

Вінницький національний технічний університет
Міністерство освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

ФІГАС АННА СЕРГІЇВНА

УДК 621.3

ДИСЕРТАЦІЯ
на тему: «СИСТЕМА ЦИФРОВОЇ РЕЄСТРАЦІЇ З
ВИСОКОЛІНІЙНИМ ВІДТВОРЕННЯМ АНАЛОГОВИХ СИГНАЛІВ НА
БАЗІ НАДЛИШКОВИХ АЦП І ЦАП»

Спеціальність 123 – «Комп'ютерна інженерія»
Галузь знань 12 – «Інформаційні технології»

Подається на здобуття ступеня доктора філософії

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

_____ А. С. Фігас

Науковий керівник: Азаров О. Д.,
доктор технічних наук, професор

Вінниця – 2023

АНОТАЦІЯ

Фігас А. С. Система цифрової реєстрації з високолінійним відтворенням аналогових сигналів на базі надлишкових АЦП і ЦАП. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 123 – «Комп'ютерна інженерія» (галузь знань 12 – «Інформаційні технології»). – Вінницький національний технічний університет, Вінниця, 2022.

У першій половині ХХ ст. під час реєстрації й опрацювання інформації використовувалися електронні пристрої аналогового типу, що функціонували в реальному масштабі часу. З розвитком цифрової обчислювальної техніки ситуація кардинально змінилася. Цифрові методи реєстрування і опрацювання сигналів є досконалішими і точнішими. Це стало настільки важливим, що цифрове опрацювання аналогових сигналів вже стало виробничим стандартом.

Важливим аспектом реалізації таких систем є наявність пристроїв, за допомогою яких здійснюються процедури дискретизації і відновлення аналогових сигналів, до яких належать АЦП і ЦАП. Варто зазначити, що найважливішим їх параметром є розрядність. Саме цей параметр намагаються збільшити для покращення відношення сигнал/шум. Не менш важливим параметром АЦП є час перетворення вхідної величини у вихідний код із відповідним числом квантів. Отримати водночас високу швидкість перетворення і велику розрядність є надскладною задачею, для вирішення якої було розроблено велику кількість АЦП. Разом із тим, саме застосування АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю з покращеними статичними і динамічними характеристиками у системах цифрової реєстрації дає низку переваг, порівняно з двійковими АЦП і ЦАП, оскільки такий підхід до кодування і декодування аналогових величин гарантує високу лінійність характеристики відтворення аналогових сигналів у СЦР. Водночас, запропонований підхід, не зважаючи на свою перспективність, є недостатньо поширеним під час створення таких СЦР, що і зумовлює

актуальність подальших наукових досліджень, виконаних у дисертаційній роботі.

Дисертаційна робота здійснювалася здобувачем протягом 2017-2021 рр. відповідно до наукового напрямку кафедри обчислювальної техніки Вінницького національного технічного університету, зокрема, під час виконання науково-дослідної роботи «Високопродуктивні багатоканальні аналого-цифрові самокалібровані системи моніторингу й синхронного опрацювання низькочастотних сигналів» № держ. реєстрації 0120U002205 (1.01.2020 – 31.12.2022 рр.).

Метою дисертаційної роботи є підвищення лінійності характеристики відтворення у системах цифрової реєстрації аналогових сигналів на базі АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю.

Об'єкт дослідження – процес формування високолінійної характеристики відтворення аналогових сигналів у СЦР.

Предмет дослідження – розроблення методів підвищення лінійності відтворення аналогових сигналів у СЦР на базі АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю.

У дисертаційній роботі поставлено і вирішено актуальну задачу підвищення лінійності характеристики відтворення у системах цифрової реєстрації аналогових сигналів на базі АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю.

У першому розділі дисертаційної роботи здійснено огляд існуючих систем цифрової реєстрації аналогових сигналів. Зазначено, що якість цифрового запису в значній мірі залежить від характеристик перетворення інформації, зокрема, аналого-цифрового перетворення. Розглянуто методи побудови АЦП прискореного порозрядного врівноваження на базі ЦАП із ваговою надлишковістю, побудованого на неточних елементах за спрощеною технологією. Проаналізовано теоретико-числові властивості НПСЧ. Проаналізовано методи побудови багаторозрядних ЦАП із ваговою надлишковістю на неточних елементах із нерозривною характеристикою перетворення. Проаналізовано сучасні методи побудови ППС на базі двотактних структур та буферів напруги

на їх базі. Відзначені причини похибок лінійності, дрейфу нуля та невисокої швидкодії ППС.

У другому розділі дисертаційної роботи запропоновано метод побудови системи цифрової реєстрації аналогових сигналів на базі АЦП з ваговою надлишковістю. Показано, що застосування такого АЦП, який має підвищену швидкодію, дозволяє покращити лінійність характеристики відтворення аналогових сигналів, а можливість використання ЦАП на низькоточних вузлах знижує вартість такої апаратури. Розроблена можливість побудови системи аналог-цифра-аналог із застосуванням НПСЧ. Запропоновано методи побудови багаторозрядного ЦАП з нерозривною характеристикою перетворення з ваговою надлишковістю на неточних елементах. Рекомендовано будувати ЦАП на основі генераторів однакових розрядних струмів, що комутуються у вузли матриці драбинкового типу. Розглянуто похибки перетворення системи реєстрації аналогової інформації на неточних елементах.

У третьому розділі дисертаційної роботи проаналізовано запропоновані метод побудови аналогових вузлів АЦП прискореного порозрядного врівноваження з ваговою надлишковістю. Розглянуто високолінійні двотактні буфери напруги на базі відбивачів струму. Шляхом комп'ютерного моделювання здійснено схемотехнічний аналіз статичних і динамічних характеристик БН. Запропоновано побудову аналогових вузлів АЦП і ЦАП реалізовувати із застосуванням високолінійних масштабаторів-перетворювачів струму на базі запропонованих відбивачів струму, що також мають широку смугу пропускання і високий вихідний опір. Запропоновано для забезпечення високих динамічних і статичних характеристик аналогових вузлів застосовувати спеціальні високолінійні відбивачі струму із високим і надвисоким вихідним опором.

У четвертому розділі дисертаційної роботи надано рекомендації щодо проєктування системи цифрової реєстрації аналогових сигналів. Наведено приклад побудови системи аналог-код-аналог на базі АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю. Запропоновано схему джерела опорної напруги на базі

генератора струму із компенсацією температурного дрейфа. Запропоновано схему джерела термостабільної опорної напруги з вихідним буферним пристроєм, що дозволило істотно покращити навантажувальну здатність. Надані рекомендації щодо комп'ютерного моделювання аналогових вузлів системи аналог-код-аналог.

Наукова новизна одержаних результатів. Основним науковим результатом є створення методів підвищення лінійності характеристики відтворення систем цифрової реєстрації аналогових сигналів шляхом застосування АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю, а саме:

уперше запропоновано метод побудови системи цифрової реєстрації із підвищеною лінійністю характеристики відтворення аналогових сигналів на базі АЦП прискореного порозрядного врівноваження із ваговою надлишковістю;

удосконалено:

– метод створення струмового ЦАП на неточних елементах, що, на відміну від існуючих підходів, шляхом застосування вагової надлишковості дозволяє отримати нерозривну характеристику відтворення аналогових сигналів;

– підхід до побудови АЦП прискореного порозрядного врівноваження, що, на відміну від існуючих, дозволяє підвищити його швидкодію шляхом обґрунтування значення основи надлишкової позиційної системи числення;

– метод побудови ЦАП на неточних елементах, що, на відміну від існуючих підходів, дозволяє отримати нерозривну характеристику відтворення шляхом обґрунтування значення основи надлишкової позиційної системи числення;

дістав подальшого розвитку підхід до побудови широкосмугових підсилювачів постійного струму для швидкодіючих ЦАП із ваговою надлишковістю, побудованих на перетворювачах код-струм із застосуванням двотактної структури.

Практичне значення одержаних результатів. Отримані під час написання дисертаційної роботи наукові положення сприяли розробленню і створенню високолінійних багаторозрядних аналого-цифрових систем. Основними практичними результатами при цьому є такі:

1) запропоновано рекомендації щодо створення системи цифрової реєстрації аналогових сигналів із підвищеною лінійністю характеристики відтворення на базі АЦП і ЦАП з ваговою надлишковістю;

2) захищено патентами України запропоновані схемні реалізації:

- двотактного високолінійного буфера напруги;
- широкосмугового високолінійного двотактного перетворювача струм-струм із заземленим навантаженням;
- джерела опорної напруги на базі генератора струму з компенсацією температурного дрейфу;
- високолінійних відбивачів струму з високим та надвисоким вихідними опорами.

Основні наукові результати та практичні рекомендації впроваджено на ТОВ МАЙТЕК ПЛЮС, зокрема, методи підвищення лінійності характеристики відтворення систем цифрової реєстрації аналогових сигналів шляхом застосування АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю, рекомендації щодо створення таких систем, а також схемні реалізації: двотактного високолінійного буфера напруги, широкосмугового високолінійного двотактного перетворювача струм-струм із заземленим навантаженням, джерела опорної напруги на базі генератора струму з компенсацією температурного дрейфу, високолінійних відбивачів струму з високим та надвисоким вихідними опорами (акт впровадження від 06.09.22 р.), а також у навчальний процес на кафедрі обчислювальної техніки Вінницького національного технічного університету в межах викладання дисциплін «Комп'ютерна електроніка», «Лінійні інтегральні схеми», «Аналого-цифрова техніка» (акт впровадження від 1.09.2022 р.).

Ключові слова: система числення з ваговою надлишковістю, система цифрової реєстрації аналогових сигналів, високолінійний багаторозрядний струмовий ЦАП, двотактний підсилювач постійного струму, двотактний буфер напруги, генератор термостабільного опорного струму, генератор термостабільної опорної напруги, прискорене аналого-цифрове перетворення.

ABSTRACT

Figas A. S. Digital registration system with high linear reproduction of analog signals based on redundant ADCs and DACs. – Qualifying scientific work on manuscript rights.

The dissertation is submitted for obtaining the scientific degree of Doctor of Philosophy in specialty 123 – «Computer Engineering» (field of knowledge 12 – «Information Technologies»). – Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, 2022.

In the first half of the XX century during the registration and processing of information, electronic devices of the analog type were used, which functioned on a real time scale. With the development of digital computing, the situation has changed dramatically. Digital methods of recording and processing signals are more perfect and accurate. This has become so important that digital processing of analog signals has already become a production standard.

An important aspect of the implementation of such systems is the presence of devices with the help of which procedures for discretization and restoration of analog signals are carried out, which include ADC and DAC. It is worth noting that their most important parameter is the bit rate. It is this parameter that they try to increase to improve the signal-to-noise ratio. An equally important parameter of the ADC is the time of conversion of the input value into the output code with the corresponding number of quanta. It is worth noting that obtaining a high conversion speed and high bit rate at the same time is an extremely difficult task, for the solution of which a large number of ADCs have been developed. At the same time, the use of weighted ADCs and DACs with improved static and dynamic characteristics in digital recording systems provides a number of advantages compared to binary ADCs and DACs, since this approach to encoding and decoding analog values guarantees high linearity of the reproduction characteristics of analog signals in SCR. At the same time, the proposed approach, regardless of its prospects, is not widespread enough

during the creation of such CRDs which determines the relevance of further scientific research carried out in the dissertation work.

The dissertation work was carried out by the applicant during 2017-2021 in accordance with the scientific direction of the Department of Computer Technology of the Vinnytsia National Technical University in particular during the research work «High-performance multi-channel analog-digital self-calibrated monitoring systems and synchronous processing of low-frequency signals», registration number 0120U002205 (January 1, 2020 – December 31, 2022).

The aim of the dissertation work is to increase the linearity of the reproduction characteristics in digital recording systems of analog signals based on ADCs and DACs with weight redundancy.

The object of the study is the process of forming highly linear characteristics of reproduction of analog signals in the digital registration system.

The subject of the research is the development of methods for increasing the linearity of analog signal reproduction in digital registration system based on ADCs and DACs with weight redundancy.

In the dissertation work, the urgent task of increasing the linearity of the reproduction characteristics in systems of digital registration of analog signals based on ADC and DAC with weight redundancy is set and solved.

In the first chapter of the thesis, an overview of the existing systems of digital registration of analog signals is carried out. It is noted that the quality of digital recording largely depends on the characteristics of information conversion, in particular, analog-digital conversion. The methods of construction of an ADC of accelerated bit-by-bit balancing on the basis of a DAC with weight redundancy, built on imprecise elements according to a simplified technology, are considered. The theoretical-numerical properties of the RPNS have been analyzed. The methods of building multi-bit DACs with weight redundancy on imprecise elements with non-breakable conversion characteristics are analyzed. Modern methods of construction of DC amplifiers based on two-stroke structures and voltage buffers based on them

are analyzed. The causes of linearity errors, zero drift and low speed of the DC amplifiers are noted.

In the second chapter of the thesis, a method of building a system of digital registration of analog signals based on an ADC with weight redundancy is proposed. It is shown that the use of such an ADC, which has an increased speed, allows to improve the linearity of the characteristics of reproduction of analog signals, and the possibility of using a DAC on low-precision nodes reduces the cost of such equipment. The possibility of building an analog-digital-analog system with the use of RPNS has been developed. Methods of building a multi-bit DAC with non-discontinuous conversion characteristic with weight redundancy on imprecise elements are proposed. It is recommended to build a DAC on the basis of generators of the same discharge currents, which are switched to the nodes of the ladder-type matrix. The conversion errors of the analog information registration system on imprecise elements are considered.

In the third chapter of the dissertation, the proposed method of building analog ADC nodes of accelerated bit-by-bit balancing with weight redundancy is analyzed. Highly linear two-stroke voltage buffers based on current reflectors are considered. By means of computer modeling, a schematic analysis of the static and dynamic characteristics of the BN was carried out. It is proposed to implement the construction of analog ADC and DAC nodes using highly linear scalars-current converters based on the proposed current reflectors, which also have a wide bandwidth and high output resistance. It is proposed to use special highly linear current reflectors with high and ultra-high output resistance to ensure high dynamic and static characteristics of analog nodes.

The fourth chapter of the dissertation provides recommendations for designing system for digital registration of analog signals. An example of building an analog-code-analog system based on ADC and DAC with weight redundancy is given. The scheme of the reference voltage source based on the current generator with temperature drift compensation is proposed. A thermostable reference voltage source scheme with an output buffer device was proposed, which made it possible to

significantly improve the load capacity. Recommendations for computer modeling of analog nodes of the analog-code-analog system are provided.

Scientific novelty of the obtained results. The main scientific result is the creation of methods for increasing the linearity of the characteristics of reproduction systems of digital registration of analog signals by using ADCs and DACs with weight redundancy, namely:

- for the first time, a method of building digital registration system with increased linearity of analog signal reproduction characteristics based on an ADC of accelerated bit-by-bit balancing with weight redundancy was proposed;

- improved:

- a method of creating a current DAC based on imprecise elements, which, unlike existing approaches, by applying weight redundancy allows you to obtain an inseparable characteristic of analog signal reproduction;

- an approach to the construction of an accelerated bit-by-bit balancing ADC, which, unlike the existing ones, allows to increase its speed by substantiating the value of the basis of the redundant positional counting system;

- the method of constructing a DAC based on imprecise elements, which, in contrast to existing approaches, allows obtaining an integral reproduction characteristic by substantiating the value of the base of the redundant positional counting system;

- the approach to the construction of broadband DC amplifiers for high-speed DACs with weight redundancy, built on code-to-current converters using a push-pull structure, was further developed.

Practical significance of the obtained results. The scientific provisions obtained during the writing of the dissertation contributed to the development and creation of highly linear multi-bit analog-digital systems. The main practical results are the following:

- 1) recommendations for creating a system for digital registration of analog signals with increased linearity of playback characteristics based on ADC and DAC with weight redundancy are proposed;

- 2) the proposed circuit implementations are protected by Ukrainian patents:

- two-cycle high-linear voltage buffer;
- broadband high-linear two-stroke current-current converter with a grounded load;
- reference voltage sources based on a current generator with temperature drift compensation;
- highly linear current reflectors with high and ultrahigh output resistances.

The main scientific results and practical recommendations were implemented at MAYTEK PLUS LLC, in particular, methods of increasing the linearity of the reproduction characteristics of systems of digital registration of analog signals by using ADCs and DACs with weight redundancy, recommendations for the creation of such systems, as well as schematic implementations of: two-cycle highly linear voltage buffer, broadband high-linear two-stroke current-current converter with a grounded load, a reference voltage source based on a current generator with temperature drift compensation, high-linear current reflectors with high and ultrahigh output resistances (implementation act dated 06.09.2022), as well as in the educational process at the Department of Computing of the Vinnytsia National Technical University within the scope of teaching the disciplines «Computer Electronics», «Linear Integrated Circuits», «Analog-Digital Technology» (implementation act dated May 20, 2023).

Key words: counting system with excess weight, system of digital registration of analog signals, highly linear multi-bit current DAC, two-cycle DC amplifier, two-cycle voltage buffer, thermostable reference current generator, thermostable reference voltage generator, accelerated analog-to-digital conversion.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:

– матеріали дисертаційної роботи, викладені у виданнях, що внесені до переліку фахових для захисту дисертацій з технічних наук:

[1] О. Азаров, та А. 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.

[2] А. 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.

[3] О. Азаров, та А. 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

[4] О. Азаров, Є. Генеральницький, та А. 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

[5] О. Д. Азаров, Р. М. Медяний, та 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

[6] О. Д. Азаров, Р. М. Медяний, та 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.

Документи інтелектуальної власності, що отримані за результатами дисертації:

– патенти на корисну модель:

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

[8] О. Д. Азаров, С. В. Богомоллов, І. В. Стягайло, та А. С. Фігас, “Двотактний підсилювач постійного струму”, *Патент на корисну модель 127376 Україна*, 25.07.2018.

[9] О. Д. Азаров, С. В. Богомоллов, Є. В. Грабовський, та А. С. Фігас, “Підсилювач постійного струму”, *Патент на корисну модель 126401 Україна*, 25.06.2018.

[10] О. Д. Азаров, С. В. Богомоллов, І. О. Душко, та А. С. Фігас, “Джерело опорної напруги”, *Патент на корисну модель 127377 Україна*, 25.07.2018.

[11] О. Д. Азаров, С. В. Богомоллов, К. В. Поліщук, та А. С. Фігас, “Двополюсне джерело струму”, *Патент на корисну модель 127212 Україна*, 25.07.2018.

[12] О. Д. Азаров, С. В. Богомоллов, А. М. Щуровська, та А. С. Фігас, “Двополюсне джерело струму”, *Патент на корисну модель 127213 Україна*, 25.07.2018.

Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

[13] 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.

[14] А. С. Фігас, “Багатоканальні аналого-цифрові системи, що самокоригуються для опрацювання акустичних сигналів”, на *Всеукраїнській науково-практичній Інтернет-конференції «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи»*. 2018. [Електронний ресурс]. Режим доступу:

<https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/mn/mn2018/paper/view/3587>. Дата звернення: Сер. 26, 2022.

[15] А. С. Фігас, “Відбивачі струму на біполярних транзисторах із підвищеним вихідним опором”, на *Всеукраїнській науково-практичній Інтернет-конференції «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи»*, 2020. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/mn/mn2020/paper/view/9134/8624>. Дата звернення: Сер. 26, 2022.

[16] А. С. Фігас, “Метод побудови підсилювача постійного струму”. на *L науково-технічній конференції підрозділів ВНТУ*, Вінниця. 2021. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/all-fitki/all-fitki-2021/paper/view/11972/10000>. Дата звернення: Сер. 26, 2022.

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

БН – буфер напруги

ВДК – вхідний двотактний каскад

ВС – відбивач струму

ДБН – двотактний буфер напруги

ДОН – джерело опорної напруги

ДОС – джерело опорного струму

ДПК – двотактний підсилювальний каскад

ДППС – двотактний підсилювач постійного струму

ДПС – джерело постійного струму

МН – масштабатор напруги

МПС – масштабатор-підсилювач струму

НПСЧ – надлишкові позиційні системи числення

ОП – операційний підсилювач

ПВЗ – пристрій вибірки зберігання

ПНС – перетворювач напруга-струм

ППС – підсилювач постійного струму

ПСС – перетворювач струм-струм

СЦР – системи цифрової реєстрації

ТКН – температурний коефіцієнт напруги

ЗМІСТ

ВСТУП.....	18
РОЗДІЛ 1. ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ СИСТЕМ ЦИФРОВОЇ РЕЄСТРАЦІЇ АНАЛОГОВИХ СИГНАЛІВ ТА ЇХ ФУНКЦІОНАЛЬНИХ ВУЗЛІВ.....	24
1.1 Огляд існуючих методів побудови систем цифрової реєстрації і відтворення аналогових сигналів та визначення перспективних напрямків досліджень	24
1.2 АЦП прискореного порозрядного врівноваження із ваговою надлишковістю на базі ЦАП на неточних елементах	31
1.3 Методи побудови багаторозрядних ЦАП із ваговою надлишковістю з нерозривною характеристикою перетворення	40
Висновки до розділу 1	51
РОЗДІЛ 2. МЕТОД ПОБУДОВИ СИСТЕМИ ЦИФРОВОЇ РЕЄСТРАЦІЇ З ВИСОКОЛІНІЙНИМ ВІДТВОРЕННЯМ АНАЛОГОВИХ СИГНАЛІВ НА БАЗІ АЦП І ЦАП ІЗ ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ.....	53
2.1 Високолінійна система реєстрації сигналів на базі АЦП прискореного порозрядного врівноваження з ваговою надлишковістю ...	53
2.2 Метод побудови багаторозрядного ЦАП з нерозривною характеристикою перетворення з ваговою надлишковістю на неточних елементах	60
2.3 Похибки характеристики відтворення системи реєстрації аналогової інформації на неточних елементах	71
Висновки до розділу 2	80
РОЗДІЛ 3. МЕТОДИ ПОБУДОВИ АНАЛОГОВИХ ВУЗЛІВ АЦП ПРИСКОРЕНОГО ПОРОЗРЯДНОГО ВРІВНОВАЖЕННЯ З ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ.....	83
3.1 Двотактний високолінійний буфер напруги на базі відбивачів струму	83

3.2 Високолінійний перетворювач струм-струм на базі двотактного балансного підсилювача постійного струму	92
3.3 Високолінійні відбивачі струму з високим та надвисоким вихідними опорами.....	101
Висновки до розділу 3	108
РОЗДІЛ 4. РЕКОМЕНДАЦІЇ ЩОДО ПРОЕКТУВАННЯ АНАЛОГОВИХ ВУЗЛІВ АЦП І ЦАП ДЛЯ СИСТЕМИ ЦИФРОВОЇ РЕЄСТРАЦІЇ НИЗЬКОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ	110
4.1 Система аналог-код-аналог на неточних елементах із нерозривною характеристикою перетворення	110
4.2 Джерело опорної напруги на базі генератора струму з компенсацією температурного дрейфу	114
4.3 Методологія з комп'ютерного моделювання аналогових вузлів системи аналог-код-аналог із нерозривною характеристикою перетворення	121
4.4 Широкопasmові двотактні балансні підсилювачі постійного струму для високолінійних систем аналог-код-аналог.....	127
Висновки до розділу 4	138
ВИСНОВКИ	139
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	142
ДОДАТКИ	152
Додаток А Акти впровадження	153
Додаток Б Список публікацій за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації	

ВСТУП

Актуальність теми. У першій половині ХХ ст. під час реєстрації й опрацювання інформації використовувалися електронні пристрої аналогового типу, що функціонували в реальному масштабі часу. З розвитком цифрової обчислювальної техніки ситуація кардинально змінилася. Цифрові методи реєстрування і опрацювання сигналів є досконалішими і точнішими. Це стало настільки важливим, що цифрове опрацювання аналогових сигналів вже стало виробничим стандартом.

Базові постулати теорії, в межах якої було доведено можливість відновлення неперервної функції за її дискретними відліками було сформульовано у першій половині ХХ століття відомими науковцями: Шенноном К., Найквістом Г., Котельниковим В. О. [1]–[3]. Саме ці постулати доводять практичну можливість створення систем цифрової реєстрації аналогових сигналів. Подальший розвиток в теорію дискретизації відновлення аналогових сигналів доклали Ahmed N., Bennett Christopher L., Blackledge Jonathan M., Broesch James D., Garg Hari K., Gaydecki P., Doug S., Hayes Monson H., Khan A., Lynn Paul A., Madisetti V., McClellan James H., Mulgrew B., Oppenheim Alan V., Porat B., Proakis John G., Richard Lyons G., Sen M. Kuo, Steiglitz K., Schuler Charles A., Smith Steven W., Stein Jonathan Y., Stergiopoulos S., Van De Vegte, Frerking Marvin, Jack Keith, Cheung Peter, Alencar Marcelo S., Swanson David C., Lyons Richard G., Benesty, Jacob [4]–[34].

Важливим аспектом реалізації таких систем є наявність пристроїв, за допомогою яких здійснюються процедури дискретизації і відновлення аналогових сигналів, до яких належать АЦП і ЦАП. Варто зазначити, що найважливішим їх параметром є розрядність. Саме цей параметр намагаються збільшити для покращення відношення сигнал/шум. Не менш важливим параметром АЦП є час перетворення вхідної величини у вихідний код із відповідним числом квантів. Варто зазначити, що отримати водночас високу швидкість перетво-

рення і велику розрядність є надскладною задачею, для вирішення якої було розроблено велику кількість АЦП.

У цьому плані варто згадати вітчизняних науковців: Кондалєва А. І., Романова В. О., Орнатського П. П., Швецького Б. Й. [35]–[39].

Школа професора Азарова О. Д. з кінця 80-х років минулого століття займається побудовою АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю з покращеними статичними і динамічними характеристиками [40]–[42]. Застосування таких АЦП і ЦАП у системах цифрової реєстрації, безумовно, має низку переваг, порівняно з двійковими АЦП і ЦАП, оскільки такий підхід до кодування і декодування аналогових величин гарантує високу лінійність характеристики відтворення аналогових сигналів у СЦР. Водночас, запропонований підхід, не зважаючи на свою перспективність, є недостатньо поширеним під час створення таких СЦР, що і зумовлює актуальність подальших наукових досліджень, виконаних у дисертаційній роботі.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дисертаційна робота здійснювалася здобувачем протягом 2017-2021 рр. відповідно до наукового напрямку кафедри обчислювальної техніки Вінницького національного технічного університету, зокрема, у ході виконання науково-дослідної роботи «Високопродуктивні багатоканальні аналого-цифрові самокалібровані системи моніторингу й синхронного опрацювання низькочастотних сигналів» № держ. реєстрації 0120U002205 (1.01.2020 – 31.12.2022 рр.).

Мета і задачі дослідження. Метою дисертаційної роботи є підвищення лінійності характеристики відтворення у системах цифрової реєстрації аналогових сигналів на базі АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю.

Для досягнення цієї мети необхідно розв'язати такі завдання:

1) здійснити аналітичний огляд існуючих методів цифрової реєстрації аналогових сигналів і систем, що їх реалізують, та окреслити перспективні напрямки подальших досліджень;

2) запропонувати й проаналізувати методи побудови високолінійних сис-

тем цифрової реєстрації аналогових сигналів на базі АЦП прискореного порозрядного врівноваження з ваговою надлишковістю;

3) розробити і дослідити метод створення струмового ЦАП із ваговою надлишковістю, побудованого на неточних елементах із нерозривною характеристикою перетворення;

4) обґрунтувати вибір основи надлишкової позиційної системи числення для побудови АЦП прискореного порозрядного врівноваження, а також ЦАП із нерозривною характеристикою відтворення;

5) розробити підхід до побудови двотактних широкосмугових підсилювачів постійного струму для швидкодіючих ЦАП із ваговою надлишковістю, побудованих на перетворювачах код-струм;

6) створити високолінійний буфер напруги на базі двотактного балансного підсилювача постійного струму та відбивачів струму з високим і надвисоким вихідним опором;

7) надати рекомендації щодо проектування аналогових вузлів АЦП і ЦАП для систем цифрової реєстрації низькочастотних сигналів.

