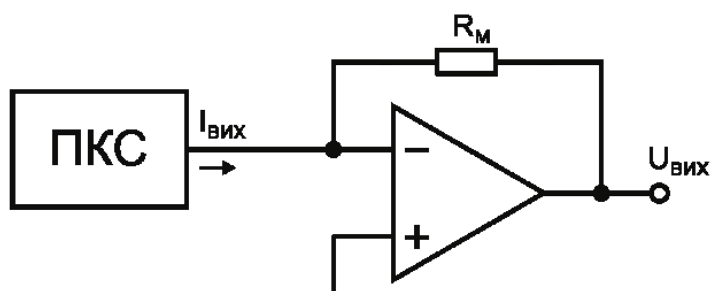
Рисунок В.3 — Функціональна схема ПКС на основі m -розрядної секції зважених струмів



а) безпосереднє з'єднання з виходом ПЧН

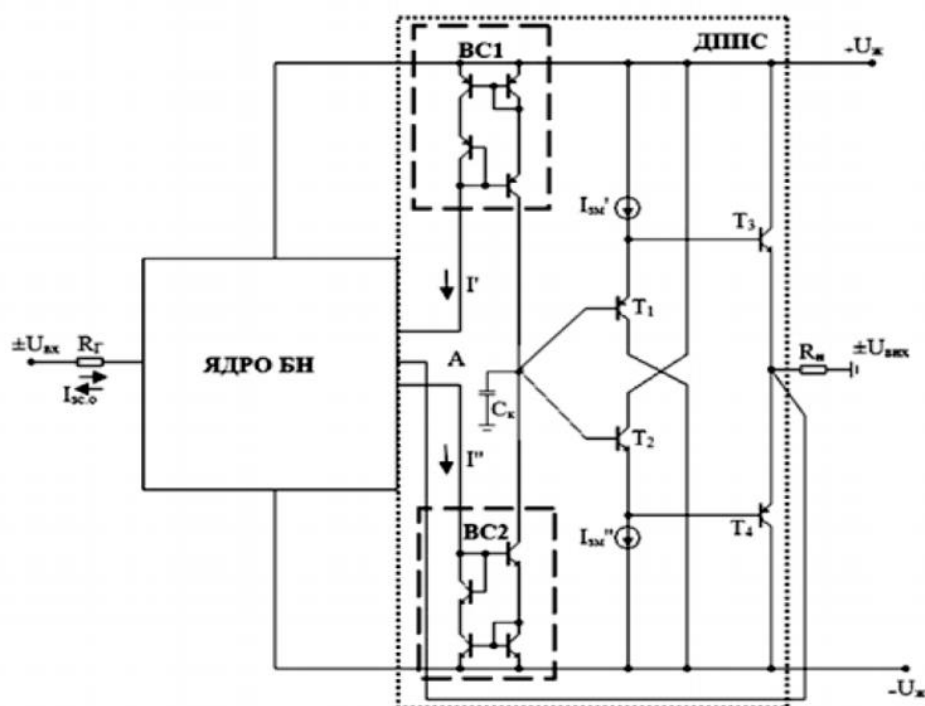


б) з'єднання через резистор зв'язку

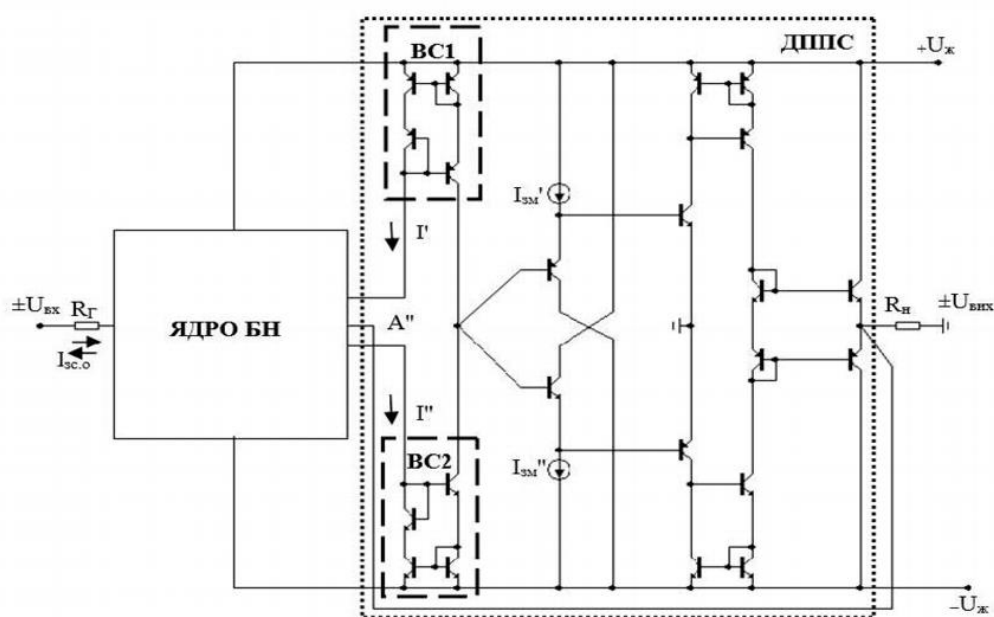


в) з'єднання виходу ПКС зі входом перетворювача «струм-напруга»