Об'єкт дослідження – процес формування високолінійної характеристики відтворення аналогових сигналів у СЦР.

Предмет дослідження – розроблення методів підвищення лінійності відтворення аналогових сигналів у СЦР на базі АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю.

До основних методів дослідження належать: методи аналізу та синтезу – для вивчення функціональної організації високолінійних систем аналог-код-аналог на неточних елементах для реєстрації низькочастотних аналогових сигналів; метод введення вагової надлишковості в ЦАП на неточних елементах – для формування його нерозривної характеристики перетворення; метод евристичного синтезу – для побудови високолінійних двотактних аналогових вузлів, а також високолінійних відбивачів струму із високим та надвисоким вихідним опором; метод системного аналізу – для створення структури СЦР на базі АЦП і ЦАП прискореного порозрядного врівноваження з ваговою надлиш-

ковістю; метод введення вагової надлишковості в АЦП порозрядного врівноваження – для підвищення його швидкодії; методи схемотехнічного аналізу – для оцінювання статичних і динамічних похибок; комп'ютерне моделювання електронних схем із використанням сучасних інтегрованих пакетів прикладних програм схемотехнічного аналізу для дослідження статичних і динамічних характеристик аналогових пристроїв.

Наукова новизна одержаних результатів. Основним науковим результатом є створення методів підвищення лінійності характеристики відтворення систем цифрової реєстрації аналогових сигналів шляхом застосування АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю, а саме:

уперше запропоновано метод побудови системи цифрової реєстрації із підвищеною лінійністю характеристики відтворення аналогових сигналів на базі АЦП прискореного порозрядного врівноваження із ваговою надлишковістю;

удосконалено:

– метод створення струмового ЦАП на неточних елементах, що, на відміну від існуючих підходів, шляхом застосування вагової надлишковості дозволяє отримати нерозривну характеристику відтворення аналогових сигналів;

– підхід до побудови АЦП прискореного порозрядного врівноваження, що, на відміну від існуючих, дозволяє підвищити його швидкість до потрібного рівня шляхом обґрунтування значення основи надлишкової позиційної системи числення;

– метод побудови ЦАП на неточних елементах, що, на відміну від існуючих підходів, дозволяє отримати нерозривну характеристику відтворення шляхом застосування потрібного значення основи надлишкової позиційної системи числення;

дістав подальшого розвитку підхід до побудови широкосмугових підсилювачів постійного струму для швидкодіючих ЦАП із ваговою надлишковістю, побудованих на перетворювачах код-струм із застосуванням двотактної структури.

Практичне значення одержаних результатів. Отримані під час напи-

сання дисертаційної роботи наукові положення сприяли розробленню і створенню високолінійних багаторозрядних аналого-цифрових систем. Основними практичними результатами при цьому є такі:

1) запропоновано рекомендації щодо створення системи цифрової реєстрації аналогових сигналів із підвищеною лінійністю характеристики відтворення на базі АЦП і ЦАП з ваговою надлишковістю;

2) захищено патентами України запропоновані схемні реалізації:

- двотактного високолінійного буфера напруги;
- широкосмугового високолінійного двотактного перетворювача струм-струм із заземленим навантаженням;
- джерела опорної напруги на базі генератора струму з компенсацією температурного дрейфу;
- високолінійних відбивачів струму з високим та надвисоким вихідними опорами.

Основні наукові результати та практичні рекомендації впроваджено на ТОВ МАЙТЕК ПЛЮС, зокрема, методи підвищення лінійності характеристики відтворення систем цифрової реєстрації аналогових сигналів шляхом застосування АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю, рекомендації щодо створення таких систем, а також схемні реалізації: двотактного високолінійного буфера напруги, широкосмугового високолінійного двотактного перетворювача струм-струм із заземленим навантаженням, джерела опорної напруги на базі генератора струму з компенсацією температурного дрейфу, високолінійних відбивачів струму з високим та надвисоким вихідними опорами (акт впровадження від 06.09.22 р.), а також у навчальний процес на кафедрі обчислювальної техніки Вінницького національного технічного університету в межах викладання дисциплін «Комп'ютерна електроніка», «Лінійні інтегральні схеми», «Аналого-цифрова техніка» (акт впровадження від 20.06.2023 р.).

Особистий внесок здобувача. Всі результати наукових і експериментальних досліджень, що увійшли до дисертаційної роботи, отримані і розроблені автором особисто. Особистий внесок здобувача у працях, написаних у співав-

торстві, полягає у пропозиції: [43] – використовувати перехід база-емітер біполярного транзистора як стабілітрон; [44] – використовувати вагову надлишковість у вигляді надлишкової позиційної системи числення; [45] – застосовувати двотактну структурну організацію схем; [46] – вводити внутрішній зворотний зв'язок у схеми відбивачів струму; [47] – зменшувати вхідний струм шляхом застосування складених транзисторів Шиклаї; [48] – здійснювати аналого-цифрове перетворення з можливістю подальшого опрацювання його результатів на ПК для реалізації пасивного акустичного сканування внутрішніх органів людини; [49] – використовувати блок балансування струмів; [50] – введення двотактного вихідного каскаду для збільшення коефіцієнта передавання; [51] – двотактного підсилення протифазних струмів у підсилювачі постійного струму; [52] – застосування вихідного каскаду для підвищення навантажувальної здатності; [53] – використовувати джерела струму з навантаженням по обох полярностях джерела напруги живлення; [54] – застосовувати двополусне джерело струму як внутрішній генератор робочого струму схеми.

Апробація результатів дисертації. Основні положення дисертаційної роботи було апробовано на 4 науково-технічних конференціях ВНТУ, зокрема: 6 міжнародній науково-практичній конференції «Методи та засоби кодування, захисту й ущільнення інформації» (м. Вінниця, 2017 р.), Всеукраїнській науково-практичній Інтернет-конференції «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи» (м. Вінниця, 2018 р., 2020 р.), 1 науково-технічній конференції підрозділів ВНТУ (м. Вінниця, 2021 р.) [48], [56]–[58].

Публікації. За результатами наукових досліджень опубліковано 16 наукових праць, з яких: 6 статей у наукових журналах [43]–[47], [55], що входять до переліку періодичних фахових видань; 6 патентів на корисну модель [49]–[54], 4 тез доповідей на наукових конференціях [48], [56]–[58].

Структура та обсяг роботи. Дисертація складається зі вступу, чотирьох розділів, що містять 61 рисунок і 3 таблиці, висновків, списку використаних джерел (111 найменувань) та додатків. Загальний обсяг дисертації складає 157 сторінок, з яких основний зміст викладено на 123 сторінках.

РОЗДІЛ 1

ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ СИСТЕМ ЦИФРОВОЇ РЕЄСТРАЦІЇ АНАЛОГОВИХ СИГНАЛІВ ТА ЇХ ФУНКЦІОНАЛЬНИХ ВУЗЛІВ

1.1 Огляд існуючих методів побудови систем цифрової реєстрації і відтворення аналогових сигналів та визначення перспективних напрямків досліджень

Існують такі методи цифрового запису аналогових сигналів: механічний, магнітний, магнітооптичний, лазерний, оптичний (фотографічний), на електронному носії.

Механічний звукозапис [28]–[32] засновано на вирізанні (витисканні) в матеріалі носія запису канавки пристроєм, що записує – рекордером. Під час подання на рекордер сигналу з виходу підсилювача різець починає коливатися і вирізати канавку складної форми. Така канавка називається модульованою. По закінченню запису на поверхню диску наносять шар срібла, що слугує струмопровідником під час електрохімічного процесу нанесення нікелю. Якщо сигнал відсутній, то канавка буде без звивин, тобто не модульованою. Отриману копію (перший оригінал) використовують для виготовлення повних копій (других оригіналів) виготовляють матрицю для пресування платівок. Однієї матриці достатньо для виготовлення до тисячі платівок. Матеріалом платівок слугує вініл. Спектр запису при цьому сягає 40-45кГц.

Фотографічний запис [28]–[32] засновано на дії світлового потоку на світлочутливий шар носія запису – кінострічки. Електричний сигнал від мікрофона через підсилювач запису надходить на модулятор світла МС (рис. 1.1).

Промодульований світловий потік утворює на світлочутливому шарі негативної стрічки НЛ вузький записаний штрих змінної ширини або змінної інтенсивності. Після фотохімічного опрацювання та копіювання утворюється позитивна фотографія ПФ.

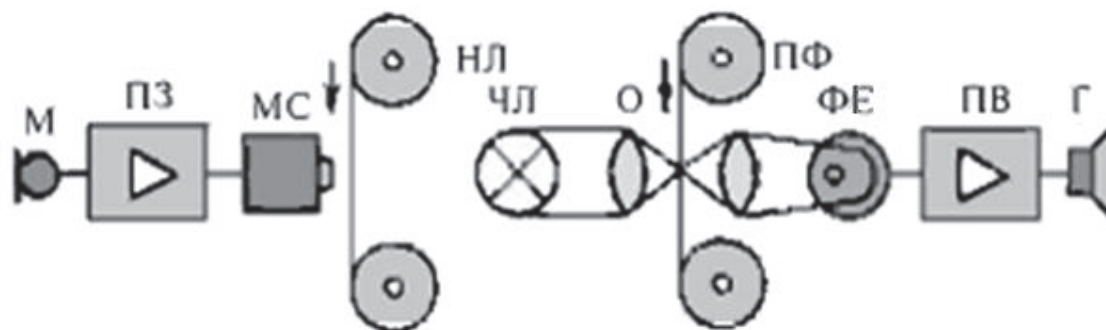


Рисунок 1.1 – Схема фотографічного запису звука

Під час відтворення джерело світла – лампа читання ЛЧ – за допомогою оптичної системи О створює у площині позитивної фотографії вузький штрих, що читає. Промодульований фонограмою світловий потік потрапляє на фотоелемент ФЕ.

Слід зазначити, що під час запису способом змінної щільності треба ретельно підбирати режим проявлення, інакше при відхиленні від нього збільшуються нелінійні спотворення. За модулятор світла використовують перетворювач електромеханічного, електроскопічного та електронно-променевого типу.

Магнітний звукозапис [28]–[32] засновано на властивості феромагнітних матеріалів намагнічуватися під впливом електромагнітного поля і зберігати залишкове намагнічення після виходу з цього поля. У міру потреби отриману фонограму можна стерти змінним магнітним полем.

Поле магнітної голівки намагнічує стрічку і перетворює змінення сигналу у просторові зміни залишкової намагніченості стрічки. Запис являє собою сукупність великої кількості магнітиків, що мають різну довжину та напруженість поля. Магнітний шар виготовляється з магнітотвердого феромагнітного матеріалу. Процес магнітного запису наведено на рис. 1.2.

Поле підмагнічування забезпечує запис сигналів із застосуванням лінійних ділянок основної кривої намагнічуваності. Оскільки поле підмагнічування встигає перемагнітити стрічку декілька разів за час проходження повз зазору голівки, то ці коливання практично не залишаються в запису.

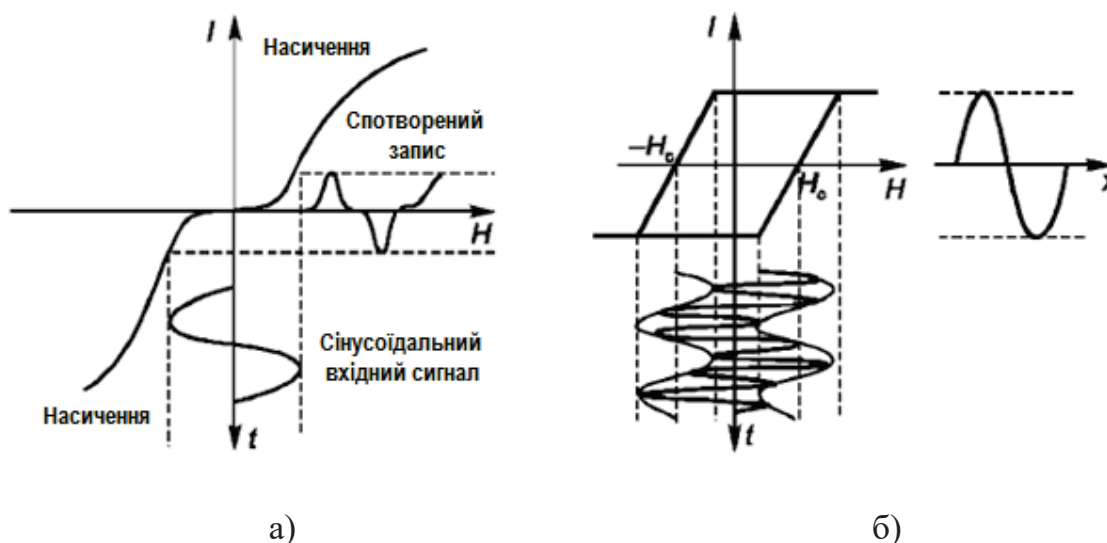


Рисунок 1.2 – Процес магнітного запису: а) без підмагнічування на розмагнічений носій; б) з високоякісним підмагнічуванням

Крім стрічки, як носій може використовуватися тонкий дріт. При цьому інформація записується на носій 50 мкм під час повільного його переміщення. На котушку діаметром 3 см можна записати інформацію тривалістю декілька годин. Дротяний носій дозволив створити магнітофон «Портфель» (м. Київ), котрий міг записувати інформацію цілодобово протягом тижня без участі людини. Найбільшого поширення дротяні накопичувачі набули в авіації (чорні скриньки).

Для реалізації процедури цифрової реєстрації аналогового сигналу у вигляді коду треба здійснити процедури дискретизації, квантування і запис його на цифровий носій інформації. Під дискретизацією розуміють перетворення функцій безперервних змінних у дискретні змінні. По цих змінних відновлюють безперервні змінні із заданою точністю. Роль дискретних відліків виконують квантовані значення функцій. Під квантуванням розуміють перетворення безперервних за значеннями величин на величину з дискретною шкалою рівнів квантування. Сутність квантування полягає в заміні неперервної функції на закінчену множину цифрових відліків.

Головна вимога до частоти дискретизації визначається теоремою відліків або теоремою Віттакера – Найквіста – Котельникова – Шеннона [1]–[3]. Вона

стверджує, що, якщо безперервний сигнал має спектр, обмежений частотою f_{max} , то він може бути однозначно і без втрат відновлений за своїми дискретними відліками, взятими із частотою $f_{\delta}=2 f_{max}$, або з періодом

$$T_{\delta} = \frac{1}{2 f_{max}}.$$

Теорему можна сформулювати зворотним чином, а саме: для того, щоб відновити сигнал за його дискретними відліками без втрат, треба, щоб частота дискретизації була, хоча б у двічі більше, за максимальну частоту первинного неперервного сигналу $f_{\delta} \geq 2 f_{max}$.

Із теореми відліків випливають два наслідки:

а) будь-який аналоговий сигнал може бути відновлений з якою завгодно точністю за своїми дискретними відліками, взятими з частотою $f_{\delta} > 2 f_{max}$, якою обмежений спектр реального сигналу;

б) якщо максимальна частота в сигналі перевищує половину частоти дискретизації, то способу відновити сигнал з дискретного в аналоговий не існує.

У теперішній час набув поширення цифровий запис аналогових низько-частотних сигналів. Суть його полягає в тому, що цілковите відтворення сигналу на стороні прийому можливо коли передається не весь сигнал, а лише періодично виділені з нього відліки. Цифрова система запису вимагає зображення вхідного аналогового сигналу у цифровій формі, а вихідного цифрового сигналу – в аналоговій формі. Для цього використовуються аналого-цифрові (АЦП) і цифроаналогові (ЦАП) перетворювачі.

Узагальнена структурна схема цифрової системи перетворення й передавання аналогових сигналів зображена на рис. 1.3.



Рисунок 1.3 – Цифрова система перетворення й передавання аналогових сигналів

Тут: 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.

Основні переваги цифрового запису:

- можливість отримання великого динамічного діапазону;
- відсутність детонації (паразитна частотна модуляція) сигналу;
- відсутність спотворень АЧХ для будь-яких рівнів сигналу в межах динамічного і частотного діапазонів.

Квантування сигналу описується характеристикою квантування. Число рівнів квантування n і число двійкових розрядів АЦП визначають динамічний діапазон перетворення D . Він вимірюється у дБ, залежно від числа розрядів АЦП або ЦАП, на базі виразу

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

де n – число двійкових розрядів.

Водночас слід зауважити, що для високоякісного цифрового запису треба, щоб АЦП і ЦАП мали високолінійну характеристику перетворення.

В останні десятиліття набув поширення лазерний звукозапис на компакт-диск (CD) [28]–[32]. Компакт-диск – оптичний носій інформації у вигляді пластикового диску з отвором у центрі. Процес запису і зчитування інформації здійснюється за допомогою лазера. Такий підхід було розроблено разом фірмами Philips і Sony наприкінці 70-х років. Практично фірма Philips створила функціональні принципи та апаратні засоби, а фірма Sony – способи перетворення сигналів та відповідну схемотехніку.

Носієм первинного запису слугує скляний полірований диск, на який нанесено шар лаку товщиною 0,12-0,15 мм, чутливий до дії світла. Запис здійснюють лазерним променем. Процес отримання копій нагадує процес виготовлення грамплатівок. На лакову поверхню диску наносять хімічним шляхом або напилюванням у вакуумі шар срібла. Далі електропровідну поверхню покривають шаром нікелю. Багатократним копіюванням отримують

матриці, якими пресують компакт-диски з розрідженого полікарбонату. Під час відтворення аналогового сигналу промені лазера потрапляють на фотодіод, котрий перетворює потік світла у послідовний потік цифрових сигналів. У ньому містяться й тактові сигнали. Декодер керуючих та індикаторних сигналів генерує сигнал для регулювання частоти обертів двигуна приводу диску, фокусування променю лазера і слідування за положення плями променю на доріжці запису й для пошуку потрібного фрагменту сигналограми. Після відокремлення мультиплікатором потік звукоданих подається на ЦАП, котрий відтворює стереофонічні сигнали лівого й правого каналів. Конструкція DVD (Digital Versatile Disk – цифровий універсальний диск) має структуру, аналогічну структурі диску CD. Для збільшення ємності диску треба зменшувати довжину хвилі лазерного променю. У DVD використовують червоний лазер, що працює на довжині хвилі 630-635 нм.

Працівники Philips і Sony помітили, що збільшення розрядності АЦП і ЦАП хоча і покращує якість, проте не усуває недоліків, що притаманні цифровим пристроям. ці компанії запропонували аналого-цифровий перетворювач – DSD (Digital Stream Digital). Причому однорозрядна система DSD здатна опрацьовувати гармоніки високого порядку відтворюючи звукову хвилю, практично ідентичну вихідній. Як недолік слід відзначити потребу різкого збільшення швидкодії (частота дискретизації – 2,8224 МГц). Технологія DSD перетворення реалізується носієм SACD (Super Audio Compact Disk).

Диск Super Audio має такі самі розміри, як звичайний CD, але SACD – це диск високої щільності. Завдяки розробленій Sony технології Super Bit Mapping Direct (SBMD) для перетворення потоку даних DSD і запису його в стандарт CD, такий диск навіть на звичайному CD програвачі забезпечить високу якість.

Ще одним різновидом є магнітооптичний запис [28]–[32]. Він здійснюється за допомогою магнітної голівки й лазерного променю на спеціальний магнітооптичний шар. Його виготовляють із тербію, фериту й кобальту, що дозволяє витратити майже утричі менше енергії на намагнічування під час запису й перезапису. Під час взаємодії лазерного випромінювання й магнітного

матеріалу виникає магнітооптичний ефект Керра. Спеціально для цього розроблено формат MiniDisk для ущільнення цифрової інформації ATRAC (адаптивне трансформоване кодування звукового сигналу). Мета ATRAC звести до мінімуму шум переквантування, що виникає під час оцифрування аналогового сигналу. В останні десятиліття використовується запис на флеш-пам'ять [34]. Щорічно ринок флеш-пам'яті зростає більше, ніж 15%. Використання флеш-пам'яті для зберігання різних параметричних даних дозволяє не тільки підвищити продуктивність системи, але й дозволяє збільшити її надійність і зменшити вартість. На відміну від оперативної пам'яті флеш-пам'ять енергонезалежна і здатна зберігати інформацію довготривало навіть після вимкнення живлення.

Функціонування флеш-пам'яті складається з трьох операцій – запису або програмування, читання і стирання. Модулі флеш пам'яті мають обмежені терміни служби. Проте, мікросхеми Flash Memory Boot Block повинні витримувати не менше ста тисяч циклів перезапису. Одним циклом перезапису вважають цикл запису і стирання блока інформації не менше 8 байт.

Базовим аспектом реалізації систем цифрової реєстрації з високою лінійністю характеристики відтворення аналогових сигналів є пристрої, що реалізують процедури дискретизації і відновлення таких сигналів, а саме АЦП і ЦАП.

Найшвидкішим типом АЦП є паралельні, проте вони мають значну кількість обладнання і велику споживану потужність. Деяко економнішими є паралельно-послідовні АЦП, але і вони не позбавлені вищезазначених недоліків.

Найпоширенішим видом АЦП є АЦП порозрядного врівноваження, але швидкість їх обмежена. Водночас, перспективним шляхом істотного (в 5–10 разів) покращення швидкодії багаторозрядних АЦП порозрядного врівноваження є побудова цих пристроїв із ваговою надлишковістю у вигляді надлишкових позиційних систем числення. Причому, варто зазначити, що тип НПСЧ задається побудовою ЦАП, що входить до складу АЦП порозрядного врівноваження. Варто зазначити, що застосування НПСЧ є доволі ефективним для покращення характеристик АЦП і ЦАП, принаймні, за двома аспектами,

по-перше, дозволяє скоротити у 5–10 разів (час перетворення багаторозрядного (14–16 двійкових розрядів) АЦП; по-друге, надає можливість будувати ЦАП на низькоточних елементах за спрощеною технологією (без лазерного припасування ваг розрядів). Так, наприклад, у випадку застосування НПСЧ на основі «золотої» пропорції із похибкою формування ваг розрядів до 20% (похибка диференційної лінійності) характеристика перетворення такого ЦАП не буде мати розривів. Таким чином, запропонований підхід надасть такі переваги, а саме: під час перетворення вхідного аналогового сигналу на код в АЦП порозрядного врівноваження прискореної швидкодії достатньо врівноважити вхідний сигнал із похибкою на рівні ваги молодшого розряду. Якщо отриманий код перетворити на виході ЦАП на аналогову величину, то значення вхідної величини АЦП і вихідної ЦАП будуть відрізнятися не більше, ніж на похибку зсуву нуля компаратора АЦП.

Таким чином, для всіх множин вхідного сигналу АЦП вихідний сигнал ЦАП буде відрізнятися лише адитивною похибкою характеристики перетворення АЦП. Варто додати, що нелінійна складова на характеристиках перетворення АЦП і відтворення ЦАП є відсутньою. Це свідчить про те, що розглянутий підхід кодування і декодування аналогових величин гарантує високу лінійність характеристики відтворення аналогових сигналів у системах цифрової реєстрації.

1.2 АЦП прискореного порозрядного врівноваження з ваговою надлишковістю на базі ЦАП на неточних елементах

Параметри комп'ютерних систем автоматичного керування цифрових вимірювальних приладів, гібридних обчислювальних комплексів у значній мірі залежать від характеристик перетворення інформації, зокрема, аналого-цифрового перетворення. Істотне значення при цьому має швидкодія аналого-цифрових перетворювачів (АЦП). Існують різні шляхи покращення вказаного

параметру АЦП. Для цього широко застосовують структурні, схемотехнічні та технологічні методи. Досить велику питому вагу (близько 60%) серед різних класів перетворювачів аналог-код мають так звані АЦП порозрядного врівноваження (кодування). Вони відрізняються достатньо простою реалізацією та середньою швидкістю [59] – [76].

У НПСЧ з дробовими вагами розрядів будь-яке дійсне число A можна зобразити у вигляді [40–42], [77]:

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

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.

При $\alpha=1$ система числення вироджується в одиничну, а при $\alpha=2$ – у двійкову. Варто зазначити, що вказана формула зображення чисел для техніки АЦП не є прийнятною, тому що вимагає наявності нескінченно великого числа розрядів. Тому в останньому випадку використовується зображення натуральних чисел

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

Значення методичної похибки ΔN такого зображення залежить від набору a_i , тобто різновиду НПСЧ. Якщо $a_i \in \{0,1\}$, то це є система типу НПСЧ(0,1). При цьому $\Delta N < 1,0$. Якщо $a_i \in \{1,-1\}$ (НПСЧ(1,1)), то похибка $\Delta N < 2,0$. Визначальною особливістю НПСЧ є можливість багатозначного зображення чисел. Наочно це видно на прикладі «золотої» системи числення. Так початковий відрізок натуральних чисел у цьому випадку зображується, як показано нижче.

Незважаючи на те, що в НПСЧ(-1,1) точно зобразувати можна тільки парні числа, діапазон чисел такої системи вдвічі більший ніж у НПСЧ(0,1).

У НПСЧ у порівнянні з двійковою системою подовжується розрядна сітка. При цьому число розрядів n_α в НПСЧ визначається співвідношенням $n_\alpha = \gamma_n \cdot n_2$, де $\gamma_n = \ln 2 / \ln \alpha$ – коефіцієнт подовження.

<i>ваги розрядів</i>	α^3	α^2	α^1	α^0	α^1	α^2	α^3	α^4	α^5
0=	$\bar{1}$	1	1	$\bar{1}$	1	1	$\bar{1}$	1	1
2=	$\bar{1}$	1	1	1	1	1	$\bar{1}$	1	1
	1	$\bar{1}$	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	$\bar{1}$	1	1
4=	1	$\bar{1}$	1	1	$\bar{1}$	1	$\bar{1}$	1	1
	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	$\bar{1}$	1	1
6=	1	1	1	1	$\bar{1}$	1	$\bar{1}$	1	1
	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$
8=	1	1	1	1	$\bar{1}$	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$
	1	1	1	$\bar{1}$	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$

Для окремих α параметр γ_n має значення

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

Незважаючи на збільшення розрядної сітки, швидкодія АЦП на основі НПСЧ не зменшується, а навпаки, може бути істотно збільшена. Зазначений ефект виникає під час порозрядного врівноваження внаслідок витрати частини надлишковості ваг розрядів на автокомпенсацію динамічних похибок із сигналу, що форсує [40], [41].

Відомо, що наявність при аналого-цифровому перетворенні динамічних похибок може призвести до появи розривів кодувальної характеристики. При правильному ж аналого-цифровому перетворенні наприкінці врівноважування похибка недовстановлення не повинна перевищувати половини ваги молодшого розряду:

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

де Δ_g – динамічна похибка квантування;

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

$t_{np} = \Delta t \cdot N$ – сумарний час перетворення;

Δt – тривалість такту зрівноважування.

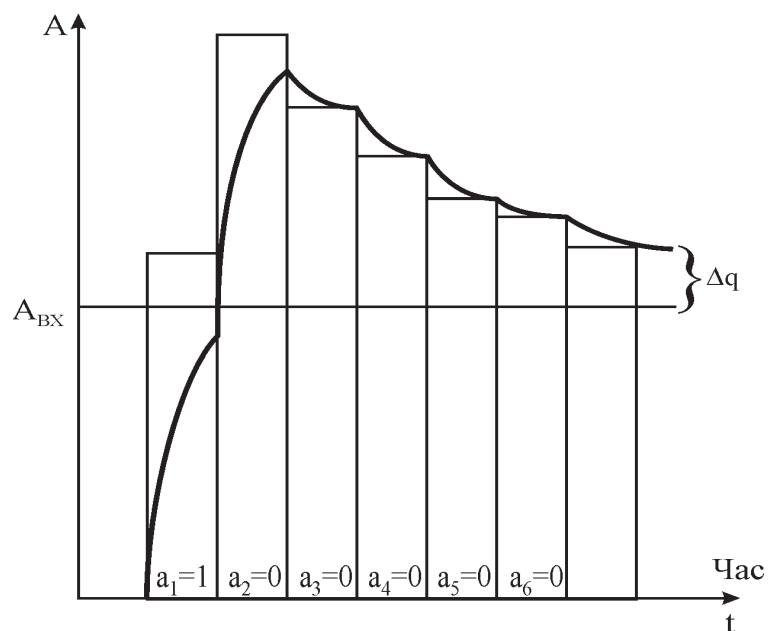
Наявність похибки на кожному з тактів врівноваження може призвести до невключення необхідного розряду або до помилкового включення розряду, що перевищує по своїй вазі різницевий некомпенсований сигнал. У двійкових АЦП зазначені помилки не можуть бути виправлені на наступних тактах врівноваження і спричиняють похибки, що виявляються в розривах передатної характеристики. Мінімальна тривалість такту у двійковому АЦП визначається значенням [43]:

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

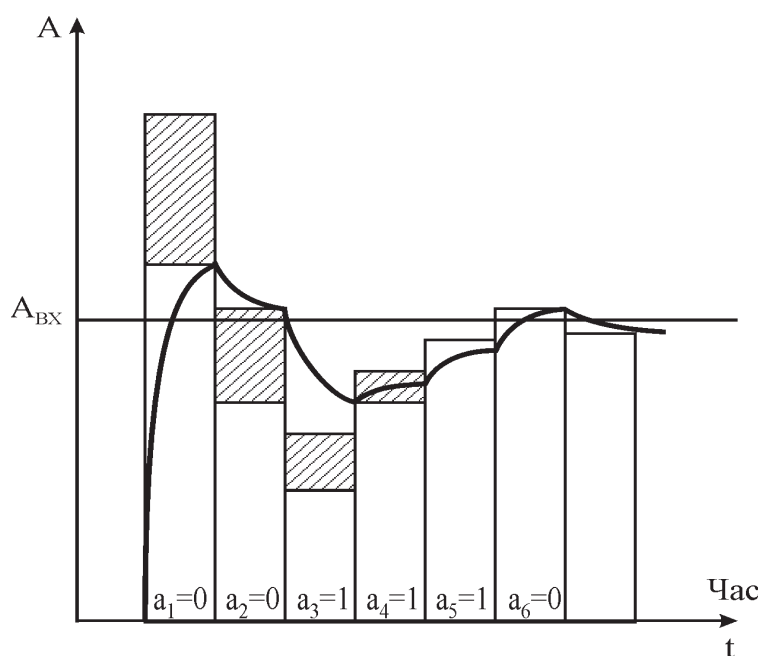
де τ – постійна часу перехідних процесів.

На рис. 1.4 наведено ілюстрацію перехідних процесів на виході схеми порівняння. На рис. 1.4 а) – для двійкового АЦП, а на рис. 1.4 б) – АЦП на основі НПСЧ(1,1) при $\alpha=1,80$, $t_m=1,8\tau$ із застосуванням форсуючого сигналу. У першому випадку виникає велика похибка врівноваження $\Delta A_{ep}=2,0 \cdot Q_0$ (Q_0 – вага молодшого розряду АЦП). У другому $\Delta A_{ep}=1,5 \cdot Q_0$ задовольняє нормі.

В АЦП на основі НПСЧ поява помилок типу «невключення» розряду компенсується на наступних тактах перетворення за рахунок включення групи більш молодших розрядів. Усунення помилок через помилкове включення i -го розряду може бути досягнуто введенням додаткового аналогового сигналу $Q_{дон.i}$, що включається на час такту порівняння [40], [41].



а)



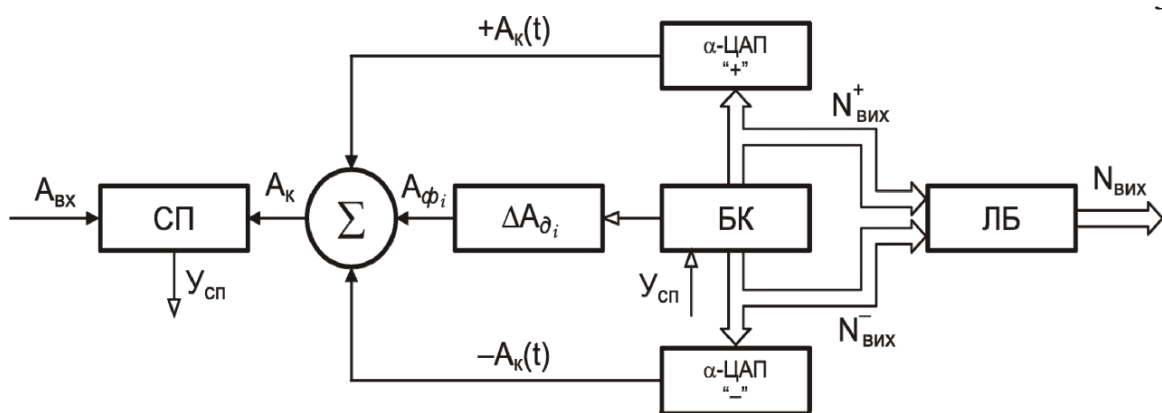
б)

Рисунок 1.4 – Аналого-цифрове врівноваження з малою тривалістю t_m :а) $\alpha=2$; б) $\alpha=1,8$

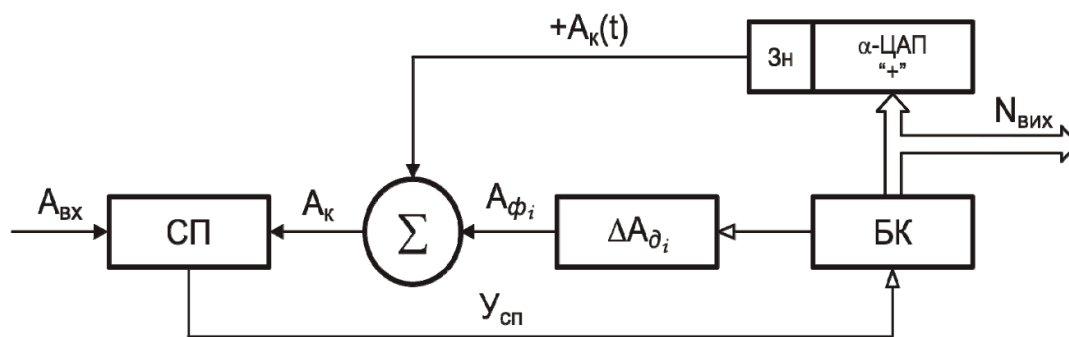
При цьому відбувається «форсування» перехідних процесів і відпадає потреба домагатися точного встановлення сигналу, що компенсує.

Застосування СЧВН (1, -1) дозволяє здійснювати прискорене самокомпенсоване і форсоване [40], [41] аналого-цифрове перетворення. У першому випадку в рамках наявної надлишковості відбувається автоматична компенсація похибок усталення за рахунок властивостей симетричності, що властива знакорозрядним системам числення з розрядними коефіцієнтами $a_i \in \{1, -1\}$. При форсованому врівноваженні використовуються додаткові допоміжні аналогові сигнали, що збільшують (форсують) швидкість змінення основного компенсуючого аналогового сигналу $A_k(t)$. Це дозволяє додатково скоротити тривалості тактів t_T . У випадку застосування СЧВН (0,1) прискорене врівноваження можливе тільки у форсованому режимі.

У процесі прискореного «самокомпенсованого» аналого-цифрового перетворення відбувається «природна» автокомпенсація динамічних похибок, але не повною мірою використовуються позитивні властивості вагової надлишковості СЧВН (1, -1). Результативнішим є застосування методу прискореного форсованого перетворення. Структурна схема АЦП на основі СЧВН (1,-1), що реалізує прискорене форсоване врівноваження («скорочене» і «подовжене»), наведена на рис. 1.5 а). Тут СП – схема порівняння, « Σ » – суматор аналогових сигналів; ΔA_{i0} – генератор аналогових сигналів, що форсують; ЛБ – логічний блок для формування вихідного коду $N_{вих}$; БК – блок керування, що забезпечує функціонування пристрою. В окремому випадку генератор ΔA_{i0} може бути відсутнім. Його роль можуть виконувати цифро-аналогові перетворювачі α -ЦАП «+» і α -ЦАП «-». Ця обставина зумовлена, тим, що процес перетворення здійснюється від старших розрядів до молодших. При цьому, поки йде формування коду результату $N_{вих}$ у старших розрядах, молодші «незайняті» розряди можуть використовуватися для генерування. Суть прискореного форсованого врівноваження в АЦП на основі НПСЧ (1, -1) полягає в тому, що на кожному такті при включенні чергового i -го розряду, починаючи зі старшого $(n-1)$ -го, додатково на час тривалості такту $t_T = t_w$ включається додатковий аналоговий сигнал ΔQ_{di} , що підсумовується по модулю з основним.



а)



б)

Рисунок 1.5 – Структурні схеми АЦП, що реалізують форсовані алгоритми прискореного врівноваження: а) на основі СЧВН (1,-1); б) на основі СЧВН (1,0)

У результаті цього протягом i -го такту компенсуючий сигнал A_k формується як сума сигналів $Q_i + \Delta Q_{\delta i}$. На наступному такті разом з $(i+1)$ -м розрядом включається новий додатковий сигнал $\Delta Q_{\delta i+1}$, а попередній $\Delta Q_{\delta i}$ – виключається. Відповідно, у формуванні A_k на $(i+1)$ -му такті також бере участь сума $Q_i + \Delta Q_{\delta i+1}$. На $(i+2)$ -му такті використовується новий додатковий сигнал $\Delta Q_{\delta i+2}$, а попередній – виключається. Аналогічна процедура повторюється до кінця врівноваження. Застосування додаткового сигналу $\Delta Q_{\delta i}$ під час тривалості такту дозволяє дещо збільшити швидкість наростання компенсуючого сигналу. Так, при відсутності додаткового сигналу за час такту врівноваження компенсуючий сигнал устанавлюється до рівня $A_{ki}^*(t) = Q_i \cdot (1 - e^{-t\tau/\tau})$, при наявності – до рівня $A_{ki}^*(t) = (Q_i + \Delta Q_{\delta i}) \cdot (1 - e^{-t\tau/\tau})$. Варіюючи значенням $\Delta Q_{\delta i}$ при

заданому t_T , можна регулювати співвідношення між $A_{ki}^*(t)$ і Q_i . У цьому випадку надлишковість виявляється в можливості компенсації штучного зростання ваги i -го розряду (за рахунок додаткового сигналу) сумою ваг молодших розрядів при безінерційному врівноваженні. Використання додаткового допоміжного сигналу призводить до короткочасної (на час такту) зміни ваг розрядів на кожному такті врівноваження. Ця обставина може викликати появу розривів у статичній характеристиці вхід-вихід АЦП [40], [41], [77]. У цьому зв'язку доцільно оцінити припустимі значення δQ_0 на заданому інтервалі, а саме для умови нерозривності характеристики вхід-вихід. Причому це слід виконати в першу чергу для випадку безінерційного врівноваження, тобто коли відсутні динамічні похибки. Доцільно також відзначити, що при цьому немає необхідності задавати великі тривалості тактів або значення $\tau=0$. Досить при використанні вищерозглянутої методики моделювання «особливих» точок уводити такі значення t_T , при яких похибки встановлення δQ будуть істотно меншими за вагу молодшого розряду. Так при $t_T=20\tau$ маємо $\delta Q=0.210^{-8}$. При цьому, якщо, наприклад, вага старшого $(n-1)$ -го розряду $Q_{n-1}=10^5$, тоді абсолютна похибка усталення $\Delta Q_{n-1}=0.210^{-3}$, що значно менше ваги молодшого розряду $Q_0=1$.

Максимальна продуктивність системи визначається відношенням виграшу у швидкодії до програшу в витратах обладнання, що характерно для надлишкових систем числення. Згідно [78] коефіцієнт ефективності γ_e дорівнює:

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

де γ_n – коефіцієнт подовження розрядної сітки;

$\gamma_{шв}$ – коефіцієнт збільшення швидкодії.

Позитивний ефект, що полягає в забезпеченні прискореного перетворення, оцінюється за допомогою коефіцієнта підвищення швидкодії у вигляді [40], [41]:

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

де $T_{пер2}$ – час перетворення при $\alpha = 2$;

$T_{пер\alpha}$ – час перетворення для СЧВН.

У найпростішому випадку $T_{пер2}=n \cdot t_2$, $T_{пер\alpha}=n_\alpha \cdot t_\alpha$, тривалості тактів $t_2=n \cdot \tau \cdot \ln 2$, а $t_\alpha=-\tau \cdot \ln(\delta Q - \delta Q_{cm})$.

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

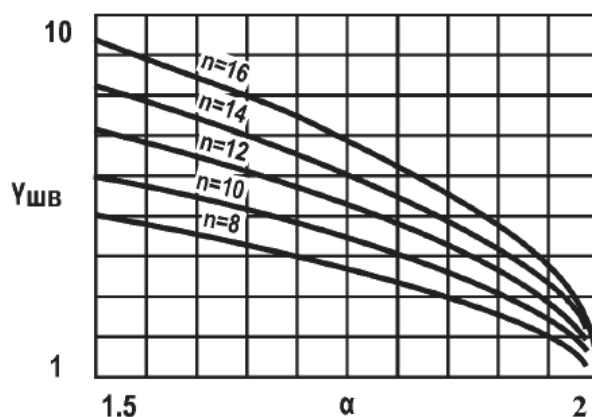
де δQ_{cm} – статична похибка формування $A_\kappa(t)$, зумовлена, зокрема, відхиленнями від необхідних значень параметрів аналогових вузлів, максимального значення припустимої похибки, що залежить від типу СЧВН і різновиду алгоритму врівноваження.

Графічну інтерпретацію залежності $\gamma_{ув}=f(\alpha, n)$ для цього випадку при $\delta Q_{cm}=0$ показано на рис. 1.6 а).

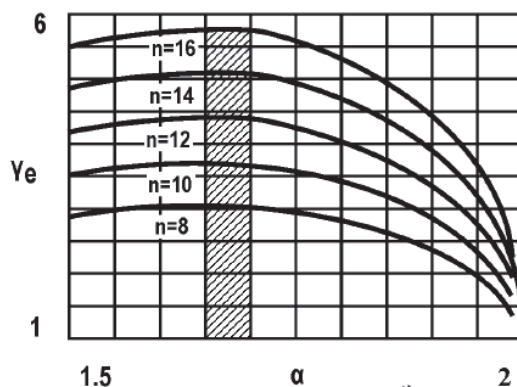
Характер змінення отриманих кривих показує, що $\gamma_{ув}$ зростає при зменшенні α і збільшенні n . Так, зокрема, при $\alpha=1,60$ і $n=16$, значення $\gamma_{ув}=9$. У міру зростання складової δQ_{cm} сім'я кривих зміщується вліво. Якщо за витрати виступає збільшення кількості устаткування, то цей показник оцінюється коефіцієнтом подовження розрядної сітки γ_n . Підставляючи в (1.6) $\gamma_{ув}$ і γ_n отримаємо:

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

Графічну інтерпретацію залежності $\gamma_e=f(\alpha, n)$ при $\delta Q_{cm}=0$ наведено на рис. 1.6 б). Форма кривих отриманої сім'ї показує наявність максимумів ефективності на інтервалі значень α , а також демонструє збільшення ефективності зі зростанням n . Зона екстремальних γ_e умовно знаходиться на інтервалі $1,65 < \alpha < 1,70$.



а)



б)

Рисунок 1.6 – Ефективність підвищення швидкодії: а) $\gamma_{шв} = f(\alpha, n)$;

б) $\gamma_n = f(\alpha, n)$

Задання α саме з такими значеннями дозволяє досягти максимального підвищення швидкодії з мінімальними додатковими витратами устаткування.

1.3 Методи побудови багаторозрядних ЦАП із ваговою надлишковістю з нерозривною характеристикою перетворення

Структурні відмінності побудови ЦАП на основі СЧВН і традиційної двійкової системи є незначними. Розглянемо існуючі принципи побудови ЦАП паралельної дії у вигляді перетворювачів код-напряга (ПКН) і код-струм

(ПКС). ПКН традиційно реалізуються на основі резистивних матриць. Структурно ці матриці поділяються на різновиди: вагового, драбинкового і комбінованого типів [60] – [77].

ПКН на основі m -розрядної резистивної матриці вагового типу наведено на рис. 1.7. Пристрій (рис. 1.7 а)) містить матрицю з набором із m вагових резисторів із номіналами $R, \alpha R, \dots, \alpha_{m-2}R, \alpha_{m-1}R$, ключових елементів $K_0, K_1, \dots, K_{m-2}, K_{m-1}$, і джерело опорної напруги $U_{оп}$.

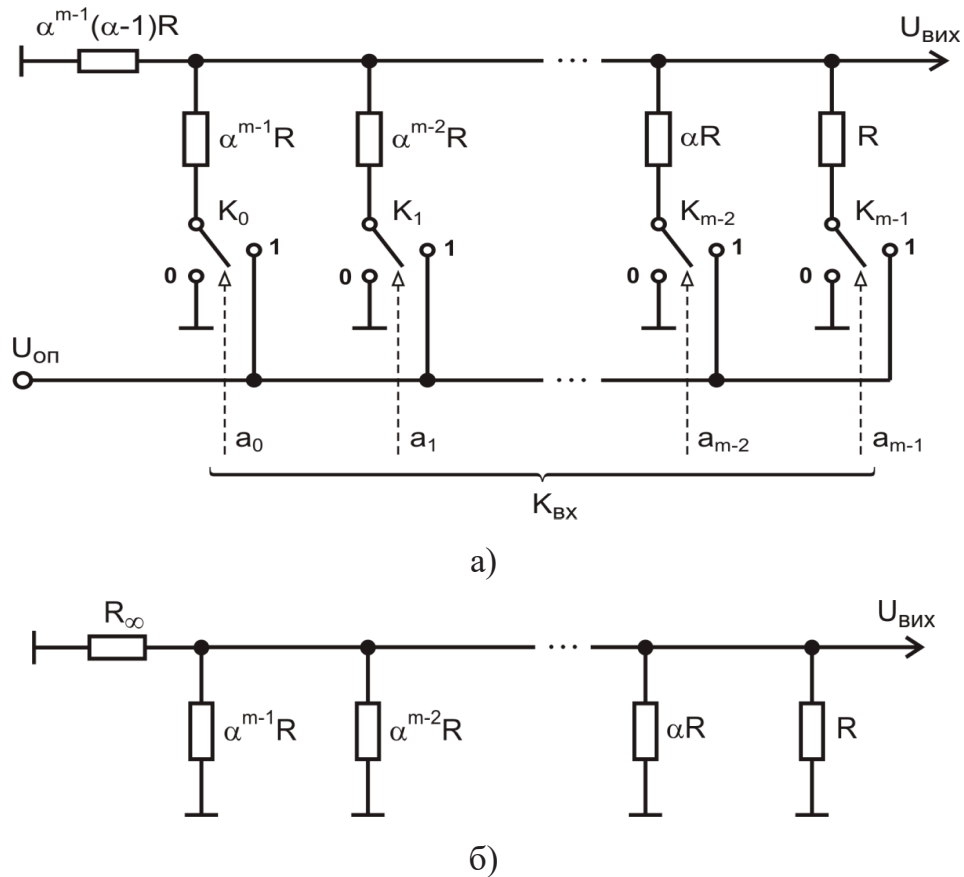


Рисунок 1.7 – ПКН на основі резистивної матриці вагового типу:

а) функціональна схема; б) схема заміщення

Тут α – основа СЧВН. Значення розрядного коефіцієнта $a_i=0$ $K_{ВХ}$ відповідає нульовому положенню i -го ключового елемента, а $a_i=1$ – одиничному положенню. Номінал кінцевого резистора R_∞ може бути оцінений як паралельне з'єднання нескінченно довгого ланцюга резисторів із номіналами

$$R_\infty = \alpha^m \cdot R \parallel \alpha^{m+1} \cdot R \parallel \alpha^{m+2} \cdot R \parallel \dots \parallel \alpha^\infty \cdot R.$$

У результаті, отримаємо:

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

Таким чином, вихідна напруга на виході ПКН:

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

де a_i – значення i -го розряду вхідного коду $K_{вх}$. Недоліком матриці вагового типу є значний діапазон розкидів номіналів резисторів, тому їх складно реалізувати в мікроелектронному виконанні.

Певною мірою цих недоліків позбавлений ПКН на основі матриці драбинкового типу, схему якого наведено на рис. 1.8. Розрахунок R_{∞} може бути здійснено на основі схеми заміщення, наведеної на рис. 1.8 б). Вважаємо, що R_{∞} це – вихідний опір, еквівалентний опору резистивного кола нескінченної довжини. При цьому відношення $U_{вих}$ до $U_{он}$ повинно задовольняти співвідношення:

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

З іншого боку:

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

де R_p – розрядний резистор, тому:

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

Здійснюючи перетворення, маємо:

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

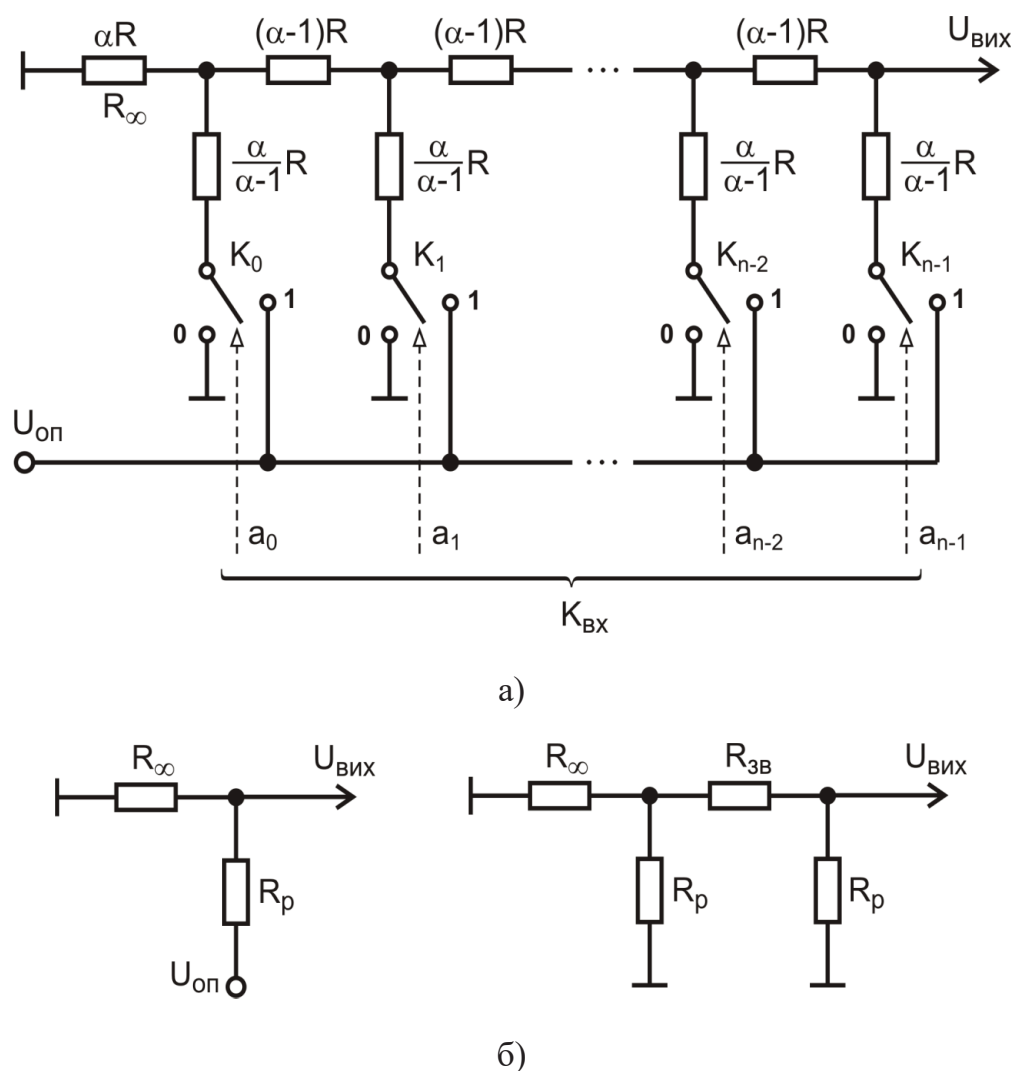


Рисунок 1.8 – ПКН на основі резистивної матриці драбинкового типу:
а) функціональна схема; б) схема заміщення для визначення: R_∞ і $R_{3Б}$.

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

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

Підставляючи 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_{36} знаходиться з умови регулярності матриці, а саме:

$$R_{36} + R_p \parallel R_\infty = R_\infty, \quad \text{але} \quad R_p \parallel R_\infty = R, \quad (1.18)$$

тому підставляючи R_∞ і R_p , отримаємо

$$R_{36} = R \cdot (\alpha - 1). \quad (1.19)$$

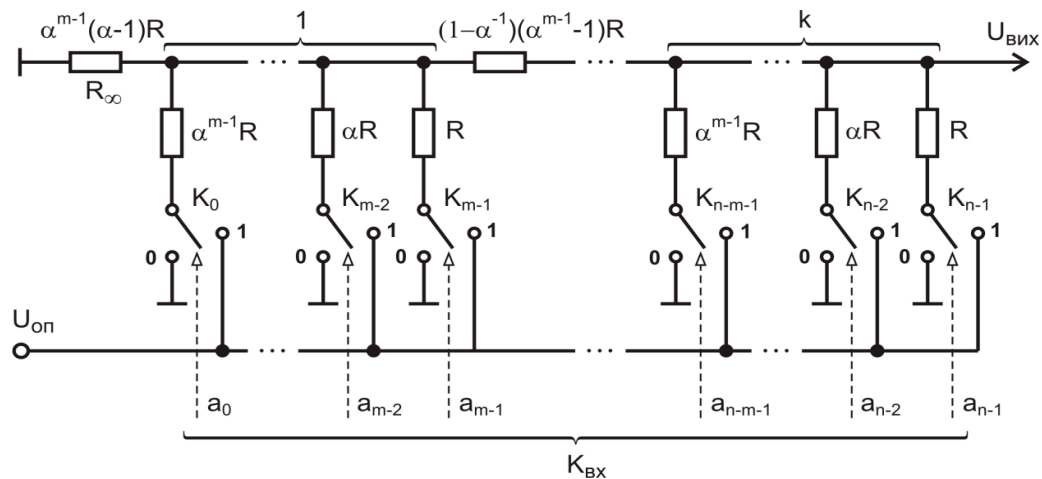
Певним компромісом між матрицями вагового і драбинкового типів є матриця комбінованого типу. Схему ПКН на основі резистивної матриці вказаного типу наведено на рис. 1.9. Пристрій являє собою комбінацію з k однотипових m -розрядних вагових секцій із загальною розрядністю $n=k \cdot m$. Оскільки наймолодша секція повністю повторює матрицю вагового типу, то:

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

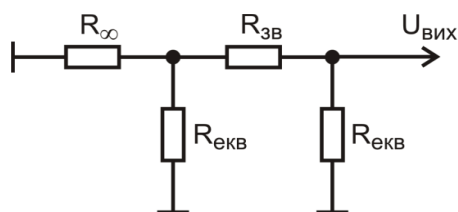
При цьому:

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

На основі регулярності повинно виконуватися співвідношення:



а)



б)

Рисунок 1.9 – ПКН на основі резистивної матриці комбінованого типу:

а) функціональна схема; б) схема заміщення

$$R_{3В} + R_{екв} \parallel R_{\infty} = R_{\infty}. \quad (1.22)$$

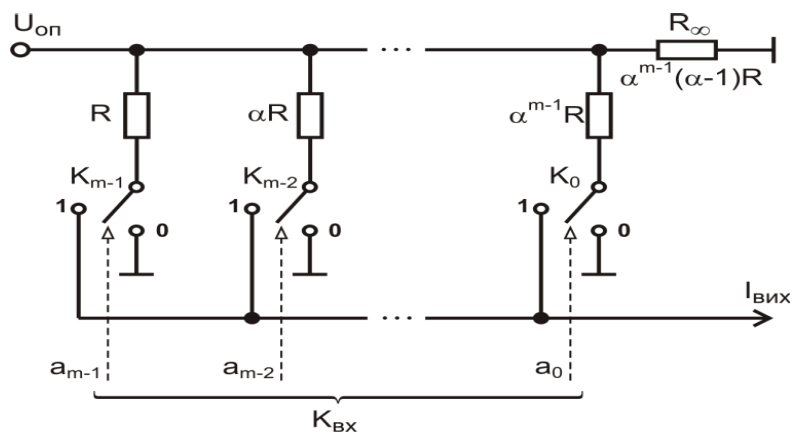
Враховуючи, що:

$$R_{екв} \parallel R_{\infty} = R \cdot \frac{\alpha - 1}{\alpha}, \quad (1.23)$$

маємо:

$$R_{3В} = \frac{\alpha}{\alpha - 1} \cdot (\alpha^m - 1) \cdot R. \quad (1.24)$$

Перетворювачі код-струм також можуть бути побудовані на основі матриць розглянутих типів, тільки за схемою в інверсному вмиканні. Варіанти організації вказаних ПКС показано на рис. 1.10.