Рисунок В.4 — Функціональні схеми підключення ОП до виходу ЦАП



а) схема з ядрами з рис. 3.1 а) і 3.1 б)



б) схема з ядром із рис. 3.1 в)

Рисунок В.5 — Функціональні схеми підключення ДППС для буфера напруги

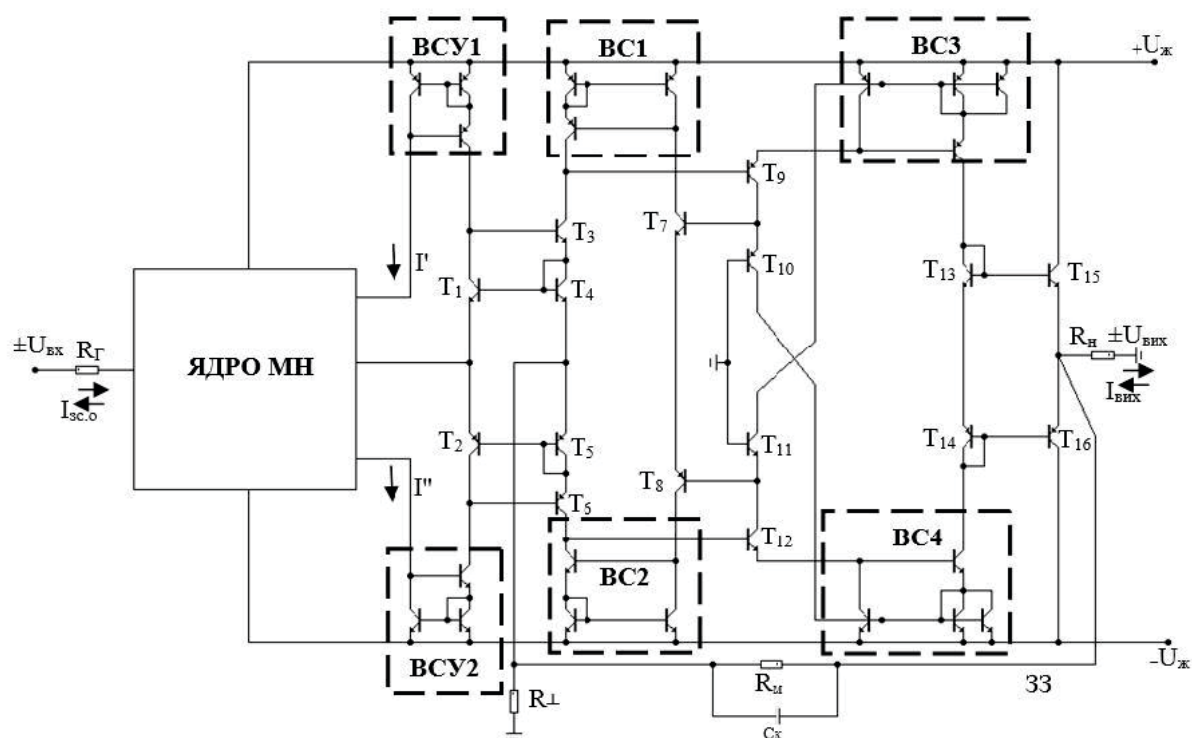


Рисунок В.6 — Функціональна схема МН з низькими похибками масштабу й лінійності