а)

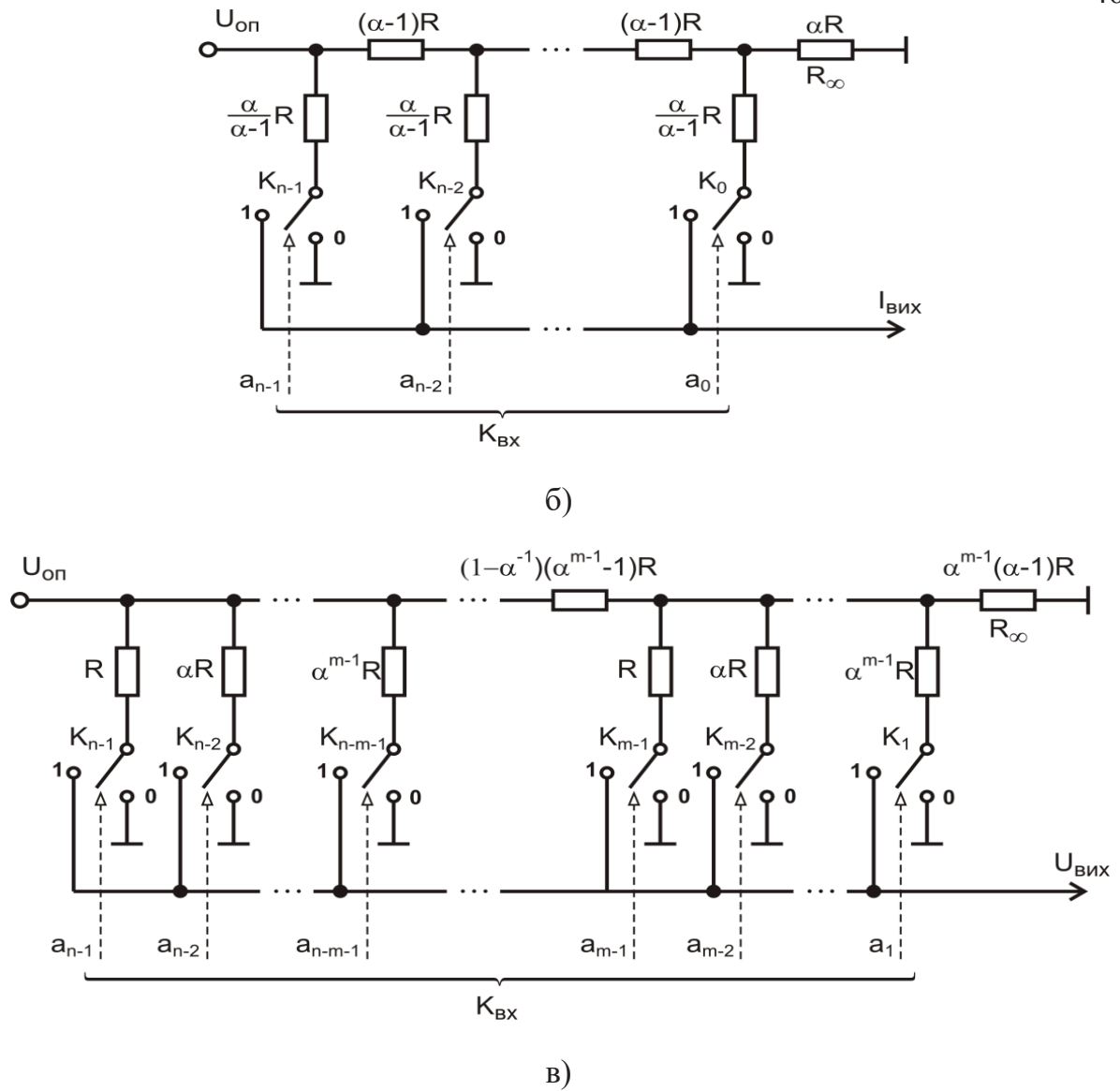


Рисунок 1.10 – ПКН на основі резистивних матриць в інверсному вмиканні:

а) вагового; б) драбинкового; в) комбінованого типу

Вихідний струм наведених ПКС дорівнює:

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

де a_i – розрядні коефіцієнти K_{ex} ;

$I = U_{\text{on}}/R$ – струм старшого $(n-1)$ -го розряду, який для схем на рис. 1.10 а), в задається значеннями U_{on} і базового резистора R , а для схеми (рис. 1.10 б)) U_{on} і $\alpha/(\alpha-1) \cdot R$.

Істотним недоліком усіх розглянутих типів ПКН і ПКС є ненульові опори ключових елементів, що погіршує точність таких пристроїв. До того ж слід додати, що опори ключів у положенні «0» і «1» дещо відрізняються, що призведе до появи додаткових похибок, викликаних порушенням принципу суперпозиції. Вказані обставини істотно обмежують застосування вказаних типів ПКС і ПКН у багаторозрядних АЦП і ЦАП. Кардинальним шляхом усунення вказаних недоліків є побудова ПКН і ПКС з використанням генераторів розрядних струмів. Причому, у цьому випадку є два варіанти підсумовування розрядних струмів: однакових і зважених.

Схему ЦАП із підсумовуванням однакових струмів на матрицю драбинкового типу наведено на рис. 1.11.

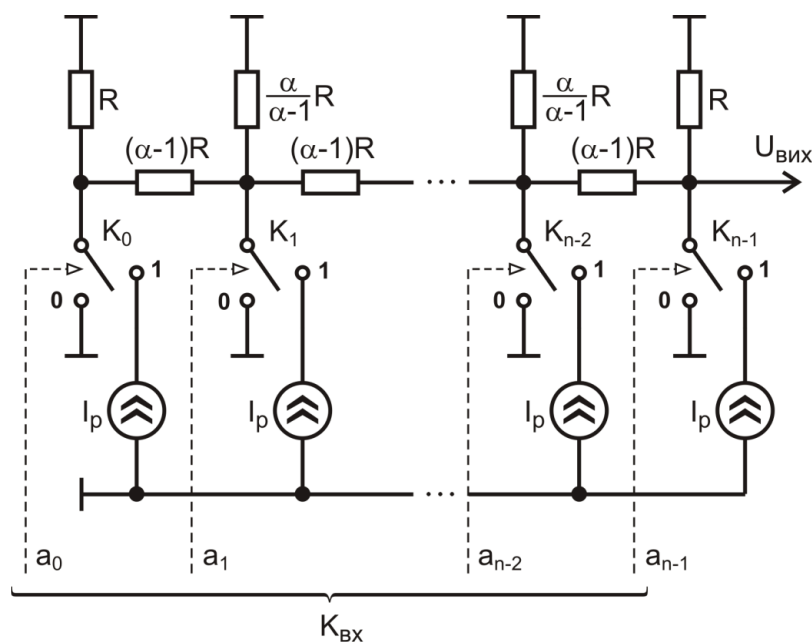


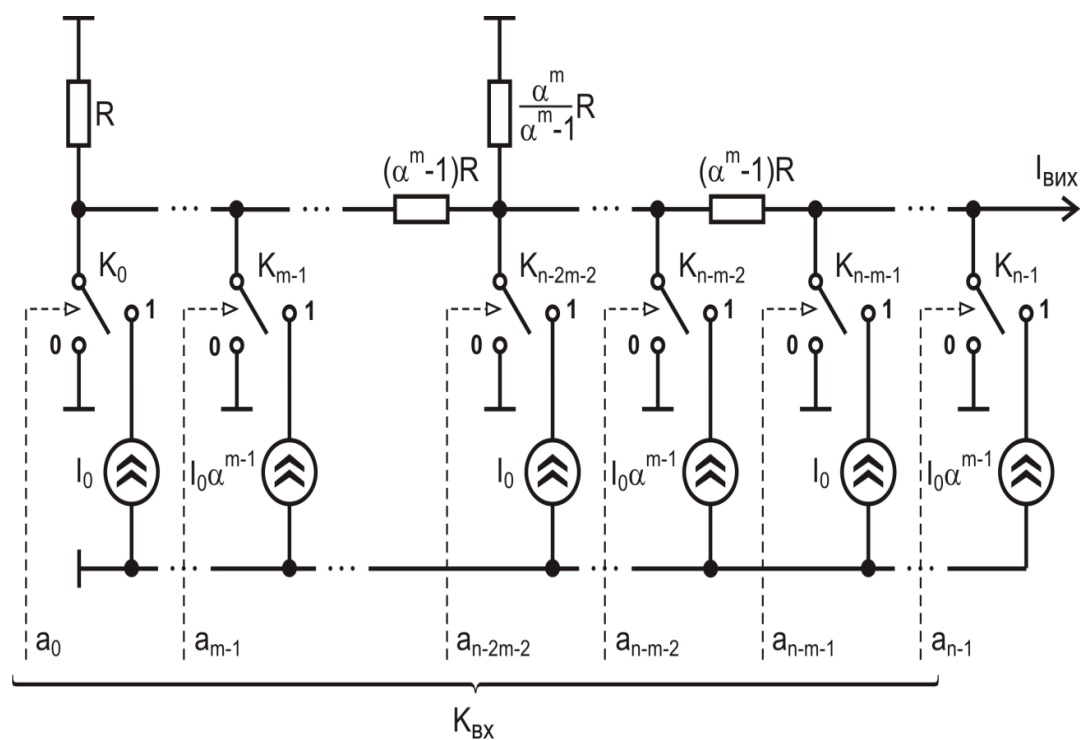
Рисунок 1.11 – ЦАП із підсумовуванням однакових розрядних струмів із виходом по напрузі

Варто зазначити, що кінцеві резистори (молодший і старший розряди) вказаної матриці дорівнюють опору паралельного з'єднання горизонтального і вертикального резисторів на рис. 1.8

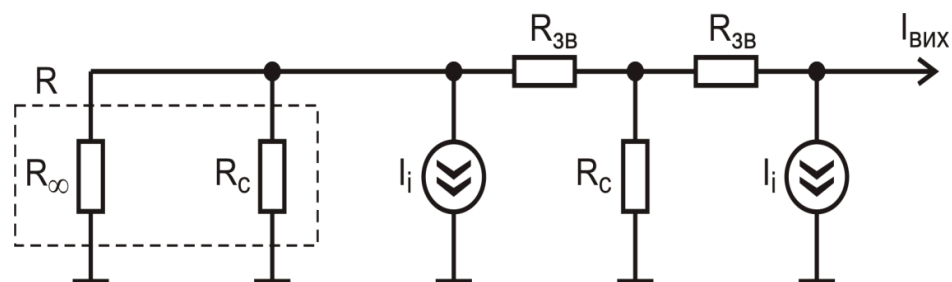
Вихідна напруга схеми, як функція від вхідного коду дорівнює:

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

Схему ЦАП із підсумовуванням зважених струмів на матрицю комбінованого типу, зображено на рис. 1.12 а). Пристрій містить набір однотипових резистивних секцій [73] – [76], 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)



б)

Рисунок 1.12 – ЦАП із підсумовуванням зважених струмів: а) функціональна схема; б) схема заміщення для i -го розряду секції

Вважаючи, що базовий резистор $R = R_c \parallel R_\infty$ (рис. 1.12 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:

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

тому:

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

Здійснюючи перетворення, отримаємо:

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

Слід зазначити, що ЦАП, побудований за принципом підсумовування струмів, мають вищу швидкодію і точність ніж ті, що побудовані за принципом підсумовування напруг.

Розглянемо мікроелектронну реалізацію m -розрядної секції ПКС на основі зважених струмів [43]. Схему вузла зображено на рис. 1.13.

Значення розрядних струмів секції визначаються із співвідношень:

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

де U_{on} – опорна напруга.

Істотним є питання підключення операційного підсилювача (ОП) до виходів ПКН або ПКС, з метою буферизації від навантаження. У випадку, якщо ПКН або ПКС реалізовано на резистивних матрицях, то можна використовувати варіанти, як показано на рис. 1.14.

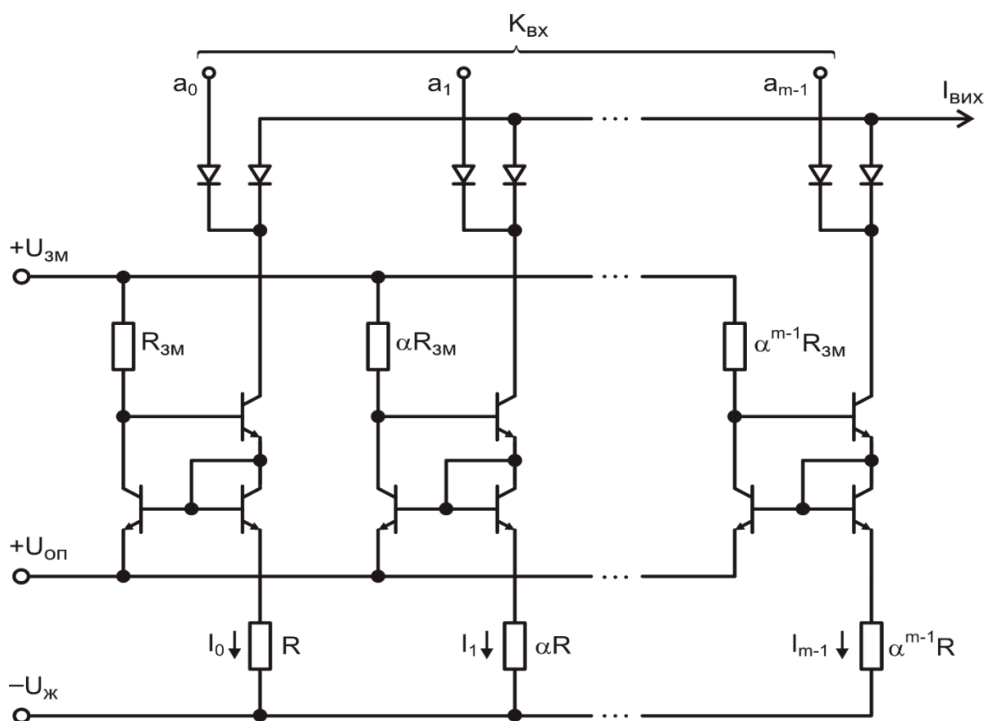
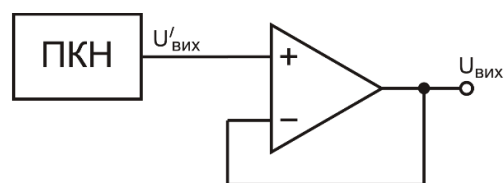
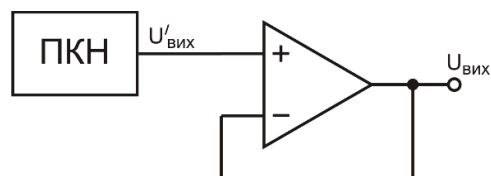


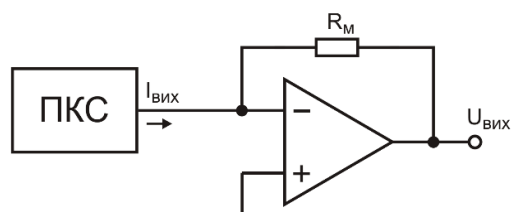
Рисунок 1.13 – ПКС на основі m -розрядної секції зважених струмів



а)



б)



в)

Рисунок 1.14 – Схеми підключення ОП до виходу ЦАП: а) безпосереднє з'єднання з виходом ПКН; б) через резистор зв'язку; в) з'єднання виходу ПКС зі входом перетворювача «струм-напруга»

У першому варіанті (рис. 1.14 а)) забезпечується повторення вихідної напруги ОП порівняно з вихідною напругою $U'_{вих}$ ПКН. Якщо використовуються схеми (рис. 1.14 б), в)), то відбувається масштабування вихідної напруги за допомогою масштабного резистора R_m .

Висновки до розділу 1

Здійснено огляд існуючих систем цифрової реєстрації аналогових сигналів. Показано, що у теперішній час існують такі методи запису аналогових сигналів: механічний, магнітний, магнітно-оптичний, лазерний, оптичний (фотографічний). Відзначено, що в останнє десятиліття набув поширення лазерний звукозапис на компакт-диск (CD). Для збільшення ємності диску, зокрема, запису стереофонічних сигналів використовується конструкція DVD (Digital Versatile Disk), а також DCD (Digital Stream Disk). Проте це потребує збільшення швидкодії, зокрема, частоти дискретизації АЦП, а також наявним є шум переквантування, що виникає під час оцифрування аналогового сигналу. Відзначено, що в останні десятиліття використовується запис на флеш-пам'ять. Водночас, модулі флеш-пам'яті мають обмежений термін служби.

Зазначено, що якість цифрового запису в значній мірі залежить від характеристик перетворення інформації, зокрема, аналого-цифрового перетворення. Показано, що велику питому вагу (60%) серед різних класів перетворювачів аналог-код, мають АЦП порозрядного врівноваження. Вони є достатньо простими і мають середню швидкодію.

Доведено, що для підвищення швидкодії АЦП порозрядного врівноваження, а також зниження вимог до технології виготовлення елементів цифро-аналогового перетворювача перспективним є використання вагової надлишковості у вигляді надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ) на базі чисел «золотої» пропорції або ряду чисел Фібоначчі.

Розглянуто методи побудови АЦП прискореного порозрядного врівноваження на базі ЦАП із ваговою надлишковістю, побудованого на неточних елементах за спрощеною технологією. Проаналізовано теоретико-числові властивості НПСЧ, а також доведено, що рівень надлишковості, що вводить до АЦП і ЦАП збільшує кількість обладнання внаслідок подовження розрядної сітки та визначається основою системи числення α . Показано, що, вибираючи значення α (співвідношення ваг сусідніх розрядів), можна покращувати динамічні характеристики АЦП до потрібного рівня.

Запропоновано і проаналізовано методи побудови багаторозрядних ЦАП із ваговою надлишковістю на неточних елементах із нерозривною характеристикою перетворення. Наявність цієї властивості є обов'язковою умовою для реалізації прискореного порозрядного аналого-цифрового перетворення.

Доведено, що реалізацію багаторозрядного ЦАП із ваговою надлишковістю доцільно здійснювати на основі перетворювача код-струм, який має найвищу швидкодію і мінімальні похибки суперпозиції.

РОЗДІЛ 2

МЕТОД ПОБУДОВИ СИСТЕМИ ЦИФРОВОЇ РЕЄСТРАЦІЇ З ВИСОКОЛІНІЙНИМ ВІДТВОРЕННЯМ АНАЛОГОВИХ СИГНАЛІВ НА БАЗІ АЦП І ЦАП ІЗ ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ

2.1 Високолінійна система реєстрації сигналів на базі АЦП прискореного порозрядного врівноваження з ваговою надлишковістю

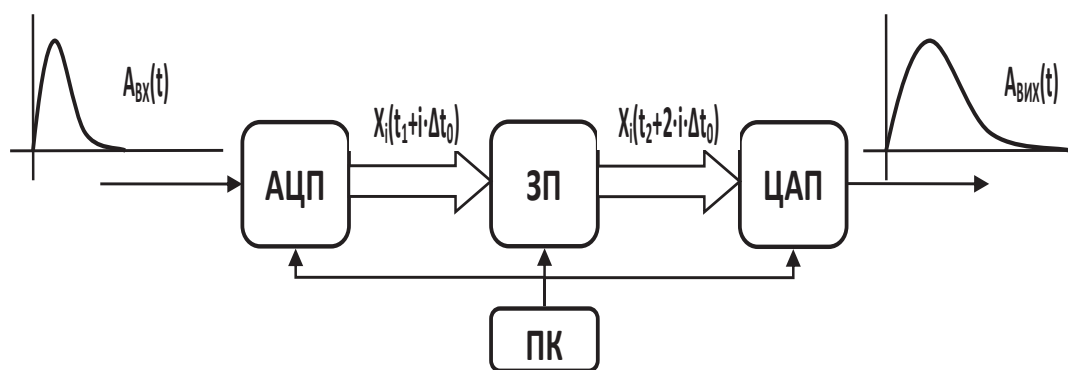
Важливою сферою застосування АЦ систем є робота з нестационарними сигналами. Вона включає в себе наступні випадки (рис. 2.1).

Запис і зберігання сигналів – за допомогою АЦ-перетворення проводиться фіксація значень сигналу і забезпечується можливість їх тривалого зберігання в цифровій формі без втрати інформації (рис. 2.1 а), б)).

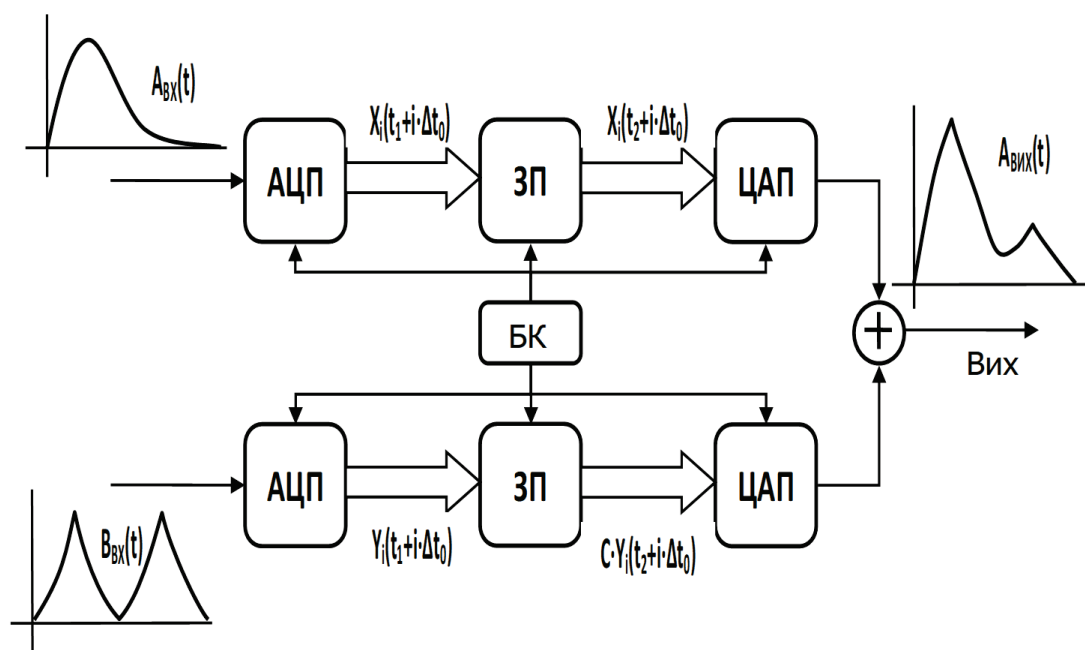
Виведення сигналу в аналоговій формі – за допомогою ЦА-перетворення проводиться зворотне перетворення збереженого сигналу в аналогову форму в необхідний час. Причому, можливим є масштабування сигналу за допомогою вихідних підсилювачів і зміна тривалості сигналу шляхом завдання частоти перетворення. Також можна зробити сигнал повторюваним (рис. 2.1 а)).

Виконання операцій з сигналами – додавання, віднімання, множення, інтегрування і більш складні їх похідні, такі як знаходження кореляційних залежностей, перетворення Фур'є, фільтрація. Причому ці перетворення можуть бути виконані як в цифровій формі, за допомогою математичних обчислень з використанням збережених кодів і потім перетворення отриманого результату в аналоговий сигнал, так і аналогової формі за допомогою операцій над відновленими сигналами. Це можна зробити в необхідний час, використовуючи будь-які раніше збережені сигнали (рис. 2.1 б)).

Генерування сигналів довільної форми – будь-яка математично визначена і розрахована в цифровій формі функція може бути перетворена в аналоговий сигнал.



а)



б)

Рисунок 2.1 – Схеми роботи АЦ-систем з нестационарними сигналами: а) запис і відтворення сигналів; б) запис і виконання операцій з сигналами

Блок схема типової системи АЦА зображена на рис. 2.2. Аналоговий вхідний фільтр (ФНЧ1) використовується для обмеження смуги частот вхідного аналогового сигналу, щоб забезпечити виконання умов теореми Котельникова. Аналого-цифровий перетворювач переводить сигнал у цифрову форму. Після цифрового оброблення чи зберігання в цифровому пристрої (ЦП) сигнал за допомогою цифроаналогового перетворювача знову переводиться в аналогову форму. Вихідний фільтр (ФНЧ2) згладжує вихідний сигнал і усуває небажані

високочастотні компоненти, які виникають в наслідок шуму квантування. Створення систем такого типу з високою розрядністю та швидкодією потребує значного ускладнення та подорожчання АЦП та ЦАП і використання в цьому випадку надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ) [4] – [6], що може дати значні переваги.

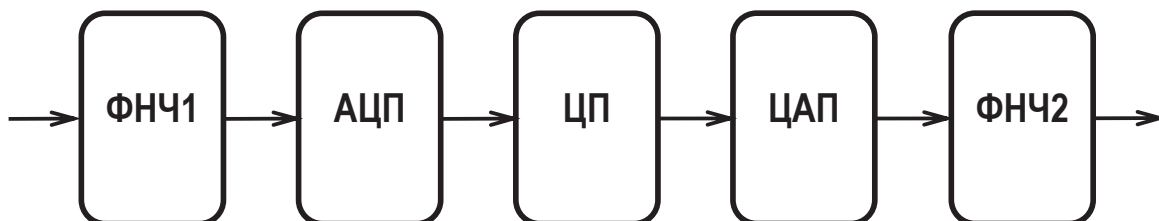


Рисунок 2.2 – Схема спрощеної АЦА системи

Проаналізуємо особливості системи аналог-цифра-аналог на основі НПСЧ. У НПСЧ використовується недвійкова основа системи числення $1 < \alpha < 2$, а ваги розрядів представляються у вигляді

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

де q – вага молодшого розряду.