ДОДАТОК Г

Схеми принципові

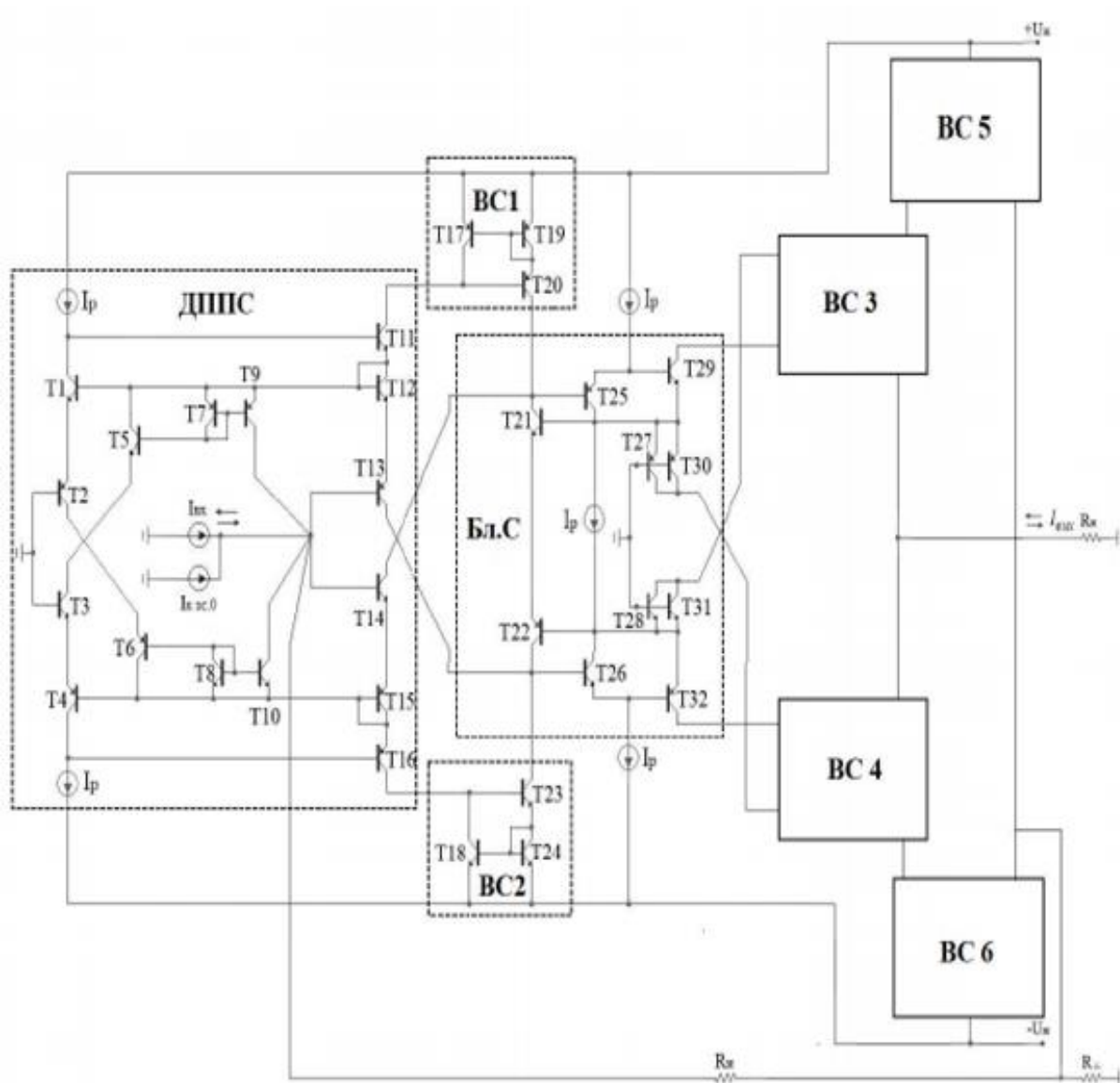


Рисунок Г.1 — Принципова схема МПС із послідовним з'єднанням ВС

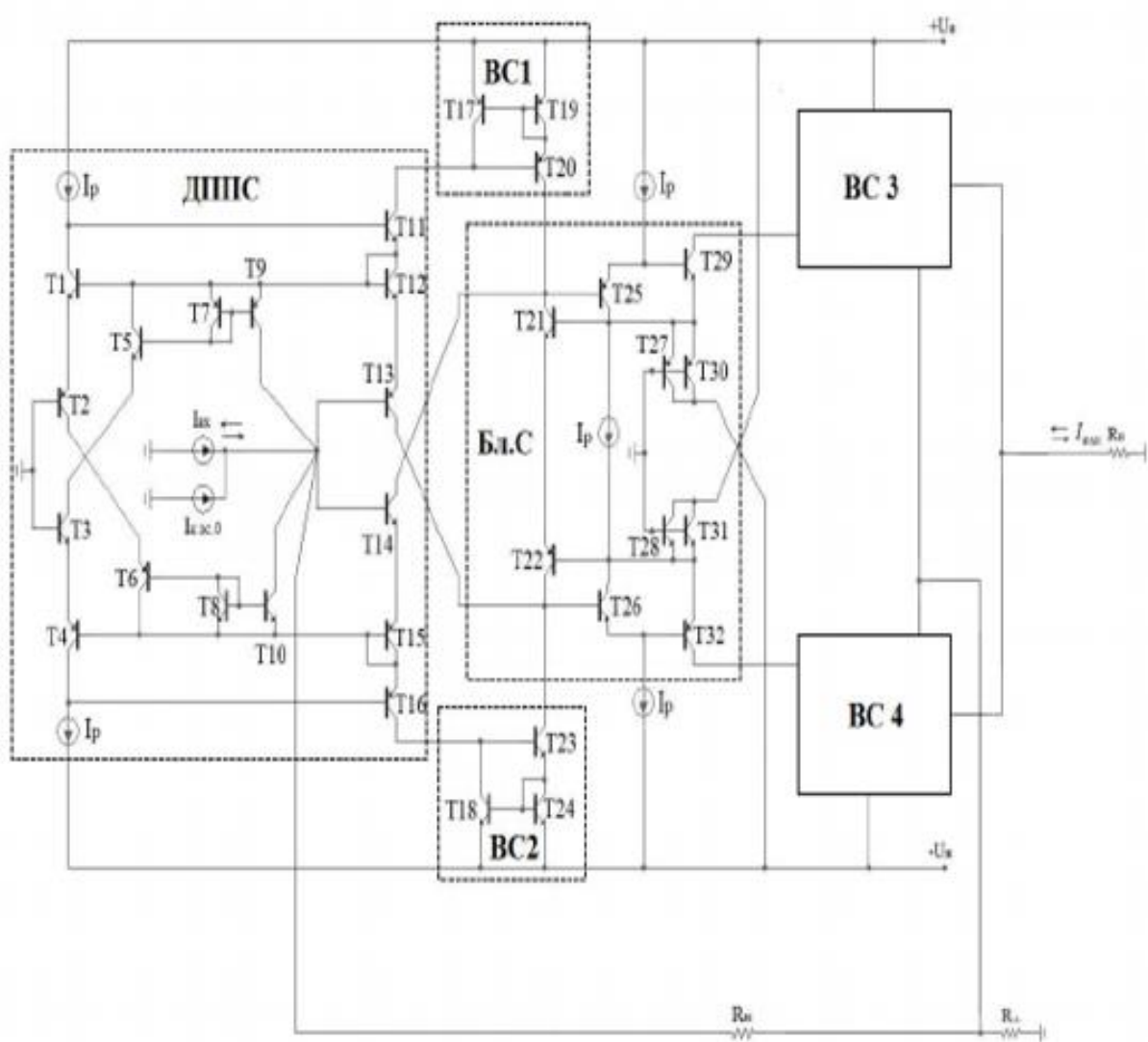


Рисунок Г.2 — Принципова схема МПС з паралельним з'єднанням ВС

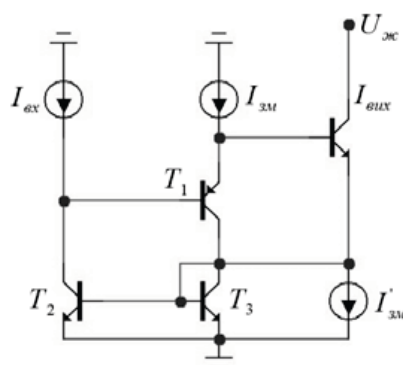