Будь-яке дійсне число може бути представлене в НПСЧ у вигляді суми ваг розрядів

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

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

Основна перевага НПСЧ, реалізована під час аналого-цифрового перетворення, полягає у відсутності «розривів» у перетворювальній характеристиці, викликаних відхиленнями реальних ваг розрядів від їхніх розрахункових значень. Для «двійкових» АЦП ці відхилення не повинні перевищувати половини молодшого розряду. Для АЦП на основі «золотої» пропорції відносна похибка ваг розряду за рахунок технологічних, температурних, часових

факторів може досягати значно більших значень, наприклад для $\alpha = 1,618$ (для «золотої» пропорції) до 23,6%, що не призведе до пропусків кодів.

Очевидно, що описаний метод побудови АЦА разом з очевидними перевагами має також і певні вади. Так, під час підсумовування ваг розрядів у ЦАП, має виконуватися принцип суперпозиції, що передбачає незалежність ваги розряду від станів («включене» або «виключене») інших розрядів. Необхідно також забезпечити й досить малий температурний і часовий дрейф ваг розрядів.

На рис. 2.3 наведено запропоновану структурну схему АЦА-перетворювача на основі НПСЧ із буферним накопиченням відліків сигналів в оперативній або швидкодіючій FLASH-пам'яті [44].

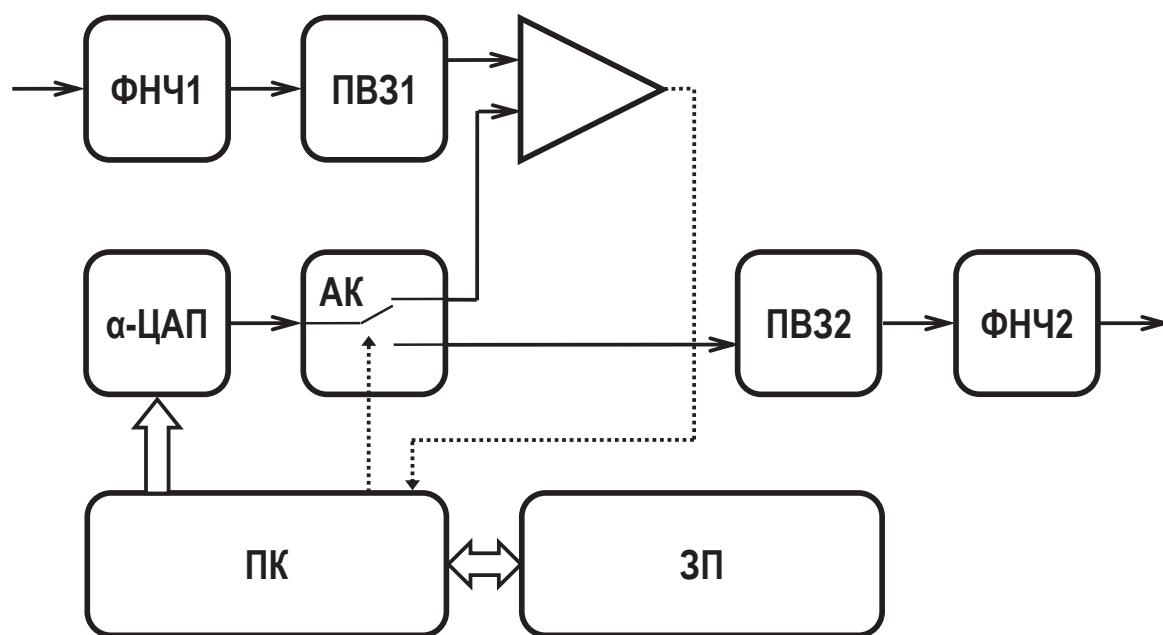


Рисунок 2.3 – Схема АЦА-перетворювача на основі НПСЧ із буферним накопиченням відліків сигналів у пам'яті

Основною ідеєю, покладеною в основу запропонованої схеми, є те, що отриманий код надлишкової позиційної системи числення не перетворюється на двійковий. Таким чином, не потрібно всередині АЦА-системи проводити обчислювальні операції та мати відповідне обладнання. Також значно знижуються вимоги щодо точності припасування розрядів ЦАП.

Надлишковий ЦАП на основі НПСЧ працює почергово – в АЦП порозрядного врівноваження та (або) в ЦАП. При цьому перетворення з НПСЧ на двійкову систему числення не здійснюється, в цифровій пам'яті зберігаються коди, отримані під час АЦ-перетворення. За умови відсутності «розривів» характеристики зберігається задана якість АЦ-перетворення. Пристрої вибірки-зберігання потрібні для збереження аналогового сигналу на час перетворення. Процедури самокоригування для АЦП і ЦАП не потрібні.

Як було зазначено раніше, передавальна характеристика (код-сигнал) для надлишкових систем числення залишається нерозривною навіть при істотній похибці ваг розрядів ЦАП або при значному скороченні часу встановлення сигналу на виході внутрішнього ЦАП у процесі порозрядного врівноваження в АЦП. Тобто, 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.

Якщо потім в якийсь інший момент часу подати отриману кодову комбінацію K_X на вхід того ж внутрішнього ЦАП і використовувати аналоговий сигнал з його виходу як вихідний $U_{X.VIX}$, то він буде дорівнювати:

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

де $\delta U_{VIX.T}$ – похибка вихідного тракту.

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

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

де δU_{KB} – похибка квантування.

Як можна бачити похибка відновленого сигналу не залежить від конкретних значень похибок внутрішнього ЦАП, до якого висувається вимога нерозривності передатної характеристики (код-сигнал), тобто його похибки не повинні бути досить великими. В даному випадку є неважливою конкретна відповідність надлишкового коду його двійковому еквіваленту.

У зазначених раніше завданнях роботи з нестационарними сигналами операції запису і зберігання сигналів, операції відновлення сигналів і виконання операцій над сигналами в аналоговій формі не вимагають здійснення будь-якого математичного оброблення їх цифрових еквівалентів, коди в надлишковій формі потрібно просто зберігати і використовувати для зворотного перетворення в необхідний час. Тобто неважливою є конкретна відповідність надлишкового коду його двійковому еквіваленту. Таким чином, створення систем аналого-код-аналог із високою розрядністю та швидкодією при використанні надлишковості не потребує значного ускладнення та подорожчання АЦП та ЦАП і має значні переваги. Крім того, для підвищення швидкодії ЦАП може бути запропоновано використання при їх побудові принципу перетворення струмів.

Число розрядів N_α , задіяних у надлишковому ЦАП, природно, більше ніж у двійковому N_2 й визначається зі співвідношення:

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

Так, для побудови АЦП 16-ти розрядної точності ($N_2=16$) при $\alpha=1,618$ потрібен ЦАП на $N_\alpha=24$ розряду коду «золотої» пропорції. Незважаючи на збільшення розрядної сітки, швидкодія АЦП на основі НПСЧ не зменшується, а, навпаки, може бути істотно збільшена. Зазначений ефект виникає внаслідок витрати частини надлишковості ваг розрядів на автокомпенсацію динамічних похибок із сигналу, що компенсує [40] – [42].

Відомо, що наявність під час аналого-цифрового перетворення динамічних похибок може призвести до появи розривів кодувальної характеристики. За

умови правильного аналого-цифрового перетворення наприкінці врівноважування похибка недовстановлення не повинна перевищувати половини ваги молодшого розряду:

$$\Delta_g(t_{np}) = \left| A_{BX} - \sum_{i=0}^N Q_i(t - t_i) \right| \leq q/2, \quad (2.7)$$

де Δ_g – динамічна похибка квантування;

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

$t_{np} = \Delta t \cdot N$ – сумарний час перетворення;

Δt – тривалість такту зрівноважування.

Наявність похибки на кожному з тактів врівноваження може привести або до невключення необхідного розряду, або до помилкового включення розряду, що перевищує по своїй вазі некомпенсований сигнал. У двійкових АЦП зазначені помилки не можуть бути виправлені на наступних тактах врівноважування й приводять до відповідних похибок, що виявляються в розривах передатної характеристики. Мінімальна тривалість такту у двійковому АЦП визначається значенням [40]:

$$t_2 = \tau \cdot (N_2 + 1) \cdot \ln 2, \quad (2.8)$$

де τ – постійна часу перехідних процесів.

В АЦП на основі НПСЧ поява помилок типу «невключення» розряду компенсується на наступних тактах перетворення за рахунок включення групи більш молодших розрядів. Таким чином, в АЦП на основі НПСЧ вдається, незважаючи на подовження розрядної сітки, істотно збільшити швидкодію. Потенційні можливості розглянутих способів збільшення швидкодії можуть бути досягнуті тільки з урахуванням низки чинників, пов'язаних з динамічними характеристиками ЦАП і схеми порівняння. Так, під час перемикавання розряду, важливим виявляється форма різницевого сигналу. Оптимальною є однокоефіцієнтна форма залежності сигналу від часу, для якої й отримано наведені вище

оцінки збільшення швидкодії. У реальних пристроях перехідні процеси відбуваються складніше: позначаються затримки включення розрядів, комутаційні перешкоди, перерегулювання, «затягування» і т. п. Вплив зазначених ефектів може бути зменшеним за рахунок переходу на струмовий принцип побудови пристрою квантування й розроблення відповідних схемних рішень [44].

Використання АЦП порозрядного врівноваження з ваговою надлишковістю у складі систем реєстрації аналогових сигналів має певні переваги порівняно з АЦП на основі двійкових систем числення, а саме:

- більшу швидкодію, що дозволяє збільшити кількість відліків на однакових проміжках часу, це в свою чергу знижує вимоги до ФНЧ на виході ЦАП;
- реалізація ЦАП з ваговою надлишковістю дозволяє зробити нерозривною характеристику перетворення, незважаючи на використання цього ЦАП в АЦП із прискореною швидкістю. АЦП на базі такого ЦАП не буде мати пропусків кодів у характеристиці перетворення, а це дозволить зареєструвати значення аналогових сигналів у всьому діапазоні перетворення.

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

Слід зазначити, що для побудови ЦАП можна використовувати різні підходи щодо структурно-схемної реалізації [73]–[76]. Найбільш класичний тип: розрядно-зважені ЦАП на базі резистивних матриць (із формуванням розрядно-зважених струмів), конденсаторних матриць (з формуванням розрядно-зважених електричних розрядів), подільників струмів із наступним підсумовуванням розрядно-зважених компонентів. Важливо відзначити, що оскільки більша чисто паразитних параметрів інтегральних схем являє собою ємності, то застосування принципів підсилення і перетворення струмів має перевагу порівняно з принципом перетворення і підсилення напруг і тому ЦАП з

виходом по струму широко розповсюджені в сучасну епоху. Також значні переваги має використання надлишкових систем числення для ваг розрядів ЦАП [40], [41]. Використання надлишкових систем числення дозволяє уникнути розривів в характеристиці перетворення ЦАП.

Струмові ЦАП можуть будуватися на основі резистивних матриць та генераторів розрядних струмів [55]. Такі генератори легко реалізуються на основі біполярної технології. Схема струмового ЦАП на основі генераторів зважених струмів зображена на рис. 2.4. Резистивна матриця використовується в генераторах зважених струмів і на рисунку не зображена.

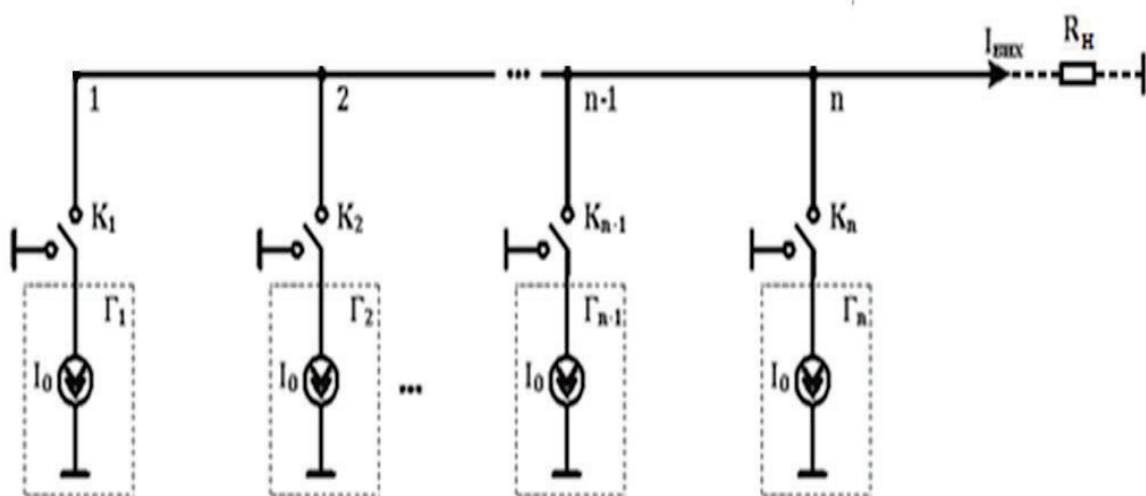


Рисунок 2.4 – Струмовий ЦАП на основі генераторів зважених розрядних струмів

Схема включає в себе n генераторів зважених розрядних струмів $\Gamma_1, \dots, \Gamma_n$. Виходи генераторів $\Gamma_1, \dots, \Gamma_n$ за допомогою ключів K_1, \dots, K_n керованих вхідним цифровим кодом підключаються (або відключаються) до виходу схеми. Сумарний вихідний сигнал формується на виході схеми. Розрядні струми в цій схемі різні і це буде вносити похибку. Для її компенсації біполярні транзистори, що входять до складу генераторів розрядних струмів у старших розрядах включаються паралельно в такій кількості, щоб через кожен із них протікав струм рівний струму молодшого розряду, або площі емітерів транзисторів повинні пропорційно збільшуватися для забезпечення такої ж щільності

струму, як в емітері транзистора молодшого розряду, все це складно піддається реалізації для ЦАП високої розрядності. Також складно реалізувати для ЦАП високої розрядності великий діапазон номіналів резисторів при використанні двійковозважених резисторів. Цю проблему можна вирішити використовуючи матрицю типу R-2R, але проблема з необхідністю збільшення площі емітерів відповідних транзисторів залишається.

Ряду недоліків властивих ЦАП на основі генераторів зважених струмів позбавлена схема зображена на рис. 2.5. В ній резистивна матриця використовується в якості дільника однакових розрядних струмів.

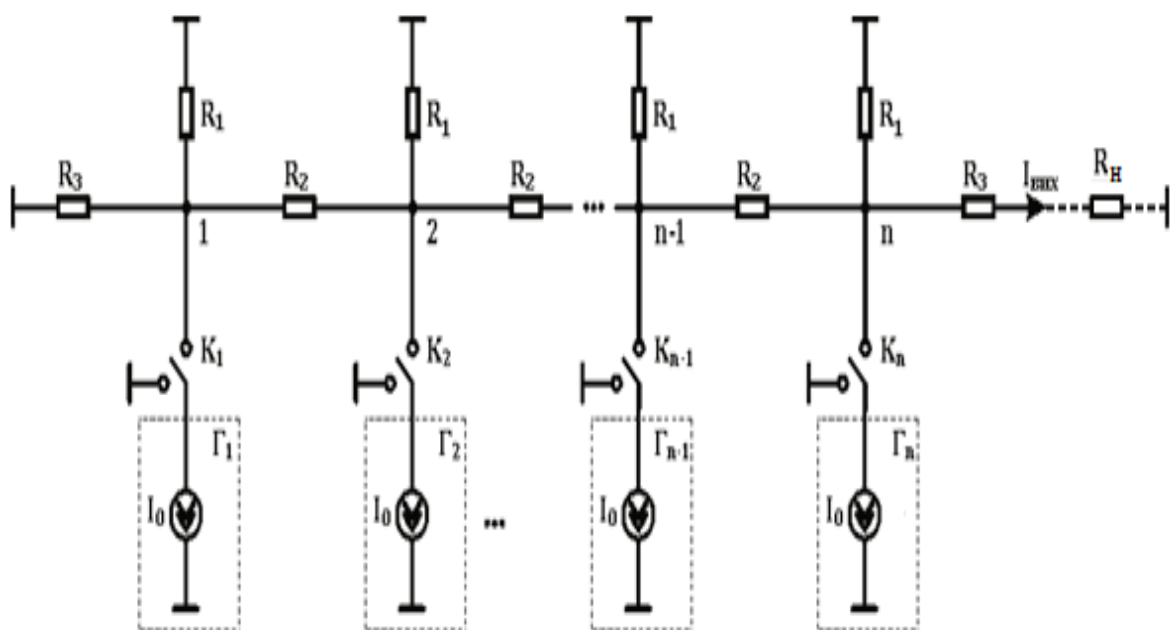


Рисунок 2.5 – Струмовий ЦАП на основі генераторів однакових розрядних струмів з використанням резистивної матриці в якості дільника струмів

Схема включає в себе n генераторів розрядних струмів $\Gamma_1, \dots, \Gamma_n$. Виходи генераторів $\Gamma_1, \dots, \Gamma_n$ за допомогою ключів K_1, \dots, K_n керованих вхідним цифровим кодом підключаються (або відключаються) до вузлів резистивної матриці 1, ..., n . Сумарний вихідний сигнал формується на виході резистивної матриці. Оскільки генератори розрядних струмів однакові, це виключає зв'язані з цим похибки характерні для попередньої схеми. Також в силу того, що всі транзистори однакові, що скорочує площу, яку вони займають на кристалі. Але

під час роботи такого ЦАП потенціали в вузлах резистивної матриці і відповідно напруги на виходах генераторів розрядних струмів $\Gamma_1, \dots, \Gamma_n$ будуть змінюватися. Внаслідок цього буде з'являтися струм похибки через внутрішній опір генераторів струмів і буде з'являтися похибка ваг розрядів, що порушує принцип їх суперпозиції і обмежує точність ЦАП.

На рис. 2.6 представлена залежність відносної похибки розрядних струмів від кодової комбінації на вході ЦАП отримана шляхом моделювання в програмі MathCad. Остання виникає в силу порушення принципу суперпозиції.

Вибране значення співвідношення (R/r_Γ) становить 10^{-3} . Представлені залежності для системи числення з основою $\alpha=2$ і числом розрядів $n=10$, і системи числення з основою $\alpha=1,6$ і числом розрядів $n=14$, які мають однакову роздільну здатність.

Значення відносної похибки вихідного струму такого ЦАП буде дорівнювати:

$$\delta I_{ВИХ} = \frac{\Delta I_{ВИХ}}{I_{МЗР}} = \frac{2^n}{3} \cdot \frac{R}{r_\Gamma} \cdot \sum_{j=0}^{n-1} \left(\frac{a_j}{2^{n-1-j}} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} \frac{a_i}{2^{|i-j|}} \right) \quad (2.9)$$

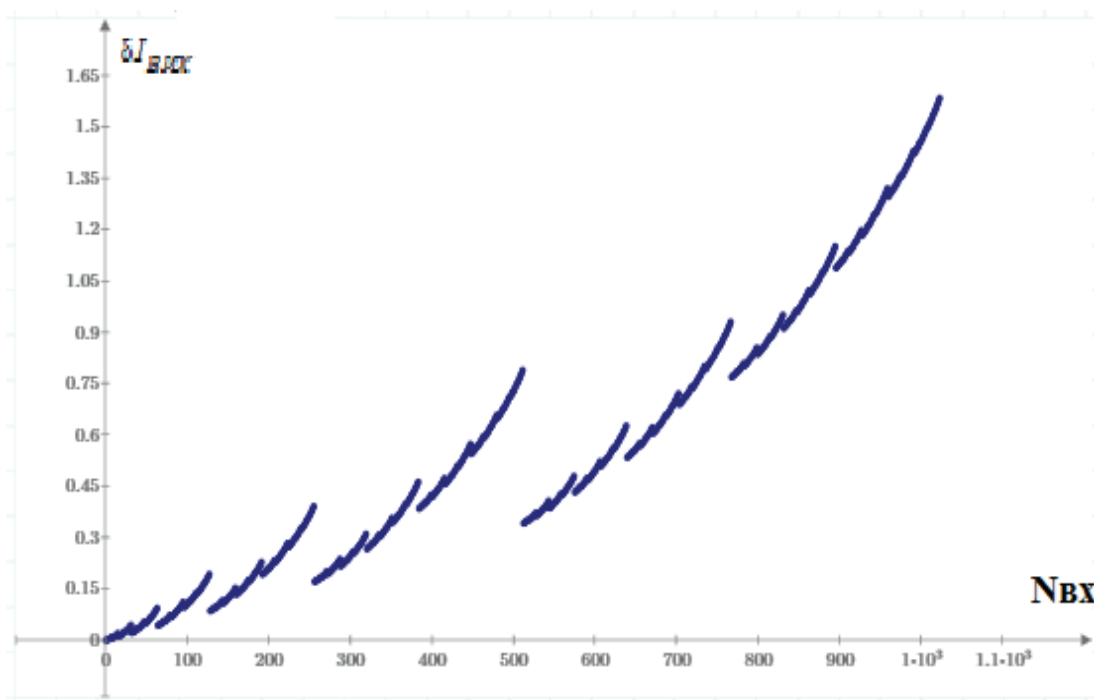
де $\{a_0, a_1, \dots, a_n\}$ – вхідний цифровий код,

R – деякий базовий номінал резисторів матриці,

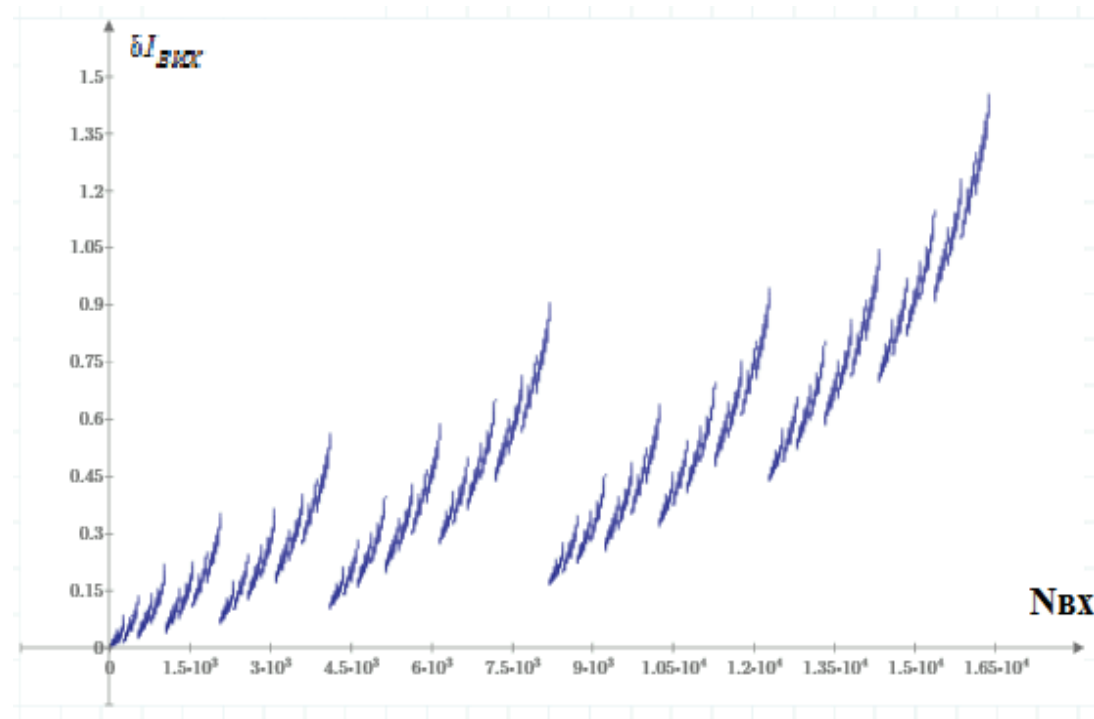
r_Γ , – внутрішній опір генератора розрядного струму,

$I_{МЗР}$ – величина кванту молодшого розряду.

При використанні найпростіших генераторів однакових розрядних струмів мінімально можливе співвідношення (R/r_Γ) досягає величини $10^{-3}-10^{-4}$, і отже максимально досяжна розрядність такого ЦАП становитиме 9...12 розрядів. Для зменшення похибки суперпозиції ваг розрядів ЦАП із підсумовуванням однаково струмів у вузлах резистивної матриці [79] було запропоновано створення генераторів однакових розрядних струмів з високим вихідним опором. Один з варіантів схеми такого ЦАП представлений на рис. 2.7 а), окремий генератор розрядного струму представлений на рис. 2.7 б).



а)



б)

Рисунок 2.6 – Залежність відносної похибки розрядних струмів від кодової комбінації на вході ЦАП: а) $n=10$ $\alpha=2$; б) $n=14$ $\alpha=1,6$.

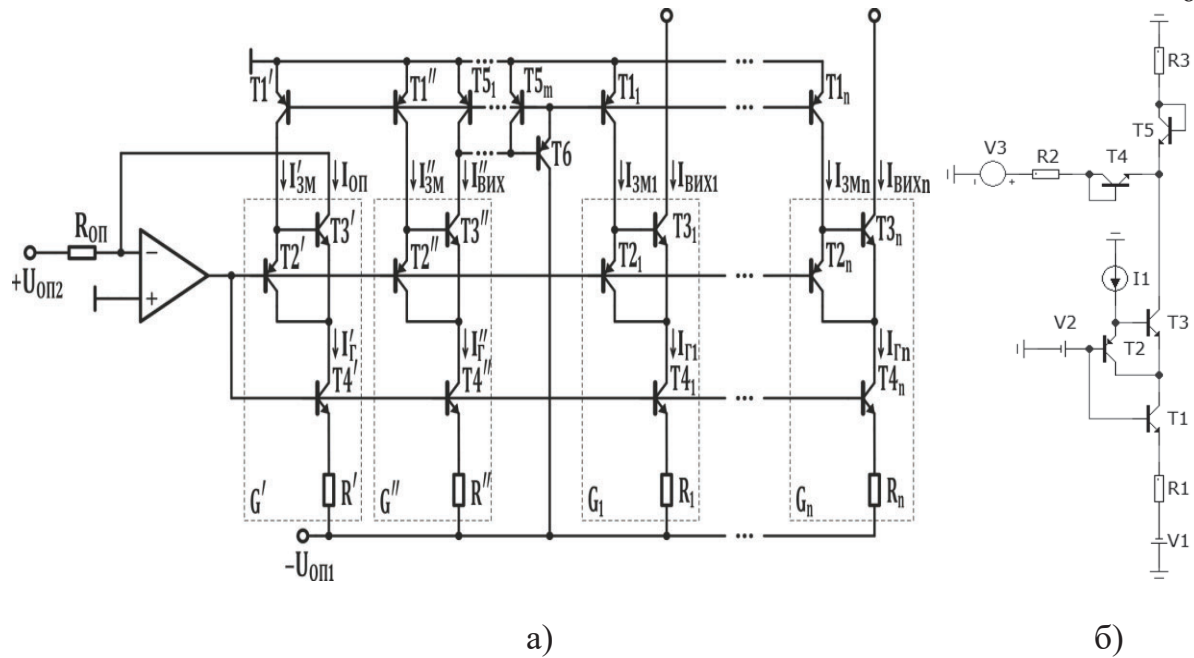


Рисунок 2.7 – Принципова схема ЦАП: а) з генераторами однакових розрядних струмів зі струмами зміщення; б) окремого генератора розрядного струму

Схема окремого генератора струму на рис. 2.7 б) включає первинний генератор струму на транзисторі T_1 і резисторі R_1 і вихідний каскад на транзисторах T_2 і T_3 і джерело струму I_1 , що задає струм зміщення для транзистора T_2 . Вихідний струм генератора формується на колекторі транзистора T_3 . Якщо вихідна напруга збільшиться на du , тоді струм бази T_3 зменшиться, а струм колектора T_3 збільшиться на $du/r_{K(T_3)}$. Оскільки струм емітера транзистора T_2 $I_{E(T_2)} = I_{3M} - I_{B(T_3)}$, то він, а відповідно і струм колектора T_2 , також збільшиться на $du/r_{K(T_3)}$. Оскільки струм емітера T_3 $I_{E(T_3)} = I_{Г} - I_{K(T_2)}$, то він і струм колектора T_3 зменшаться на $du/r_{K(T_3)}$, тобто в першому наближенні зміна вихідного струму внаслідок зміни вихідної напруги компенсується. Тут r_K – диференційний опір колектора транзистора в режимі із загальною базою.