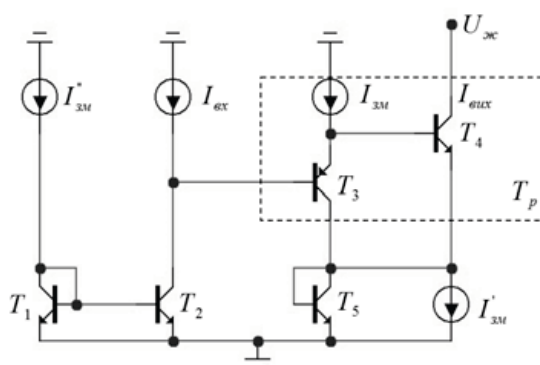
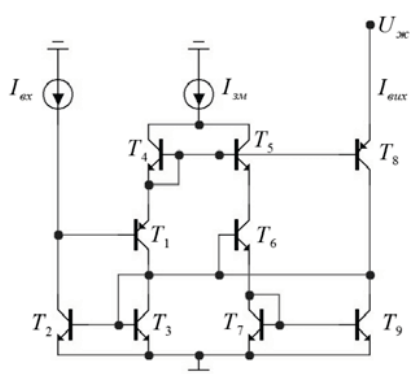
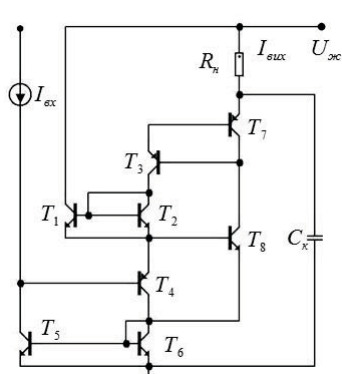
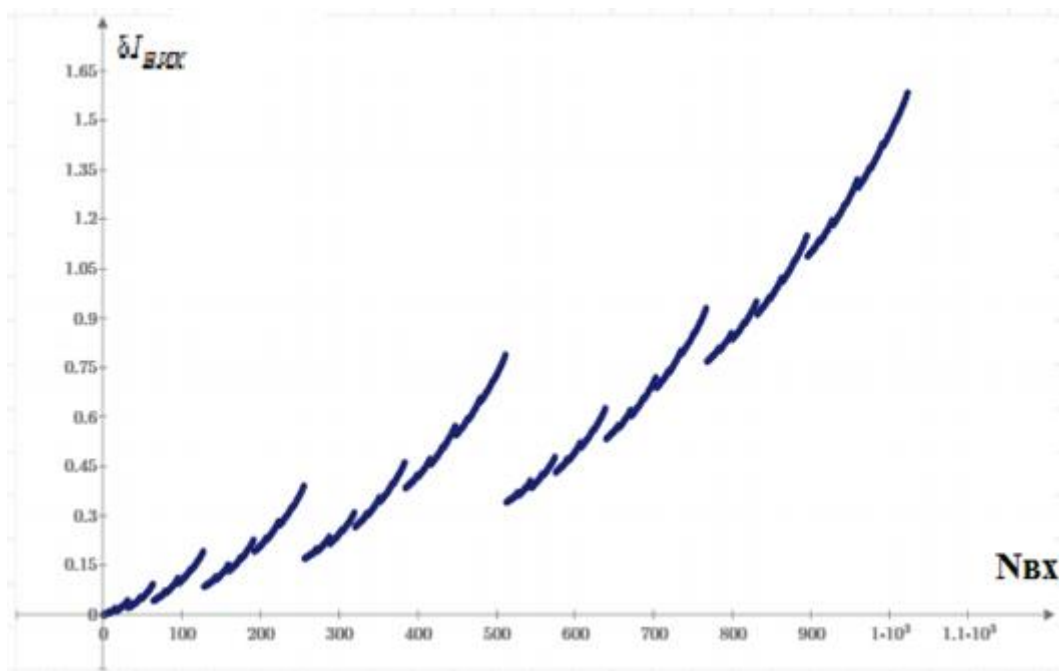
а) схема з високим $r_{вих}$ б) схема з високим $r_{вих}$ в) схема з високим $r_{вих}$ г) схема з надвисоким $r_{вих}$

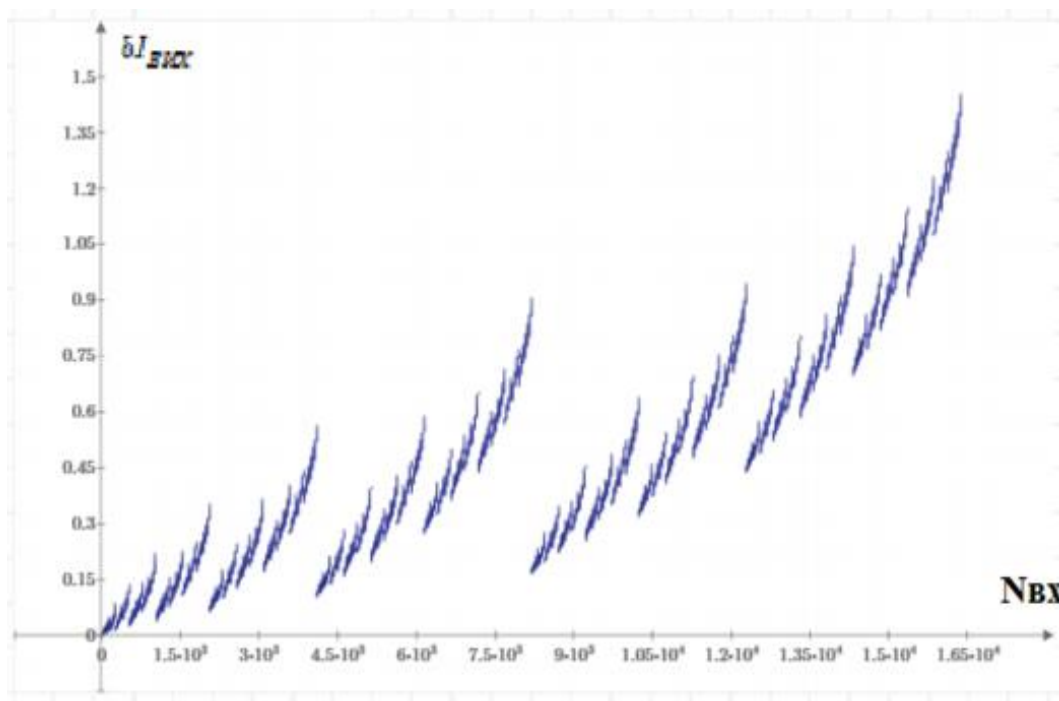
Рисунок Г.3 — Принципові схеми відбивачів струму