Розробимо математичну модель для оцінювання нерозривності характеристики перетворення ЦАП на базі надлишкових систем числення.

Надлишкові системи числення – це системи з набором ваг розрядів $\{Q_0, Q_1, \dots, Q_i, \dots\}$, якщо значення розряду належить множині $\{0,1\}$, то для i -го розряду виконується умова:

$$Q_i < \sum_{j=0}^{i-1} Q_j. \quad (2.10)$$

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

$$\delta Q_i = \frac{\sum_{j=0}^{i-1} Q_j - Q_i}{Q_i} = \frac{-\alpha^{i+1} + 2 \cdot \alpha^i - 1}{\alpha^i \cdot (\alpha - 1)} \approx \frac{2 - \alpha}{\alpha - 1}. \quad (2.11)$$

Набір ваг розрядів може визначатися формулою:

$$Q_i = \alpha^i, \quad (2.12)$$

де α – деяке число яке задовольняє умові $1 < \alpha < 2$, в такому випадку система називається надлишковою системою числення с природним базисом, а α – основою цієї системи. Приклади таких систем:

$$1, 2, 4, \dots, 2^i, \dots \quad \alpha = 2 \quad - \quad \text{двійкова система,}$$

$$1, 1.5, 2.25, \dots, \left(\frac{3}{2}\right)^i, \dots \quad \alpha = \frac{3}{2},$$

$$1, 1, 1, \dots, 1^i, \dots \quad \alpha = 1 \quad - \quad \text{одинична система.}$$

Двійкова система не є надлишковою. Але виготовлення електронних компонентів із дробовим співвідношенням номіналів із потрібною точністю має відомі складнощі. Наприклад, виготовлення таких резисторів за інтегральною технологією потребує значного збільшення площі кристала і, як наслідок, появи додаткових паразитних параметрів схеми.

Набір ваг розрядів може бути деякою множиною, яка розраховується за формулою, рекурентним виразом, є довільною. Такі системи числення називаються системами зі штучним базисом. Приклади таких систем:

1, 2, 3, 5, 8, ... $Q_i = Q_{i-1} + Q_{i-2}$ – множина Фібоначчі

1, 1, 2, 2, 4, 4, ... $Q_{2i} = Q_{2i+1} = 2^i$.

Використання систем числення із цілочисловими, особливо із кратними степеню двійки співвідношеннями ваг розрядів, є бажаним. Виготовлення, наприклад, резисторів з такими співвідношеннями номіналів у мікроелектроніці більш технологічно. Аналіз використання таких систем числення наведено в джерелі [80].

Засобами математичного пакету програм MathCad, скріншот роботи якого наведено на рис. 2.8, розраховано ділянки нерозривності передатної характеристики ЦАП із урахуванням специфіки позиційних надлишкових систем числення на базі таких залежностей:

$$X_j = \sum_{i=0}^{n-1} \delta_i \cdot a_{ij} \cdot \alpha^i, \quad (2.13)$$

$$\delta_{diff} = X'_j - X'_{j-1}, \quad (2.14)$$

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 ;

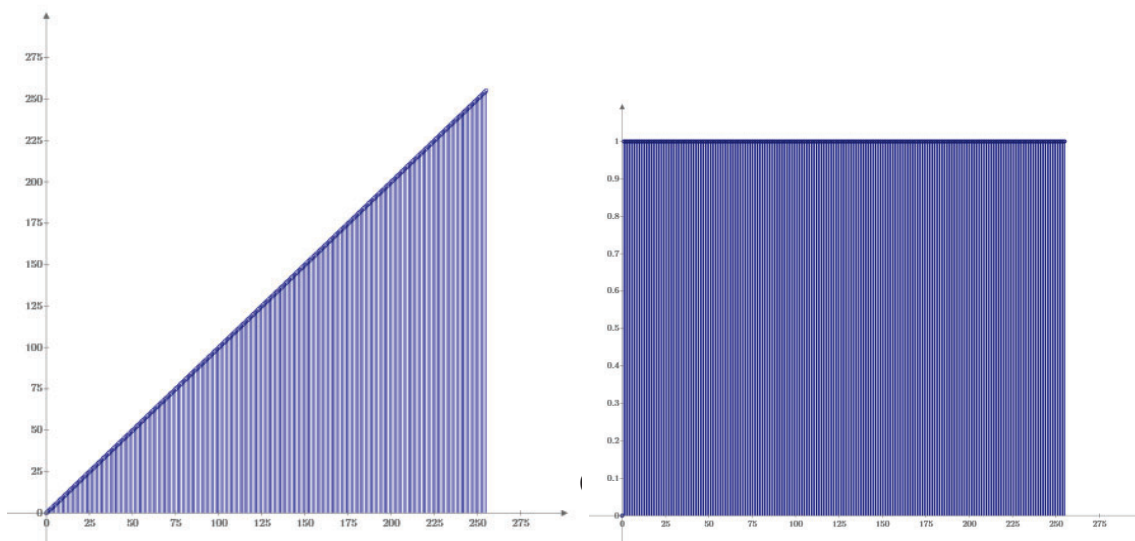
На рис. 2.8: fv – масив вихідних значень ЦАП ($A_j = \{a_{0j}, a_{1j}, \dots, a_{nj}\}$ – вхідний код); $fv2$ – масив значень диференціальної похибки ЦАП, яким можна оцінити наявність ділянок розривів у характеристиці перетворення.

Наведені на рис. 2.9 графіки показують залежності: вихідне значення – код $X_j(A_j)$ та значення диференціальної нелінійності – код $\delta_{diff}(X_j)$.

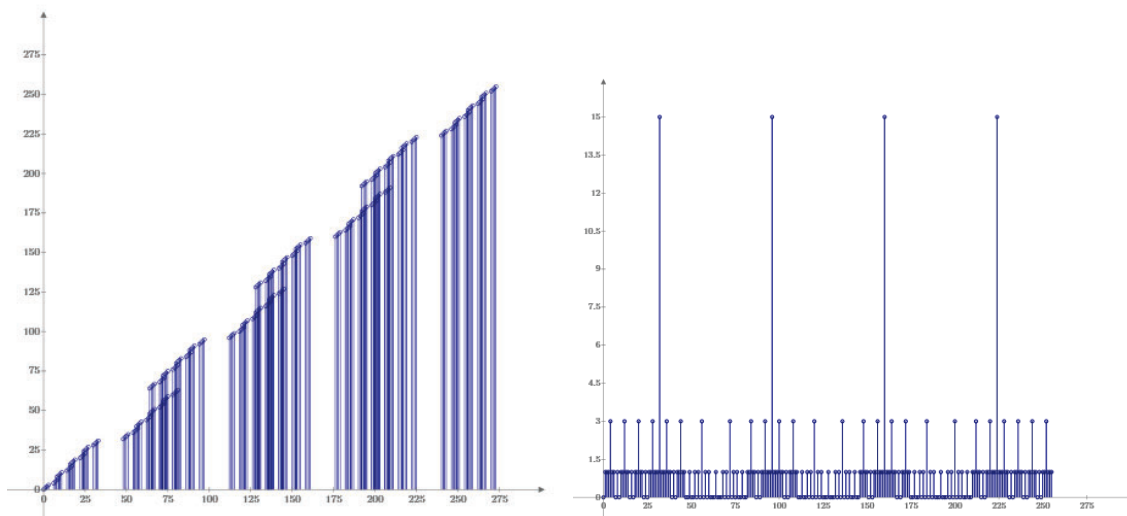


Рисунок 2.8 – Розрахунок у MathCad ділянок нерозривності передатної характеристики ЦАП

Графік на рис. 2.9 а) ілюструє ситуацію відсутності похибок ваг розрядів, а графік на рис. 2.9 б) випадок, коли відносна похибка 3 і 6 розряду становить 50%, $\delta_3 = \delta_4 = 0,5$. Як видно з рис. 2.9, на передатній характеристиці з'являються розриви, коли деяким діапазонам напруг не відповідає жодна кодова комбінація і ЦАП буде характеризуватися великою похибкою диференційної нелінійності.



а)



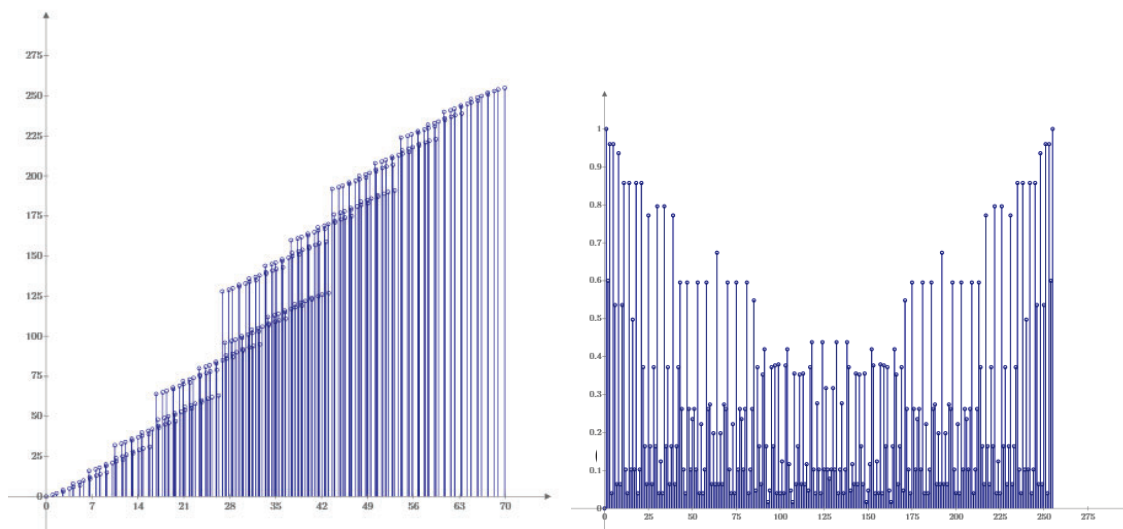
б)

Рисунок 2.9 – Характеристики перетворення АЦП для різних систем числення:

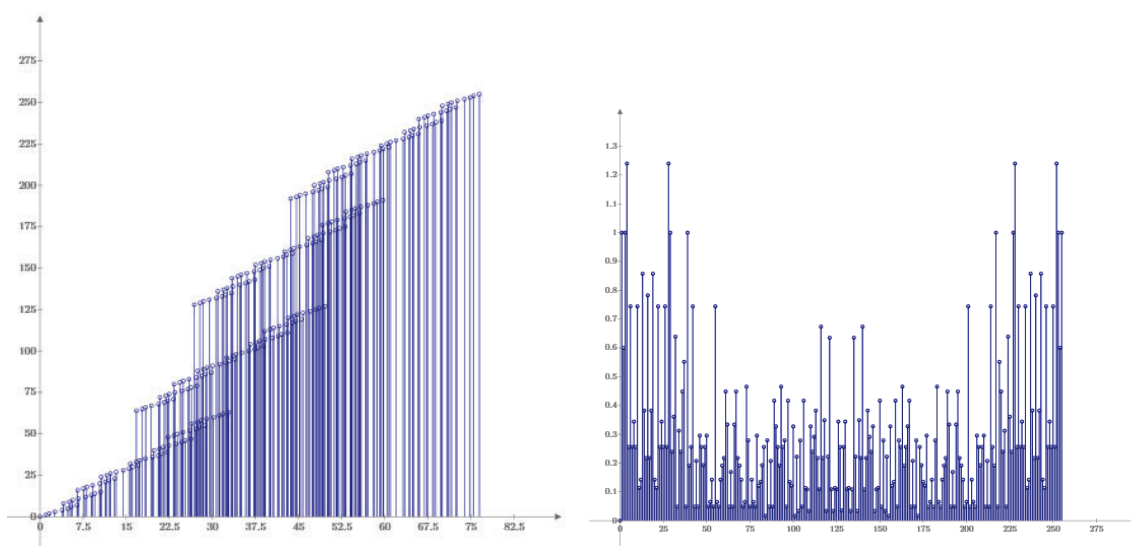
а) двійкова $\alpha=2$ без спотворень; б) двійкова $\alpha=2$ зі спотвореннями

Графіки на рис. 2.10 відповідають надлишковій системі числення $\alpha=1,6$, де ваги розрядів набувають значень $a_i \in \{0, 1\}$ і визначаються співвідношенням (2.12), нерівність (2.10) виконується, і коефіцієнт надлишковості i -го розряду буде дорівнює згідно (2.11) $\delta Q_i=0,67$. Аналогічно попередньому випадку, графік на рис. 2.10 а) ілюструє ситуацію відсутності похибок ваг розрядів, а

графік на рис. 2.10 б) – випадок, коли відносна похибка 3 і 6 розряду становить 50%, $\delta_3=\delta_4=0,5$.



а)



б)

Рисунок 2.10 – Характеристики перетворення АЦП для різних систем числення:
а) надлишкова $\alpha=1,6$ без спотворень; б) надлишкова $\alpha=1,6$ зі спотвореннями

Як демонструє графік, розриви у передатній характеристиці відсутні в обох випадках, відповідно маємо малу похибку диференційної нелінійності ЦАП.

2.3 Похибки характеристики відтворення системи реєстрації аналогової інформації на неточних елементах

Функціональний взаємозв'язок між вхідною напругою АЦП $U_{ex}(t)$ і його вихідним кодом $K_{вих}$ з урахуванням усіх похибок, відповідно до поділу АЦП на вхідний пристрій, дискретизатор і квантувач, можна зобразити у вигляді:

$$K_{вих} = F_k(F_\partial(F_{en}(U_{ex}(t)))) \quad (2.15)$$

де F_{en} , F_∂ , F_k – функції перетворення вхідного пристрою, дискретизатора й квантувача відповідно.

Функцію перетворення вхідного пристрою представимо у вигляді композиції статичної передатної характеристики $U_{вих.en} = f(U_{ex})$, комплексної частотно-залежної характеристики $K_{en}(j\omega t)$ і наведених по входу шумів $\zeta(t)$.

Статична передатна характеристика може бути апроксимована багаточленом:

$$U_{вих.en}(U_{ex}) = a_0 + a_1 \cdot U_{ex} + \sum_{i=2}^{\infty} a_i \cdot U_{ex}^i \quad (2.16)$$

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:

$$\Delta_0 = a_{0u} - a_0 \quad (2.17)$$

– мультиплікативну:

$$\Delta_M = \frac{a_I}{a_{Iu}}, \quad (2.18)$$

і похибку лінійності, причому розрахунок Δ_L здійснюється як максимальне відхилення значень $U_{вих.ен}$ від прямої

$$U'_{вих.ен} = a'_0 + a'_I \cdot U_{вх}, \quad (2.19)$$

тобто

$$\Delta'_L = \max_{U_{вх}} (U'_{вих.ен} - U_{вих.ен}). \quad (2.20)$$

Описаний спосіб визначення похибок статичної передатної характеристики застосуємо не тільки до вхідного пристрою, але й до дискретизатора, квантувача за умови «гладкої» (інтегральної) нелінійності характеристик останніх.

Динамічні характеристики вхідного пристрою визначимо таким чином. У частотному представленні вхідний пристрій як лінійний чотиріполюсник характеризується комплексною передатною характеристикою $K(j\omega)$, що складається з амплітудно-частотної і фазо-частотної характеристик (АЧХ і ФЧХ). Взаємозв'язок між вхідним $U_{вх}(t)$ і вихідним сигналом $U_{вих}(t)$ установлюється через $K(j\omega)$ зворотним перетворенням Фур'є

$$U_{вих}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} E(\omega) \cdot K(j\omega) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega, \quad (2.21)$$

де $E(\omega)$ – спектральна щільність вхідного сигналу:

$$E(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U_{вх}(t) \cdot e^{-j\omega t} \cdot d\omega. \quad (2.22)$$

Співвідношення між $U_{вих}(t)$ і $U_{вх}(t)$ може бути представлено також за допомогою не частотних, а часових функцій. Амплітудно-частотна характеристика являє собою функцію модуля комплексної передатної характеристики

$$A(\omega) = (\operatorname{Re}(K(j\omega)))^2 + (\operatorname{Im}(K(j\omega)))^2, \quad (2.23)$$

а фазочастотна – її аргументу:

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}(K(j\omega))}{\operatorname{Re}(K(j\omega))}. \quad (2.24)$$

Оцінювання АЧХ і ФЧХ вхідного пристрою пропонується здійснювати у трьох частотних смугах: смуга пропускання, перехідна смуга й смуга придушення. Нерівномірність АЧХ у смузі вхідних частот від $\omega_в$ до $\omega_н$ прийнято розраховувати, виходячи з максимального відхилення від опорного значення $A(\omega_0)$:

$$\Delta_{АЧХ} = \max |A(\omega) / A(\omega_0)|. \quad (2.25)$$

Значення $\Delta_{АЧХ}$ повинно бути меншим за $\Delta_{АЦП}$, яке дорівнює $1/2^N$ (відповідно до його розрядності). Введемо інтегральну оцінку похибки АЧХ у смузі пропускання з урахуванням модуля спектральної щільності вхідного сигналу:

$$\Delta_{АЧХ}^i = \frac{1}{(\omega_в - \omega_н) \cdot E(\omega_0)} \int_{\omega_н}^{\omega_в} E(\omega) \cdot \left| 1 - \frac{A(\omega)}{A(\omega_0)} \right| \cdot d\omega. \quad (2.26)$$

Як видно з порівняння (2.26) і (2.18), запропонований вираз для оцінювання нерівномірності АЧХ за виглядом підінтегральної функції є аналогічним виразу для розрахунку вихідного сигналу $U_{вих}(t)$ за спектральною щільністю вхідного сигналу $E(j\omega)$ і передатній характеристиці $K(j\omega)$.

Користуючися тими ж міркуваннями, визначимо інтегральну оцінку нелінійності ФЧХ:

$$\Delta_{ФЧХ}^i = \frac{1}{(\omega_в - \omega_н) \cdot E(\omega_0)} \int_{\omega_н}^{\omega_в} E(\omega) \cdot |\varphi(\omega) - \varphi_n(\omega)| \cdot d\omega, \quad (2.27)$$

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

$$\varphi(\omega) = b_0 + b_1 \cdot \omega + \sum_{i=2}^{\infty} b_i \cdot \omega^i. \quad (2.28)$$

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

$$\varphi_{л}(\omega) = b_0 + b_1 \cdot \omega. \quad (2.29)$$

Нелінійні спотворення прийнято вимірювати під час подавання на вхід пристрою гармонійного сигналу частотою ω_0 і оцінювати за рівнем гармонік вихідного сигналу із кратними частотами $2\omega_0, 3\omega_0, \dots, n\omega_0$. Коефіцієнт нелінійних спотворень прийнято визначати як відношення середньоквадратичних сум напруг гармонік до напруги сумарного сигналу на виході

$$K_{nn}(\omega) = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n U^2(i\omega_0)}}{\sqrt{\sum_{i=1}^n U^2(i\omega_0)}}. \quad (2.30)$$

Разом із коефіцієнтом нелінійних спотворень може застосовуватися коефіцієнт гармонік:

$$K_2(\omega) = \sqrt{\sum_{i=2}^n U^2(i\omega_0)} / U(\omega_0). \quad (2.31)$$

Для розрахунку числових значень напруг гармонік $U(i\omega_0)$ може бути застосоване розкладання вихідного сигналу в ряд Фур'є і для більшості сигналів ряд Фур'є є спадним, тому, як правило, обмежуються кількістю $n \leq 5$ у виразах (2.30) і (2.31).

Шуми пристроїв і АЦП у цілому можна поділити на інтегральні, зважені, шуми дискретизації й квантування. Інтегральні шуми вимірюються за відсутності вхідного сигналу. Вони виникають в аналогових пристроях АЦП за

рахунок теплових флуктуацій струмів в елементах та зовнішніх електричних і магнітних полів. В остаточному підсумку інтегральні шуми можуть бути подані на вхід аналогового пристрою або АЦП у вигляді джерела еквівалентної напруги шуму e_{ui} . При цьому рівень шуму можна зв'язати із вхідним діапазоном напруг у вигляді відношення сигналу до діючого значення шуму, проінтегрованого за частотним спектром:

$$S_{ui} = \frac{U_{ex. max}}{\sqrt{\int_{\omega_n}^{\omega_g} e_{ui}^2(\omega) \cdot d\omega}} \quad (2.32)$$

Зважений шум визначається через інтегральний з урахуванням частотозалежної вагової функції $V(\omega)$, що виражає ступінь значимості шуму на конкретній частоті:

$$S_{уз} = \frac{U_{ex. max}}{\sqrt{\int_{\omega_n}^{\omega_g} e_{ui}^2(\omega) \cdot V(\omega) \cdot d\omega}} \quad (2.33)$$

Шуми дискретизації й квантування, на відміну від інтегрального й зваженого шумів, характеризують властивості АЦП за умови впливу сигналу. Розрахунок цих видів шумів є аналогічним розрахунку інтегрального шуму, за винятком спектральних складових вхідного сигналу і його гармонік $e(j\omega)$, що враховуються як нелінійні спотворення

$$S_{шдк} = \frac{U_{ex. max}}{\sqrt{\int_{\omega_n}^{\omega_g} \left(e_{ui}(\omega) - e_c(\omega) - \sum_{i=1}^n e(i\omega) \right) \cdot d\omega}} \quad (2.34)$$

Розглянемо динамічні характеристики дискретизатора (комутаторів і ПВЗ). Запишемо вихідні напруги комутатора після встановлення перехідних процесів комутації у вигляді

$$U_{\text{вих.к}}(t) = \sum_{i=1}^N m_i U_{\text{вх}i}(t), \quad (2.35)$$

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

N – число входів комутатора;

m_i – комутаційний коефіцієнт.

Уведений комутаційний коефіцієнт m_i характеризує властивість комутатора відключати джерела сигналів на невикористаних входах.

Визначимо, використовуючи (2.35), похибку від прямого проходження сигналу через закритий j -й ключ комутатора як максимум відношення вихідної до усередненої суми вхідних напруг

$$\Delta_{\text{ППК}_j} = \max_t \left[\frac{\sum_{i=1, i \neq j}^N m_i \cdot U_{\text{вх}i}(t)}{\sum_{i=1, i \neq j}^N \frac{U_{\text{вх}i}(t)}{N-1}} \right]. \quad (2.36)$$

Під час вимірювання $\Delta_{\text{ППК}_j}$ доцільно вважати $U_{\text{вх}j}(t)=0$, а для виявлення найгіршого випадку – подавати на закриті ключі напруги максимальної вхідної амплітуди U_{max} із частотою, що дорівнює верхній частоті вхідного діапазону $\omega=\omega_e$. При цьому, після підстановки (2.36) і (2.35) в (2.34) і спрощення можна отримати

$$\Delta_{\text{ППК}_j} = \sum_{i=1, i \neq j}^N m_i, \quad (2.37)$$

Розглянемо тепер перехідні процеси, що виникають під час переходу ПВЗ від зберігання напруги U_i до вибірки напруги U_{i+1} . Реальним комутаторам і ПВЗ притаманні дві характеристики інерційності: максимальна швидкість наростання вихідного сигналу V_{max} і стала часу перехідних процесів – τ . Відповідно, перехідний процес під час стрибкоподібного змінення напруги з U_i на U_{i+1} відбувається у два етапи. На першому етапі протягом часу $t < t_x$

вихідний сигнал $U_{вух}(t)$ змінюється за лінійним законом із максимальною швидкістю V_{max} як

$$U_{вух1}(t) = \text{sign}[U_{вх.(i+1)} - U_{вх.i}] \cdot V_{max} \cdot t + U_{вх.i}, \quad t \leq t_x, \quad (2.38)$$

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

На другому етапі, починаючи з моменту часу t_x і досягнутого значення напруги $U(t_x)$, продовжується подальше експонентне доустановлення вихідної напруги:

$$U_{вух2}(t) = (U_{вх.(i+1)} - U_{вух1}(t_x)) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + U_{вух1}(t_x), \quad t > t_x. \quad (2.39)$$

Момент часу t_x визначається з умови:

$$\frac{dU_{вух2}(t)}{dt} = V_{max}, \quad (2.40)$$

і таким чином відповідає швидкості наростання експонентного процесу, що не перевищує можливості максимального значення V_{max} пристрою. З (2.39) маємо:

$$\frac{dU_{вух2}(t)}{dt} = (U_{вх.(i+1)} - U_{вух1}(t_x)) \cdot \frac{t_x}{\tau} \cdot e^{-\frac{t_x}{\tau}}. \quad (2.41)$$

Порівнюючи праві частини виразів (2.40) і (2.41), дійдемо до нелінійного відносно t_x рівняння

$$(U_{вх.(i+1)} - U_{вух1}(t_x)) \cdot \frac{t_x}{\tau} \cdot e^{-\frac{t_x}{\tau}} - V_{max} = 0, \quad (2.42)$$

де $U_{вух}(t_x)$ визначається за виразом (2.44).

Таким чином, для опису перехідного процесу необхідно спільне розв'язання системи рівнянь, складеної на базі виразів (2.40), (2.41) і (2.42).

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

$$\varepsilon(t) = \frac{U_{вих}(t) - U_{exi}}{U_{ex(i+1)} - U_{exi}}. \quad (2.43)$$

Перехід від режиму вибірки до режиму зберігання характеризується так званою апертурною похибкою або похибкою датування відліків [76], що виражається в часовій затримці t_a моменту початку зберігання від моменту t_i подачі на ключ ПВЗ керуючого впливу. Крім того, у момент переходу до зберігання виникає похибка стрибка Δ_c , пов'язана з комутаційною перешкодою на запам'ятовуючий елемент. У режимі зберігання запам'ятовуючий елемент ПВЗ (конденсатор) розряджається струмами витікання ключа та власним опором ізоляції. Виникає похибка саморозряду ПВЗ, що є лінійно-залежною від часу $r(t-t_i)$, де r визначає швидкість розряду. Вираз для вихідної напруги ПВЗ у режимі зберігання буде

$$U_{вих}(t) = U_{ex}(t_i + t_a) + \Delta_c(U_{ex}(t_i)) - r(t - t_i). \quad (2.44)$$

Таким чином, вирази (2.41) і (2.44) описують ПВЗ у режимах вибірки й зберігання за допомогою розглянутих похибок: стрибка, саморозряду й апертурної похибки.

Розглянемо детальніше складові апертурної похибки t_a . Розрізняються систематична складова (постійна затримка Δt_a) і випадкова складова (апертурна невизначеність \tilde{t}_a):

$$t_a = \Delta t_a + \tilde{t}_a. \quad (2.45)$$

Систематична складова не відбивається на формі сигналу після дискретизатора й може бути врахована відповідним вибором часу стробування ПВЗ. Апертурна невизначеність моменту дискретизації призводить до виникнення динамічної похибки, прямо пропорційної швидкості змінення аналогового сигналу [79]

$$\Delta U_a = \left| \frac{dU_{ex}(t)}{dt} \right|_{\tilde{t}_a} + R(t, t_a), \quad (2.46)$$

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

Виконаємо аналіз характеристик квантувача. Функцію перетворення ідеального квантувача можна представити у вигляді східчастої кривої, описаною формулою [69]

$$Y = q_0 \text{Int}(X/q_0 + 0,5 \text{Sign}(X)), \quad (2.47)$$

де X, Y – вхідна й вихідна величини;

q_0 – значення кванта;

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

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

Ідеальному квантувачу властива методична похибка, що являє собою різницю між вихідною і вхідною величинами

$$\Delta_{met} = Y - X = q_0 \text{Int}(X/q_0 + 0,5 \text{Sign}(X)) - X. \quad (2.48)$$

Методична похибка ідеального перетворювача за абсолютним значенням не перевищує значення $\pm q_0/2$, є розподіленою за рівномірним законом на інтервалі від $(y - q_0/2)$ до $(y + q_0/2)$, і характеризується нульовим математичним сподіванням і дисперсією [81]:

$$\sigma(\Delta_{met}) = q_0 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}. \quad (2.49)$$

Розглянемо динамічну характеристику квантувача, яка виникає через перехідні процеси під час врівноважування. Найпростіша однокоефіцієнтна модель встановлення перехідних процесів на виході схеми порівняння:

$$U_{вух.чн}(t) = U_{очн} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad (2.50)$$

де U_{ocn} – амплітуда стрибка напруги на виході схеми порівняння;

τ – стала часу.