ДОДАТОК Д

Графіки



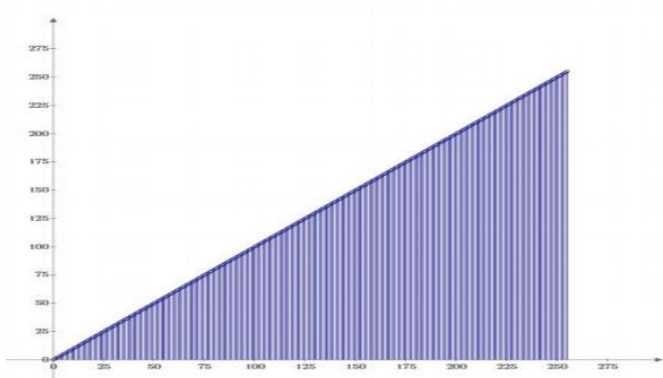
а) $n = 10, \alpha = 2$



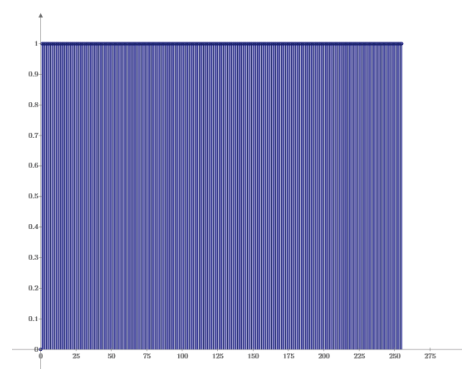
б) $n = 14, \alpha = 1.6$

Рисунок Д.1 — Графік залежності відносної похибки розрядних струмів від кодової комбінації на вході ЦАП

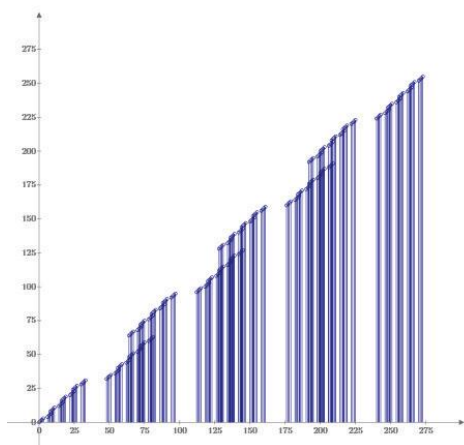
Код



Код

а) для двійкової системи числення $\alpha = 2$ без спотворень

Сигнал



Сигнал

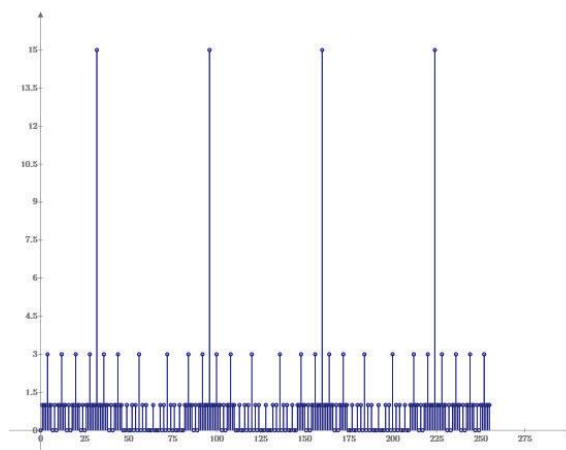
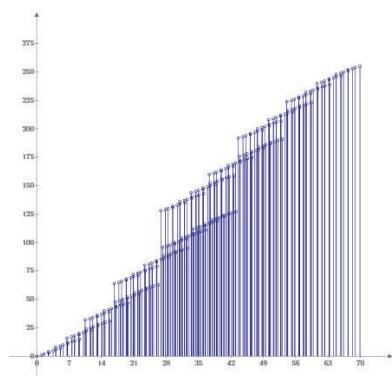
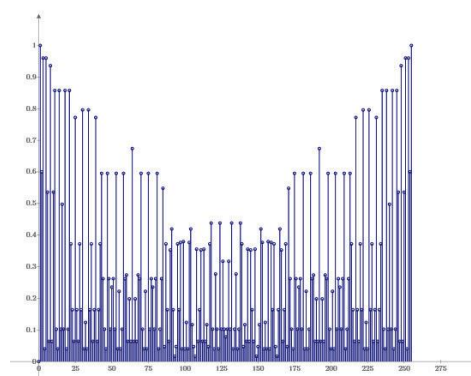
б) для двійкової системи числення $\alpha = 2$ зі спотвореннями

Рисунок Д.2 — Графіки характеристик перетворення АЦП

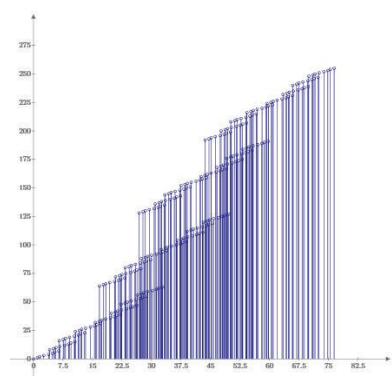
Код



Код

а) для двійкової системи числення $\alpha = 1,6$ без спотворень

Сигнал



Сигнал

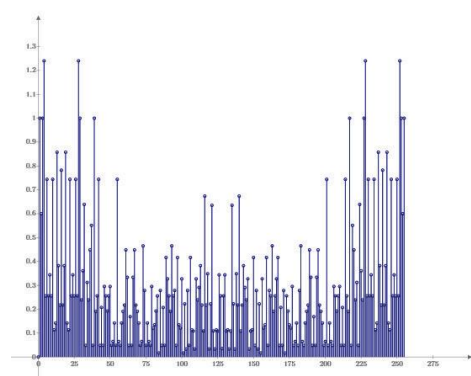
б) для двійкової системи числення $\alpha = 1,6$ зі спотвореннями

Рисунок Д.3 — Графіки характеристик перетворення АЦП

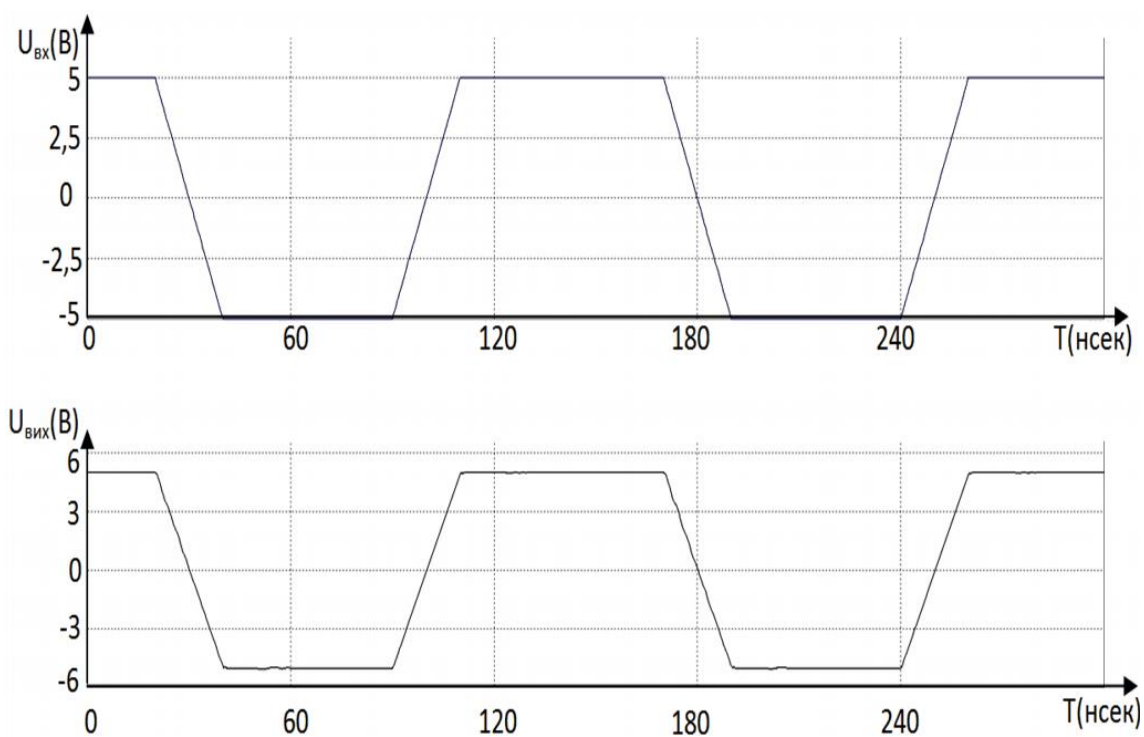


Рисунок Д.4 — Графік перехідної характеристики ДППС з ядром із рис. 3.1 а)