Двоетапний перехідний процес складається із «швидкої» експоненти з амплітудою A_1 , сталої часу τ_1 і «повільної» експоненти з амплітудою A_2 , сталої часу τ_2 . У режимі обмеження великого сигналу «швидка» експонента відповідає спрацьовуванню ланцюга обмеження у зворотному зв'язку, а «повільна» – установленню в лінійній зоні. Також враховуються комутаційні завади («глітчi»), що виникають в момент подавання керуючого сигналу на ключі за рахунок наявності паразитних ємнісних зв'язків ланцюга керування з шиною підсумовування ваг розрядів, отже:

– під час вмикання розряду:

$$U_{\Sigma}^{вми}(t) = A_n e^{-\frac{t}{\tau_n}} + a_{кер}(t - t_{31}) \left[A_1 \left(1 - e^{-\frac{t-t_{31}}{\tau_1}} \right) + A_2 \left(1 - e^{-\frac{t-t_{32}}{\tau_2}} \right) \right], \quad (2.51)$$

– під час вимикання розряду:

$$U_{\Sigma}^{вим}(t) = -A_n e^{-\frac{t}{\tau_n}} + a_{кер}(t - t_{32}) \left[A_1 e^{-\frac{t-t_{31}}{\tau_1}} + A_2 e^{-\frac{t-t_{32}}{\tau_2}} \right], \quad (2.52)$$

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

A_n – амплітудне значення викиду в момент перемикавання;

τ_n – стала часу еквівалентного ланцюга, що диференціює.

Висновки до розділу 2

Запропоновано метод побудови системи цифрової реєстрації аналогових сигналів на базі АЦП з ваговою надлишковістю. Показано, що застосування такого АЦП, який має підвищену швидкодію, дозволяє покращити лінійність

характеристики відтворення аналогових сигналів, а можливість використання ЦАП на низькоточних вузлах знижує вартість такої апаратури.

Розглянуто можливість побудови системи аналог-цифра-аналог із застосуванням НПСЧ. Зазначено, що особливістю АЦП і ЦАП на основі НПСЧ є відсутність розривів у характеристиці перетворення, що викликано відхиленням реальних ваг розрядів від заданих розрахункових.

Відзначено принципову особливість того, що код, отриманий на виході надлишкового АЦП, у зворотному режимі відтворення не треба перетворювати на двійковий код перед подаванням на вхід ЦАП. Це дає можливість не здійснювати обчислювальні операції для перетворення кодів та істотно економити відповідне обладнання, також значно знижуються вимоги щодо точності припасування ваг розрядів ЦАП.

Варто зазначити, що після АЦ-перетворення код, отриманий в НПСЧ, записується і зберігається в цифровій пам'яті, причому, оскільки розриви в характеристиці перетворення відсутні, то після зворотного перетворення в ЦАП зберігається якість АЦ-перетворення, а пристрої вибірки-збереження аналогового сигналу потрібні тільки на час перетворення. Також необхідно зазначити, що процедура самокалібрування в таких АЦП і ЦАП не потрібна. Водночас, похибка формування відтвореного вихідного сигналу, порівняно із значенням вхідного не може перевищувати похибку зсуву нуля компаратора АЦП.

Відзначено, що використання НПСЧ призводить до певного збільшення довжини розрядної сітки. Не зважаючи на це, час перетворення АЦП із ваговою надлишковістю, порівняно із двійковим, зменшується у 5 – 8 разів, а похибка врівноваження не перевищує 0,5 кванта молодшого розряду. Покращення швидкодії АЦП із ваговою надлишковістю дозволяє збільшити кількість відліків на однакових проміжках часу, що зменшує вимоги до ФНЧ на виході ЦАП.

Запропоновано методи побудови багаторозрядного ЦАП із нерозривною характеристикою перетворення з ваговою надлишковістю на неточних елементах. Доведено, що для побудови швидкісного ЦАП доцільно застосовувати перетворювач код-струм. Рекомендовано будувати ЦАП на основі генераторів

однакових розрядних струмів, що комутуються у вузли матриці драбинкового типу.

Розглянуто похибки перетворення системи реєстрації аналогової інформації на неточних елементах, а саме: похибки статичної передатної характеристики, похибки динамічної передатної характеристики, зокрема, похибки нелінійності АЧХ та ФЧХ, похибки дискретизатора (комутаторів і ПВЗ), динамічні та методичні похибки кантувача, шуми.

РОЗДІЛ 3

МЕТОДИ ПОБУДОВИ АНАЛОГОВИХ ВУЗЛІВ СИСТЕМИ ЦИФРОВОЇ РЕЄСТРАЦІЇ АНАЛОГОВИХ СИГНАЛІВ НА БАЗІ АЦП ІЗ ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ

3.1 Двотактний високолінійний буфер напруги на базі відбивачів струму

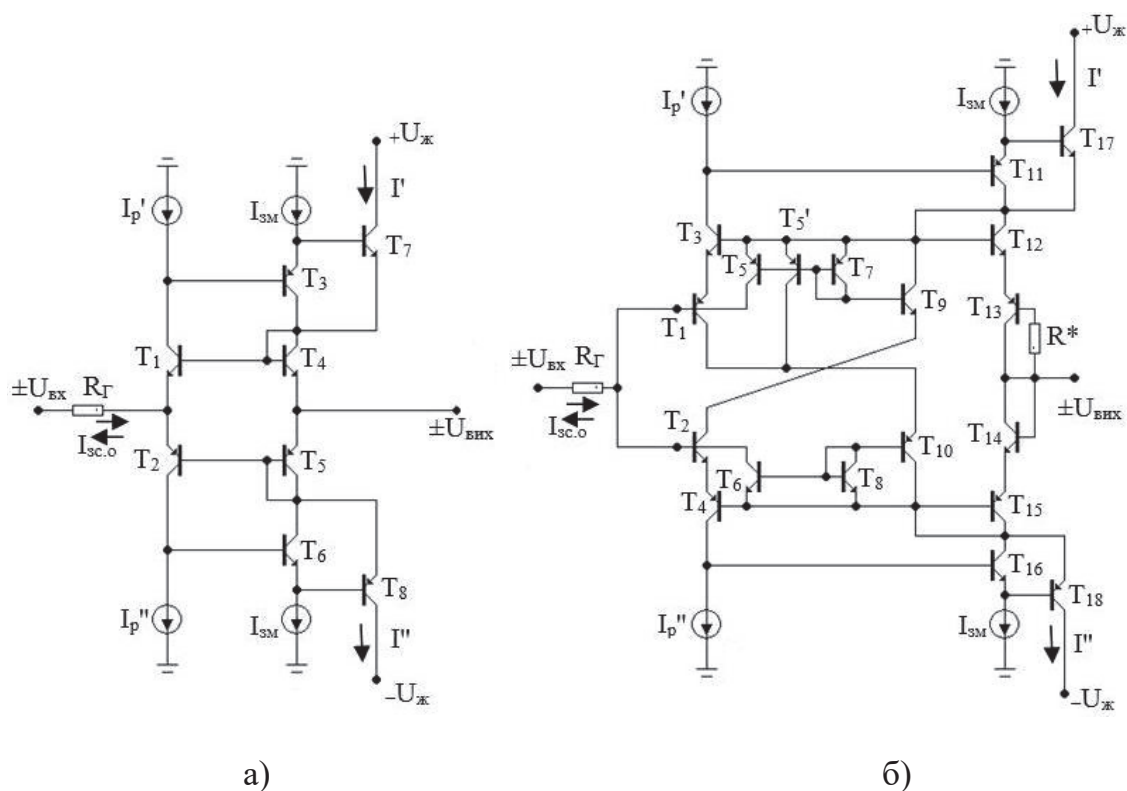
Слід зазначити, що статичні і динамічні характеристики буферів напруг і масштабаторів напруги повинні відповідати системним вимогам. До статичних характеристик треба віднести, у першу чергу, похибки передатної характеристики, масштабу, зсуву нуля та лінійності. Динаміка цих пристроїв визначається АЧХ та перехідною характеристикою. Використання біполярних транзисторів, порівняно з польовими, дозволяє мінімізувати напругу живлення при заданому діапазоні змінення вхідного сигналу і досягти максимального коефіцієнту корисної дії вказаних схем. Водночас треба застосовувати спеціальні заходи щодо компенсації базових струмів, особливо, якщо генератор вхідної напруги має збільшений опір, що може призвести до істотного збільшення похибки зсуву нуля. Підвищення точності роботи пристрою досягається за рахунок зменшення похибки лінійності. Лінійність передатної характеристики, а також швидкодію, доцільно забезпечувати застосуванням двотактних схем, а зменшення похибки масштабу – збільшенням коефіцієнта передавання вихідного двотактного підсилювача постійного струму (ДППС). Перспективним у цьому плані є застосування ДППС із внутрішніми балансними зворотними зв'язками [87], [88], особливо, якщо сигнал вхідної напруги є двополярним.

Окремо слід зазначити, що під час проектування швидкодіючих інтегральних схем, підсилювачі струму мають переваги порівняно з підсилювачами напруги, якщо операції над сигналом будуть виконуватися представленням у вигляді струму [5], [6]. При цьому можна усунути прикладення

великих напруг до паразитних ємностей. Навіть у тих випадках, коли треба підсилювати напругу, її треба спочатку перетворити на струм, підсилити його, а на виході пристрою знову перетворити на напругу. Системні вимоги, що висуваються до статичних і динамічних характеристик вузлів аналого-цифрових систем, зокрема, до БН і МН детально розглянуто в [40]–[42]. Водночас конкретних прикладів щодо побудови вказаних пристроїв у вказаній науково-технічній літературі та інших публікаціях наведено мало.

Найпростіший варіант побудови ядер двотактних буферів або масштабаторів напруги зображено на рис. 3.1 а) [47].

Схема містить два симетричних відбивачі струму, зібрані на транзисторах Т1, Т3, Т4, Т7 а також Т2, Т5, Т6, Т8 відповідно. На відміну від широко відомих відбивачів Уілсона запропоновані схеми мають значно більший (на один-два порядки) вихідний опір по колекторах Т7 і Т8. У режимі балансу за умови $U_{вих}=0$ колекторні струми I' і I'' будуть приблизно рівними, з похибкою на різницю значень базових струмів вказаних транзисторів. Якщо робочі струми є рівними, тобто $I_p'=I_p''$, то на вході схеми виникає струм зсуву нуля:



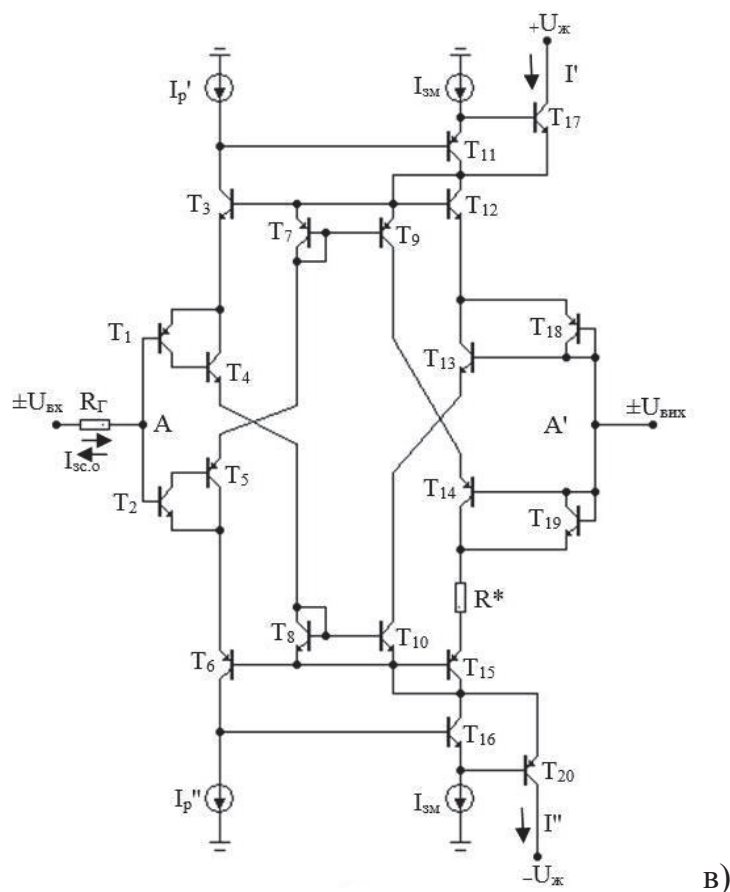


Рисунок 3.1 – Ядра двотактних БН та МН: а) найпростіша схема; б) із параметричною компенсацією $I_{зс.о}$; в) на складених транзисторах Шиклаї

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

який протікає через генератор вхідної напруги $\pm U_{вх}$. Якщо внутрішній опір цього генератора ненулевий, то це призведе до появи похибки $\Delta U_{вх} = I_{зс.о} \cdot R_{Г}$.

Істотним недоліком цієї схеми є жорстка вимога до рівності значень I_p' і I_p'' і якщо вони є нерівними, то різниця $\Delta I_p = I_p' - I_p''$ додається до $I_{зс.о}$. Важливою характеристикою такого БН є малосигнальний вихідний опір $r_{вих}$, оскільки саме він визначає навантажувальну здатність пристрою. Неважко показати, що ця характеристика залежить від рівнів I_p та $I_{зМ}$.

Значення $r_{вих}$ дорівнює

$$r_{вих} = \frac{r_{e4} + \frac{r_{\delta 4}}{1 + \beta_4}}{r_{e5} + \frac{r_{\delta 5}}{1 + \beta_5}}, \quad (3.2)$$

де r_{e4} і r_{e5} – емітерні опори транзисторів;

$r_{\delta 4}$ і $r_{\delta 5}$ – базові опори транзисторів Т4 і Т5 відповідно;

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

Кращі характеристики має схема ядра БН, наведена на рис. 3.1 б). Вона додатково містить вхідні транзистори Т1 і Т2, за допомогою яких практично нівелюється вплив нерівності I_p' і I_p'' . Водночас, у цьому випадку $I_{зс.о}$ починає формуватися як різниця базових струмів Т1 і Т2. Для зменшення його застосовано параметричну компенсацію. При цьому $I_{зс.о} = I_{\delta 1} - I_{\delta 2} - I_{\delta 9} - I_{\delta 10}$, а його рівень залежить від ідентичності статичних характеристик інтегральних $n-p-n$ і $p-n-p$ транзисторів. Посилити ефект компенсації можна вводячи додатковий транзистор Т'5 (за умови, що $\beta_{n-p-n} > \beta_{p-n-p}$). Такий підхід дозволяє зменшити $I_{зс.о}$ на один-два порядки. Вихідний опір ядра цього БН буде дорівнювати $r_{вих} \approx r_e$.

Подальшого зниження $I_{зс.о}$ можна досягти, якщо використовувати схему ядра, побудовану на складених транзисторах Шиклаї, наведену на рис. 3.1 в). Вона містить вхідний каскад на $p-n-p$ і $n-p-n$ транзисторах Т1, Т4 і Т2, Т5, відповідно, та вихідний каскад на транзисторах Т13, Т18, Т14 і Т19. До складу схеми входять також відбивачі струму на транзисторах Т2, Т12, Т6 і Т15 та регулятори на транзисторах Т 11, Т17, Т16 і Т20. Для задання робочих точок вихідного каскаду, ідентичних до вхідного каскаду, до схеми введено внутрішні відбивачі струму на транзисторах Т7, Т9, Т8 і Т10. При цьому досягається умова рівності емітерних струмів $I_{e4} = I_{e5} = I_{e13} = I_{e14}$. Це дає змогу вирівняти базові струми $I_{\delta 1} = I_{\delta 2}$, де $I_{\delta 1} = \frac{I_p}{\beta_1 \cdot \beta_4}$, $I_{\delta 2} = \frac{I_p}{\beta_2 \cdot \beta_5}$, а $\beta_1 \cdot \beta_4 = \beta_2 \cdot \beta_5$.

Похибка при цьому визначається технологічними можливостями досягнення ідентичності статичних характеристик інтегральних транзисторів.

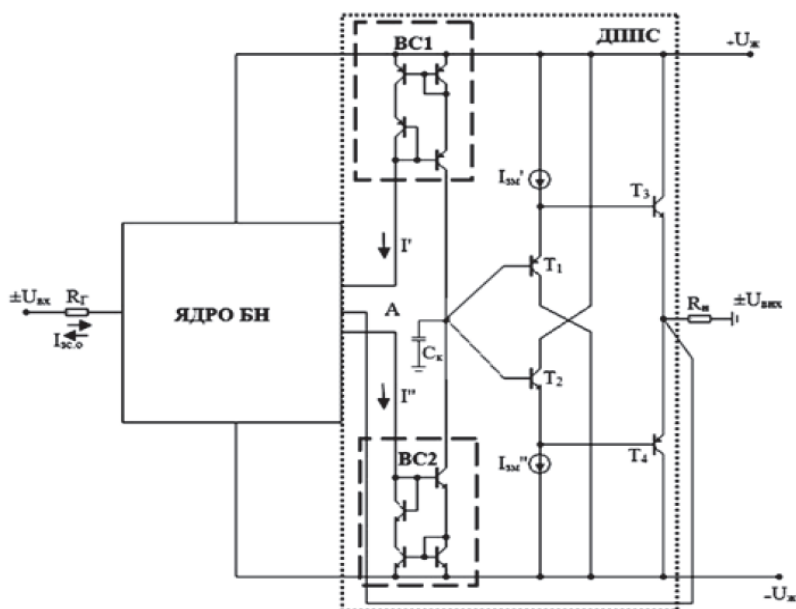
Розглянутий схемотехнічний прийом дозволяє виконати умову $U_{\delta e1} = U_{\delta e18}$, а $U_{\delta e2} = U_{\delta e19}$. Таким чином, потенціали точок U_A і U'_A також є рівними. Якщо падіння напруги $U_{R\Gamma}$ на R_Γ є незначним, то $U_{вих} = U_{вх}$. Слід зазначити, що, оскільки значення $U_{R\Gamma} = I_{зс.о} \cdot R_\Gamma$, то для зменшення цієї складової загальної похибки $\Delta U_{вих} = U_{вих} - U_{вх}$ задачею проєктантів є зменшення саме $I_{зс.о}$.

У табл. 3.1 наведено деякі статистичні характеристики ядер БН, які зібрано на інтегральних транзисторах типу NUNFARRY і PUNFARRY [81] при $U_{жс} = \pm 10$ В, $I_p = 1$ мА, $U_{вх} = \pm 5$ В.

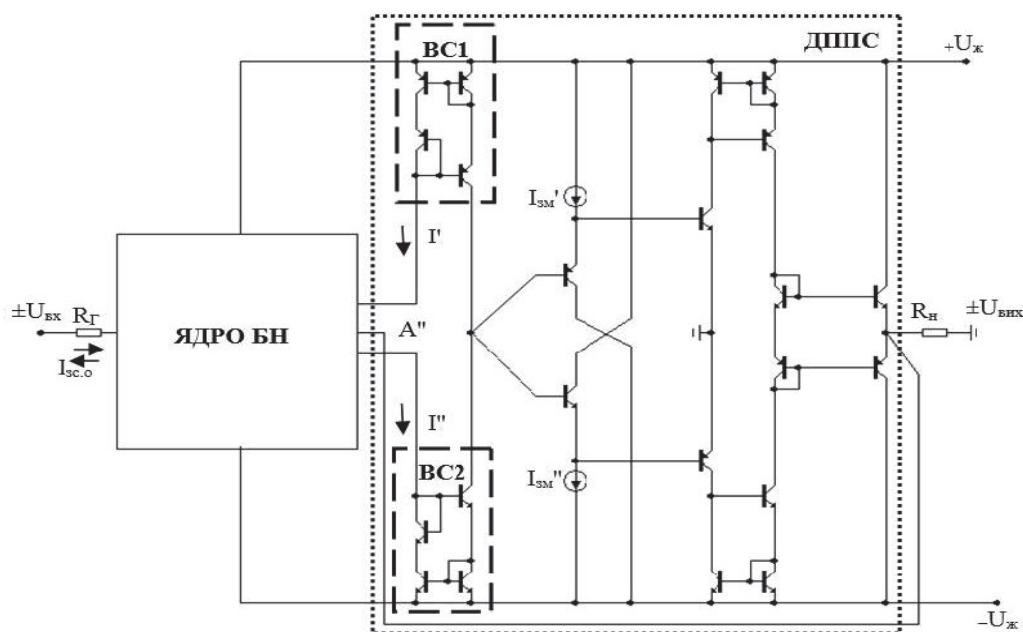
Таблиця 3.1 – Статистичні характеристики ядер БН

Схеми	$I_{зм}$ (мА)	$I_{зс.о}$ (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 показники має схема, показана на рис. 3.1 в). Тут при заданих $I_p = 1$ мА, $I_{зм} = 2,5$ мА струм зсуву нуля має найменше значення $I_{зс.о} = 10$ нА. Похибки масштабу ΔU_m для всіх трьох схем мають один порядок і значення від 6,2 мкВ \pm 8,8 мкВ. Абсолютні похибки лінійності ΔU_l в діапазоні 10,0 В також мають один порядок на рівні 180 – 280 нВ, а відносні – на рівні 0,3·10 – 5%. Окремо треба відзначити недостатньо низький вихідний опір схем, особливо третьої, що свідчить про невисоку навантажувальну здатність розглянутих ядер. Для покращення цієї характеристики до складу БН і МН треба увести двотактні підсилювачі постійного струму. Схему таких пристроїв наведено на рис. 3.2. Розглянемо функціональну схему БН у комплексі з ДППС, що зображено на рис. 3.2 а). Вона містить ядро БН, струмові виходи якого підключено до входів відбивачів струму ВС1 і ВС2. Виходи цих відбивачів з'єднано із входом ДППС, побудованого на транзисторах Т1, Т2, Т3 і Т4.



а)



б)

Рисунок 3.2 – Варіанти підключення ДПС для буфера напруги:

а) з ядрами з рис. 3.1 а) і 3.1 б); б) з ядром з рис. 3.1 в)

При цьому різницеий струм $\Delta I_p = I_p' - I_p''$ подається на вхід ДПС і підсилюється в $K_I = h \cdot \beta_{n-p-n} \cdot \beta_{p-n-p}$ разів, де h – коефіцієнт передачі ΔI із виходів

BC1 і BC2 на бази транзисторів T1 і T2, який залежить від співвідношення вихідних опорів цих відбивачів струму і вхідного опору власне ДППС з урахуванням R_n ; β_{n-p-n} і β_{p-n-p} – коефіцієнти передавання струмів $n-p-n$ і $p-n-p$ транзисторів, відповідно.

Статичні характеристики БН, побудованих із застосуванням таких ДППС наведено у табл. 3.2.

Таблиця 3.2 – Статичні характеристики БН, побудованих із застосуванням ДППС

Ядра БН	$I_{зс.о.}$ (нА)	ΔU_M (мкВ)	ΔU (нВ)	$r_{вих}$ (Ом)	$f_{(0дб)}$ (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 отримано шляхом моделювання при $R_n=5$ кОм (1 кОм). Аналіз показників передатної характеристики показує, що уведення ДППС практично не впливає на такий параметр як $I_{зс.о.}$. Водночас, дещо збільшується похибка масштабу, зокрема для схеми БН, наведеної на рис. 3.1 в). Що стосується похибок лінійності, то вони переважно визначаються статичними характеристиками ДППС. Навантажувальна здатність БН цілком залежить від вихідного опору $r_{вих}$ підсилювача, вхід і вихід якого охоплено глибоким від'ємним зворотним зв'язком, а також – від коефіцієнта підсилення струму $K_I = \frac{I_{вих}}{I_{вх}}$. Тут, чим більше K_I , тим меншим є $r_{вих}$. Водночас варто зауважити, що збільшення підсилення погіршує швидкодію схеми, а також вимагає коригування АЧХ для забезпечення стійкості роботи. Для БН із ДППС смуги пропускання на рівні 0 дБ ($K_{I(f)}=1,0$) мають значення 115 мГц, 112 мГц і 120 мГц, відповідно.

Крім буферів напруги в різноманітних аналого-цифровій системах виникає потреба в застосуванні масштабаторів напруги, які б також мали низькі відносні похибки масштабу $\delta U_M \leq 0,01\%$ і лінійності $\delta U_L \leq 0,001\%$, де $\delta U_M = \Delta U_M / U_{макс}$ і

$\delta U_{\text{л}} = \Delta U_{\text{л}} / U_{\text{макс}}$. Тут $U_{\text{м}}$ – максимальне значення вихідної напруги по краях діапазона. Слід зазначити, що, оскільки, на відміну від БН, масштаботори повинні заздалегідь мати коефіцієнт передавання, що є більшим, за 1, то ДППС треба застосовувати із внутрішнім K_I , значення якого потрібно збільшити на один два порядки. Функціональну схему таких МН наведено на рис. 3.3.

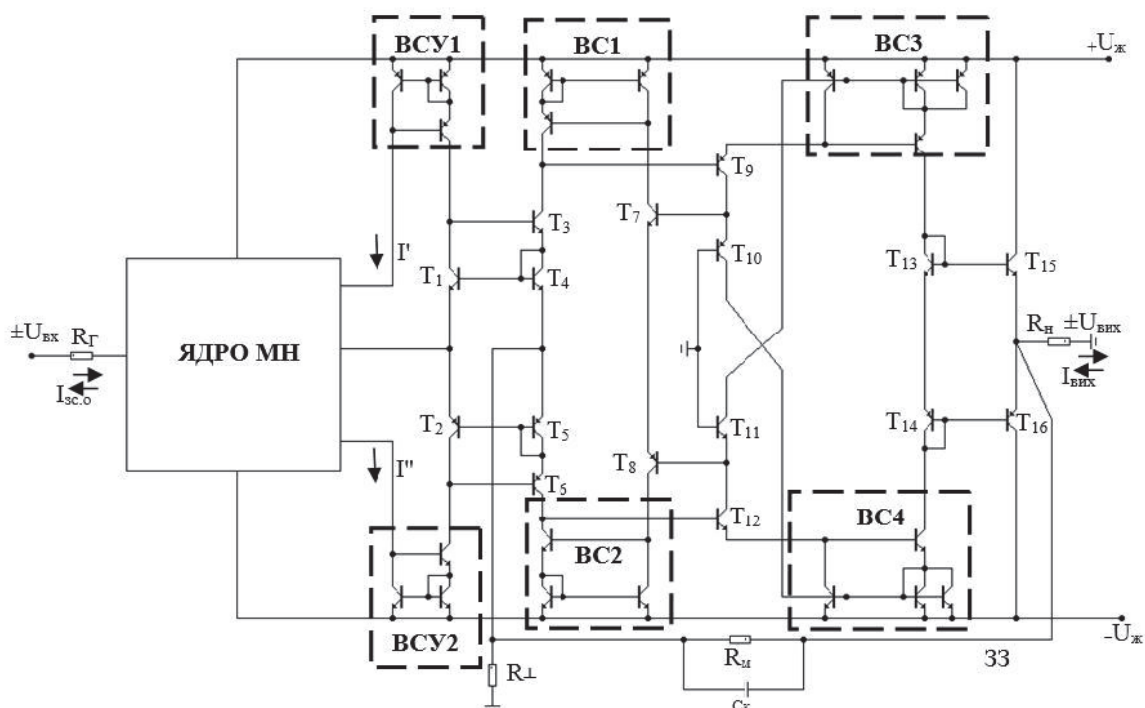


Рисунок 3.3 – Функціональна схема МН із низькими похибками масштабу й лінійності

Вона містить: ядро МН, яке схемотехнічно може збігатися з ядром БН, відбивачі струму Уілсона (BCY1) і (BCY2); вхідний каскад ДППС на транзисторах T1–T6; прості відбивачі струму BC1 і BC2; двотактний підсилювальний каскад на транзисторах T7–T12 і відбивачах струму BC3 та BC4, а також вихідний двотактний каскад на транзисторах T13–T16. Для задавання коефіцієнта передавання по напрузі K_U слугує діляник напруги на резисторах R_m і R_{\perp} , включений до кола зворотного зв'язку (33). При цьому, якщо ДППС має внутрішній $K_I \geq 10^5$, то значення K_U дорівнює $K_U = 1 + R_m / R_{\perp}$. Такий підсилювач буде задовольняти системним вимогам, якщо рівень K_U не перевищує 10-100. У

випадку потреби збільшення K_U , необхідно збільшувати K_I підсилювача. Для отримання $K_U=10$, доцільно задати $R_M=9$ кОм і $R_{\perp}=1$ кОм, $K_U=100$, відповідно, $R_M=9,9$ кОм і $R_{\perp}=100$ Ом.