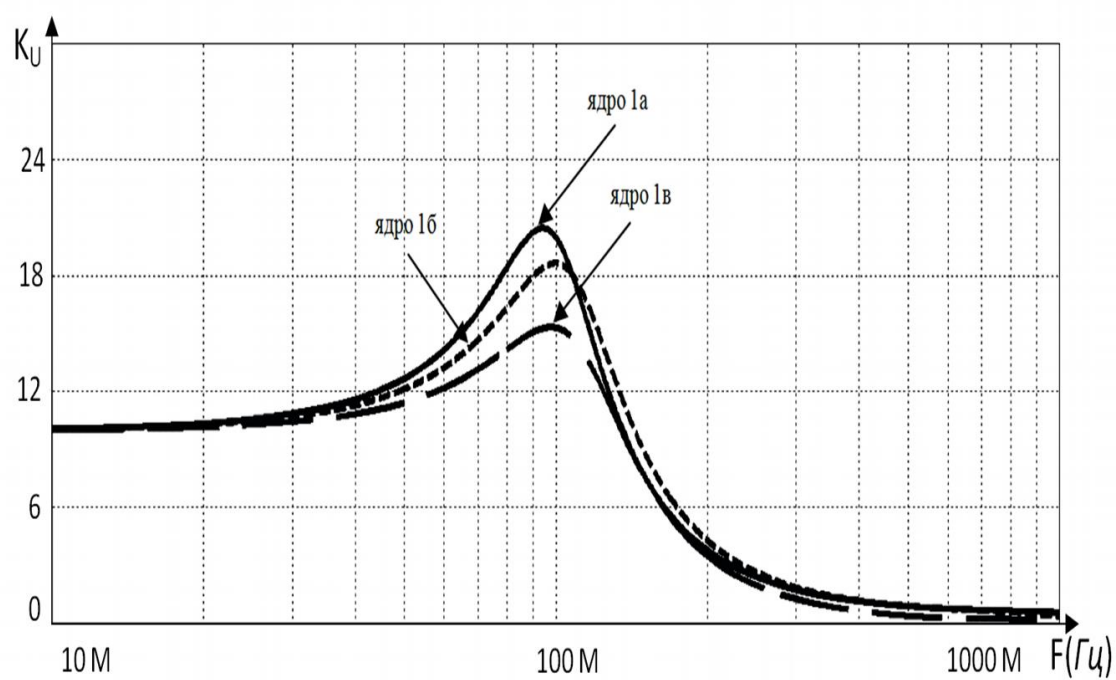


Рисунок Д.5 — Графік амплітудно частотної характеристики МН
з ядрами з рис. 3.1 а), б), в)

Акт упровадження результатів досліджень

УЗГОДЖЕНО

Декан факультету інформаційних
технологій та комп'ютерної інженерії,
к.пед.н., доцент

Світлана КИРИЛАЦУК

" " 2024 р.

Начальник

КП «Вінницяоблводоканал»

Дмитро КІСТІОН

2024 р.

АКТ УПРОВАДЖЕННЯ №

результатів науково-дослідної роботи

Цим актом підтверджується, що результати науково-дослідної роботи на тему

«Система цифрового реєстрування аналогових сигналів»

(найменування НДР)

що виконана студентом гр. 2КІ-23м ВНТУ Вертоградським А. Ю.

(виконавець)

на громадських засадах,

(господарською або держбюджетною темою, за договором про творчу співдружність, в межах робочого часу викладача)

упроваджені 2024 року

(строк упровадження (рік))

на Комунальному підприємстві «Вінницяоблводоканал»

(найменування підприємства, організації, установи тощо, де здійснюється упровадження)

1. Вид упровадженої результатів: система реєстрування аналогових сигналів
(техніка, технологія, матеріал, методи, теорії і інше)

2. Характеристика масштабу упровадження: одиничне

(одиничне, дрібносерійне, серійне, інше)

3. Форма впровадження: застосування системи для автоматизації технологічних процесів

4. Новизна результатів науково-дослідної роботи: вдосконалення методів підвищення швидкодії та точності АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю для систем реєстрування аналогових сигналів

(важливі показники, які характеризують рівень отриманого наукового результату: переваги над аналогами)

5. Соціальний та науково-технічний ефект: запропоновані методи вдосконалення АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю сприяють підвищенню точності та швидкодії систем реєстрування аналогових сигналів

(охорона навколишнього середовища, поліпшення й оздоровлення умов праці, удосконалення структури керування, розвиток нових технологій в освіті, спеціальне призначення та інше)

Від виконавця:

Студент групи 2КІ-23м

Верто Андрій ВЕРТОГРАДСЬКИЙ

Науковий керівник:

д.т.н., проф. каф. ОТ

Азар Олексій АЗАРОВ

Від організації:

Начальник підприємства

Кіст Дмитро КІСТІОН

ДОДАТОК Ж

Протокол перевірки кваліфікаційної роботи

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ НАВЧАЛЬНОЇ (КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ) РОБОТИ

Назва роботи: Система цифрового реєстрування аналогових сигналів
 Тип роботи: Магістерська кваліфікаційна робота
 (кваліфікаційна робота, курсовий проект (робота), реферат, аналітичний огляд, інше (зазначити))
 Підрозділ кафедра обчислювальної техніки
 (кафедра, факультет (інститут), навчальна група)
 Керівник Азаров О. Д., д.т.н., проф. каф. ОТ
 (прізвище, ініціали, посада)

Показники звіту подібності

Turnitin	
Оригінальність	82%
Загальна схожість	18%

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 автора. Роботу направити на доопрацювання.
- ☐ 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.

Заявляю, що ознайомлений(-на) з повним звітом подібності, який був згенерований Системою щодо роботи (додається)

Автор _____ Вертоградський А. Ю.
 (підпис) (прізвище, ініціали)

Опис прийнятого рішення

Особа, відповідальна за перевірку _____ Захарченко С. М.
 (підпис) (прізвище, ініціали)

Експерт _____
 (за потреби) (підпис) (прізвище, ініціали, посада)