Під час визначення динамічних характеристик БН і МН слід мати на увазі, що максимальну швидкодiю має ядро цих пристроїв, водночас як загальна швидкодiя визначається властивостями переважно ДППС, а також значеннями K_I і K_U , які істотно впливають, наприклад, на перехідну характеристику на рис. 3.4, та амплітудно-частотну характеристику на рис. 3.5. В ідеальному випадку буферний елемент напруги на виході цілком повторює напругу на вході. Слід зауважити, що за таких заданих параметрах імпульса вхідного сигналу на виході схеми практично відсутні часові і фазові спотворення вихідного сигналу. Це свідчить про досить високу швидкодiю БН.

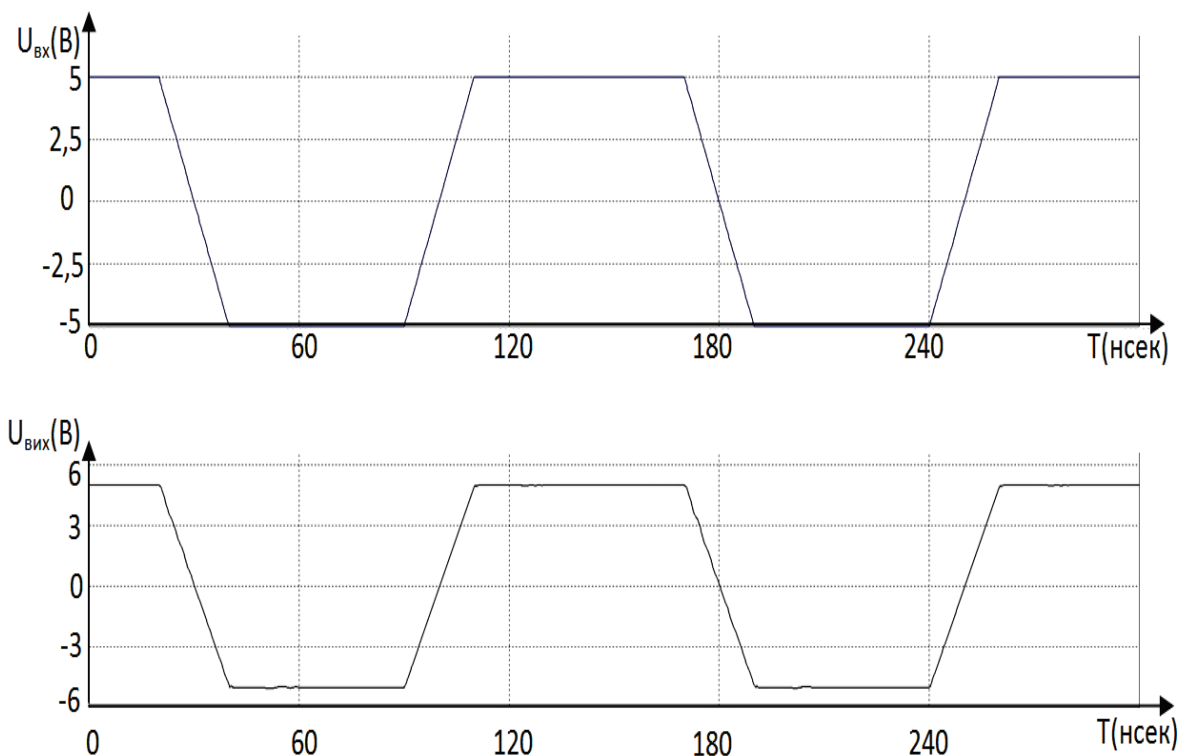


Рисунок 3.4 – Перехідна характеристика ДППС із ядром з рис. 3.1 а)

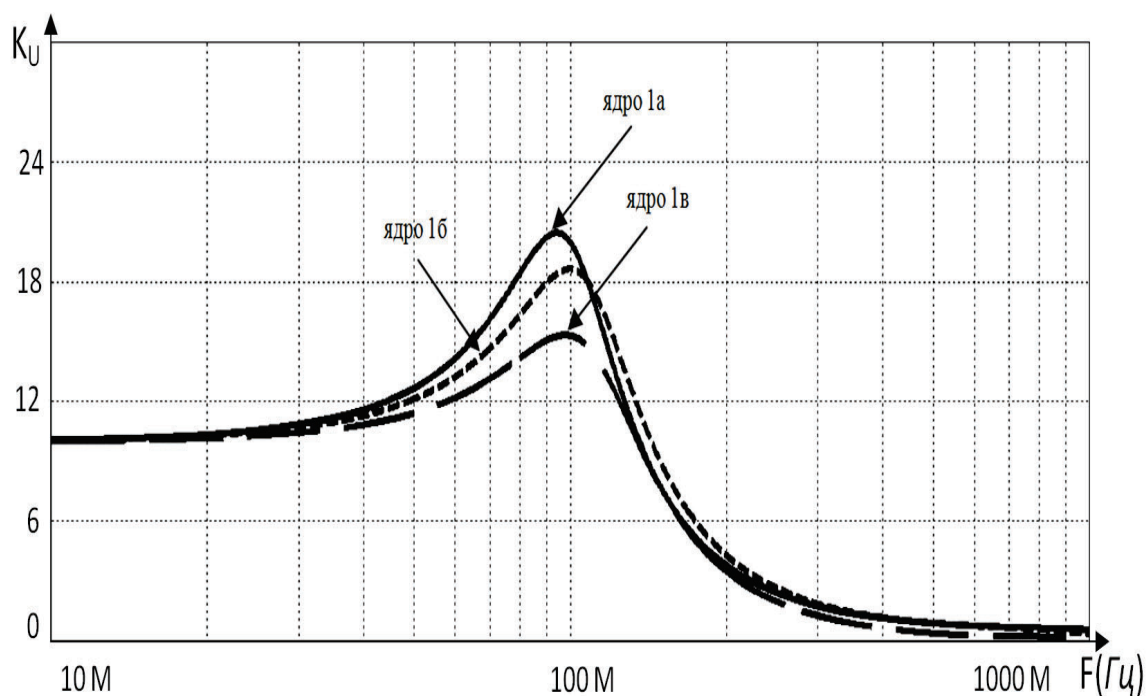


Рисунок 3.5 – Амплітудно частотна характеристика МН з ядрами з рис. 3.1 а), 3.1 б) та 3.1 в)

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

Слід зазначити, що для побудови МПС можна використовувати різні підходи щодо структурно схемної реалізації. Особливо специфічним є побудова МПС із заземленим навантаженням. Існують різні варіанти побудови генераторів стабільних струмів на базі операційних підсилювачів. Складністю такого підходу є потреба використання прецизійних резисторів. Автор пропонує інший підхід щодо побудови високолінійних МПС. Він полягає у застосуванні високолінійних високоомних струмових дзеркал з одним або двома виходами.

Можна вказати принаймні три варіанти структурно-функціональної організації схем МПС. Структурні схеми таких МПС наведено на рис. 3.6, де

показано схему двотактного МПС із послідовно з'єднаними однотиповими відбивачами струму ВС3, ВС5, ВС4 і ВС6. Ще одним із варіантів організації такого типу МПС може бути застосування різнотипових ВС [45].

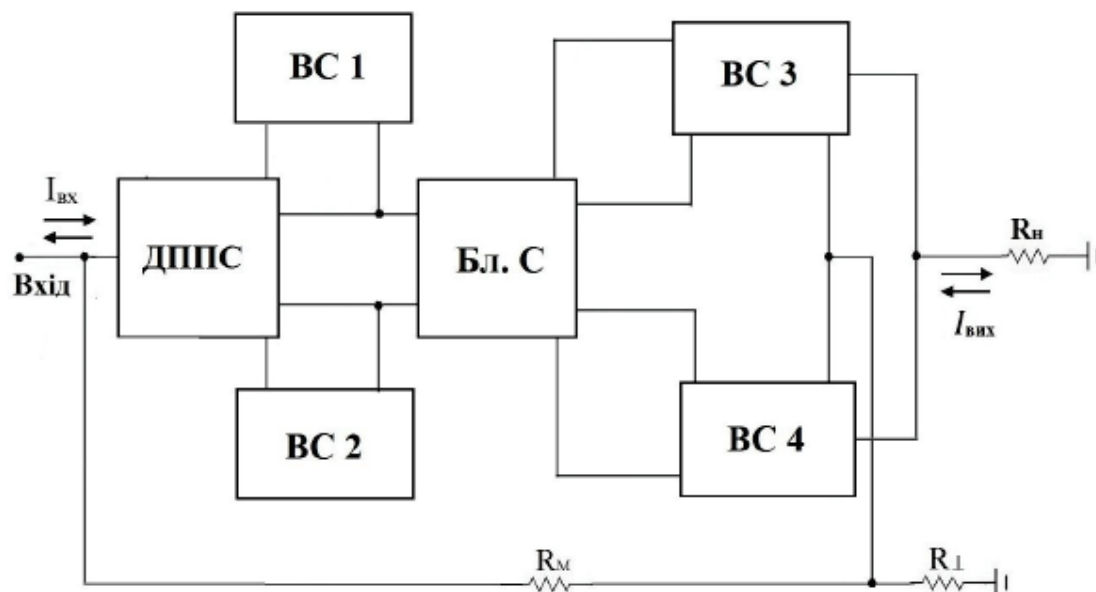


Рисунок 3.6 – Структурні схеми двотактних масштабаторів струму на базі послідовно з'єднаних відбивачів струму

На рис. 3.7 наведено схему МПС на базі відбивачів струму з давачем рівня сигналу. З'єднання різнотипових ВС на біполярних транзисторах розглянуто в [4]. Причому слід відзначити такі характеристики цього МПС, а саме: досить велике значення вихідного малосигнального опору $r_{вих} \approx 1,5$ ГОм при коефіцієнті передавання $K_i = 10$, а також низьку похибку лінійності передатної характеристики $\delta I_r \approx 1,8 \cdot 10^{-40}\%$. Причому ВС4 має вигляд, наведений на рис. 3.8. Порівняно з відомим відбивачем струму Уілсона запропонований ВС має істотно більший вихідний опір [5].

У цій схемі транзистор регулятор T_p складається з двох транзисторів Т3 і Т4, утворюючи складений транзистор Шиклаї. Завдяки цьому змінення базового струму $\Delta I_{\delta 4}$, що виникають внаслідок зміни колекторної напруги $\Delta U_{к4}$, передаються в контур від'ємного зворотного зв'язку на транзистори Т2, Т1 і Т3. Отже, вихідний колекторний опір T_p збільшується у $(1 + \beta_3)$ -разів.

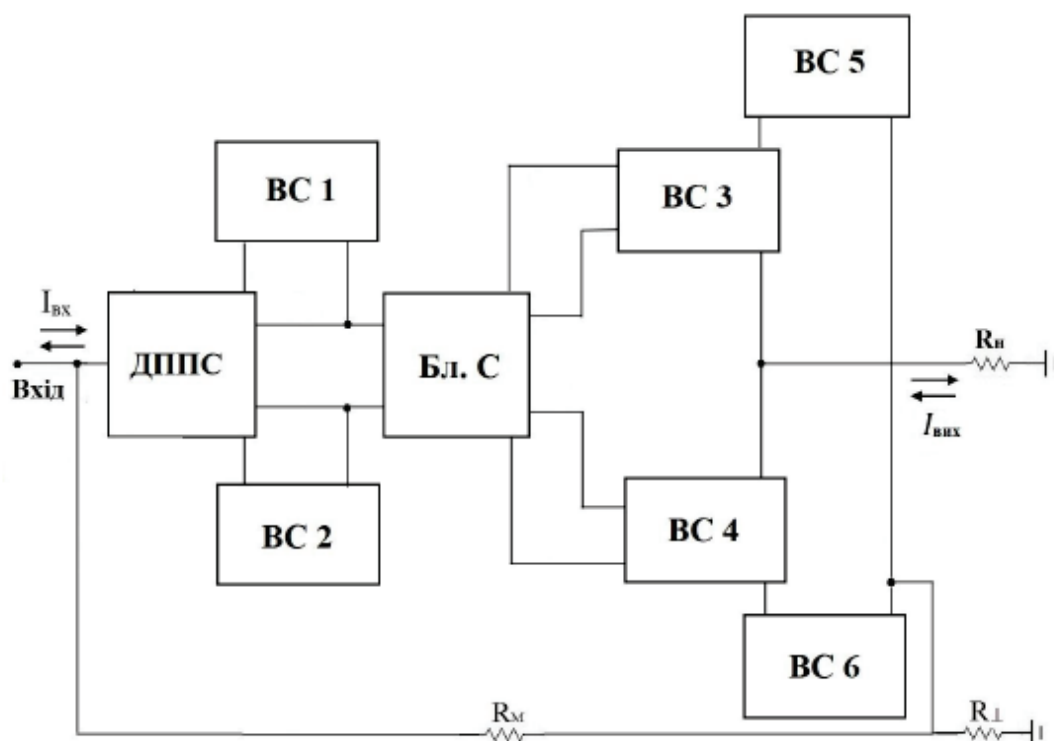


Рисунок 3.7 – Структурні схеми двотактних масштабаторів струму на базі паралельно з'єднаних високолінійних відбивачів струму із давачами рівнів сигналу

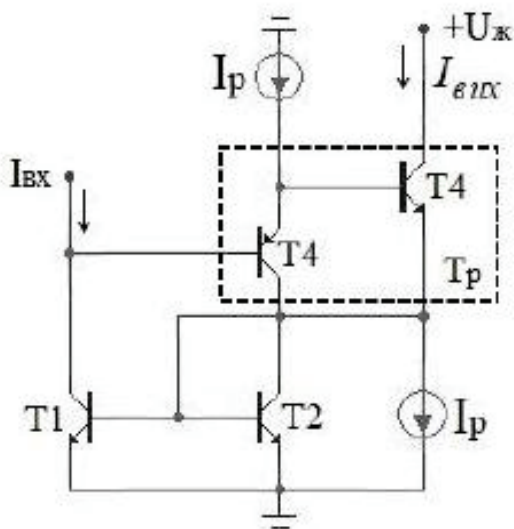


Рисунок 3.8 – Відбивач струму з підвищеним вихідним опором

Принципову схему МПС із послідовним з'єднанням ВС наведено на рис. 3.9. Вона містить ДППС на транзисторах Т1 – Т16, відбивач струму Уілсо-

на ВС1 на транзисторах Т17, Т19, Т22, а ВС2 – на транзисторах Т18, Т23, Т24, балансир струмів – на транзисторах Т21, Т22, Т25 – Т32, і відбивачі струму ВС3 – ВС6. Для забезпечення потрібного режиму постійного струму у схему уведено генератори робочих струмів I_p .

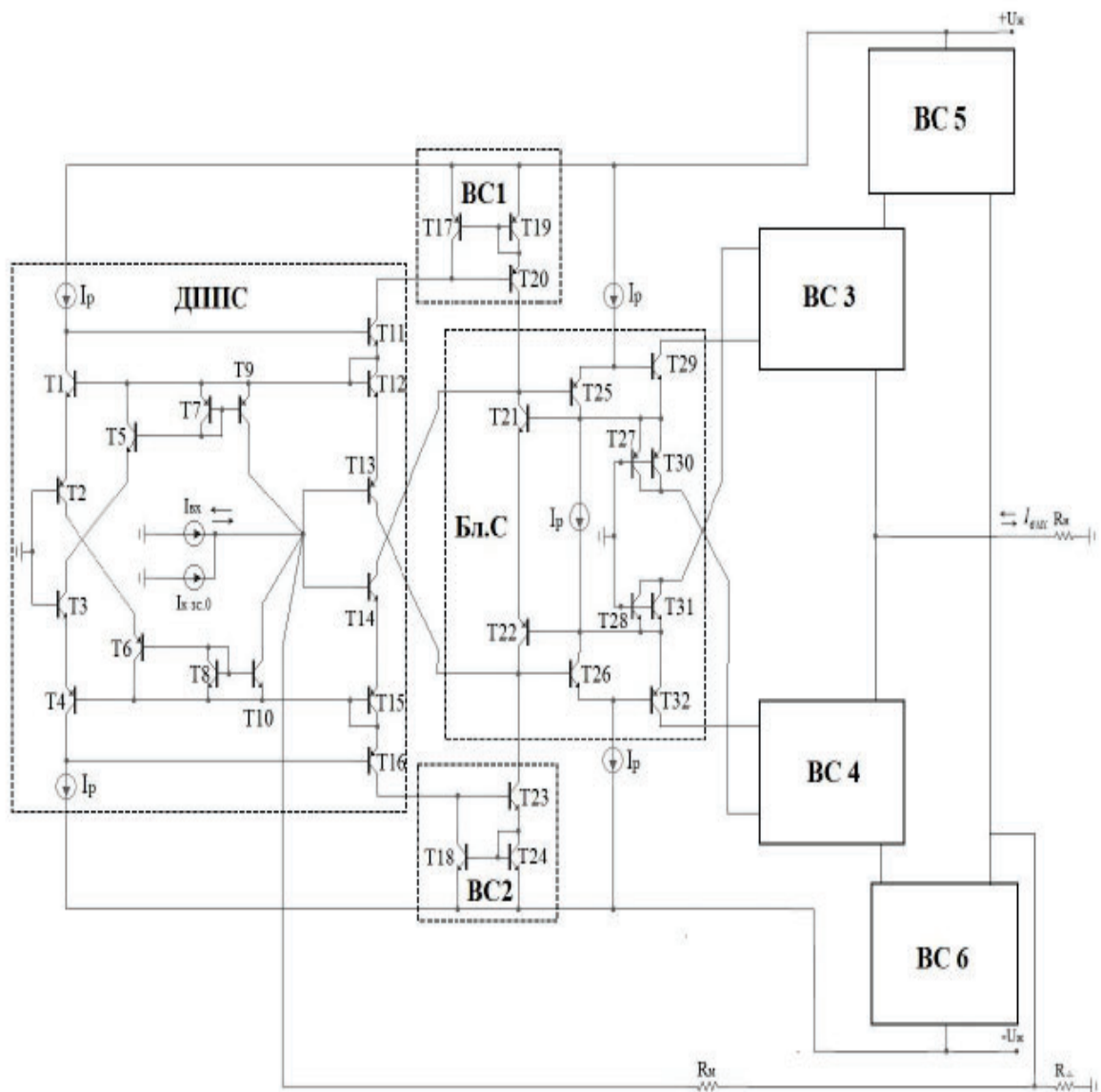


Рисунок 3.9 – Принципова схема МПС із послідовним з'єднанням ВС

Принципову схему МПС із паралельним з'єднанням ВС наведено на рис. 3.10.

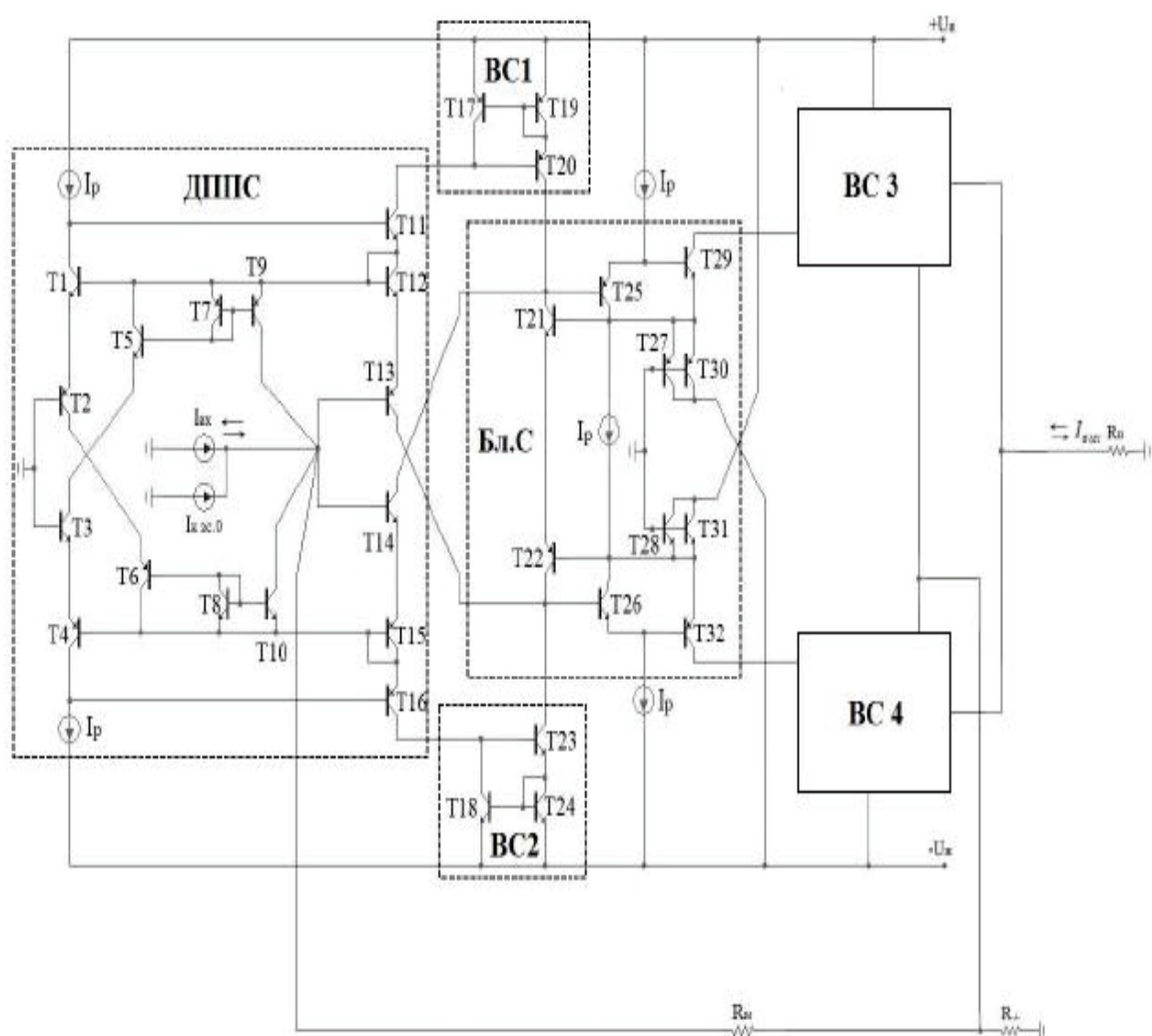


Рисунок 3.10 – Принципова схема МПС із паралельним з'єднанням ВС

Схема містить ДПНС на транзисторах T1 – T16, відбивач струму Уілсона BC1 – на транзисторах T17, T19, T22, а BC2 – на транзисторах T18, T23, T24, а також балансір струмів на транзисторах T21, T22, T25 – T32, а також відбивачі струму BC3, BC4. Для забезпечення потрібного режиму постійного струму до схеми введено генератори робочих струмів I_p .

Для побудови МПС із паралельним вмиканням струмових дзеркал доцільно використовувати схеми з двома виходами [82]. Одним із варіантів побудови BC3 і BC4 є схеми, що наведено на рис. 3.11 та рис. 3.12.

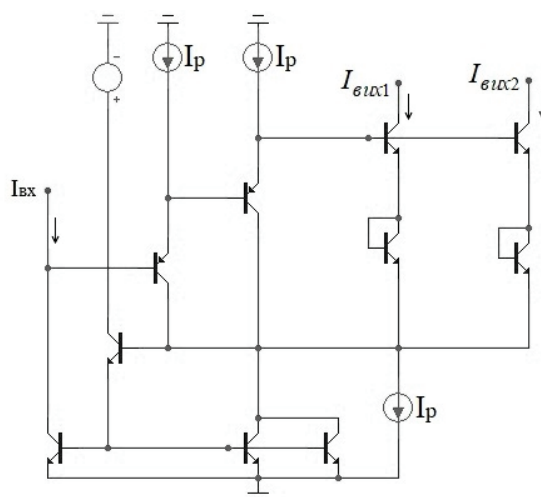


Рисунок 3.11 – Схема струмового дзеркала із двома виходами для BC3 та BC4

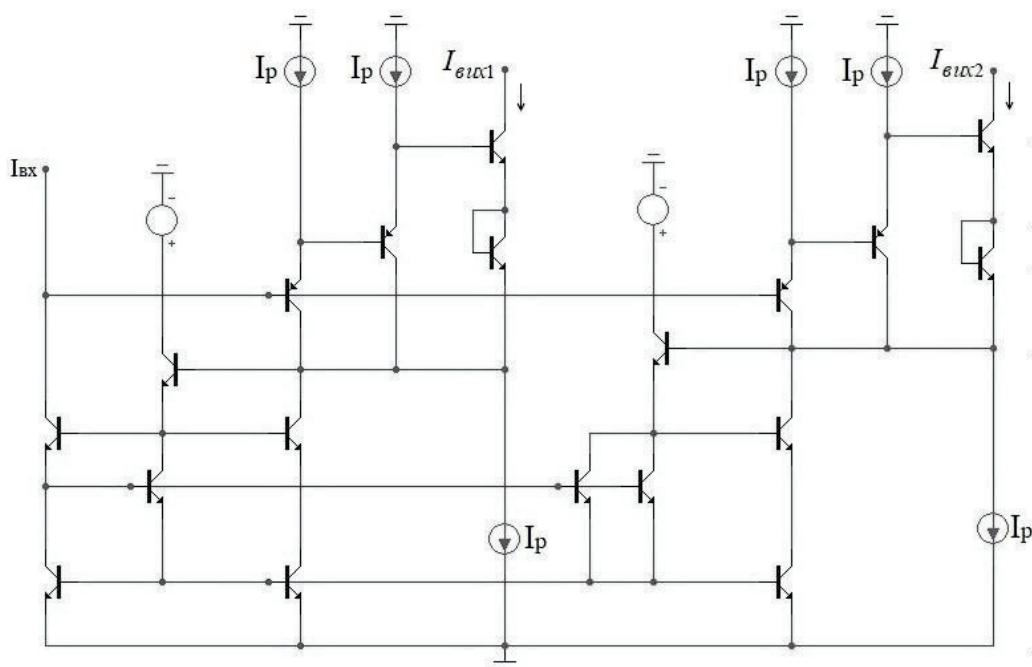


Рисунок 3.12 – Схема струмового дзеркала із двома виходами із високим $r_{вих}$ для BC3 та BC4

Для оцінювання статичних і динамічних характеристик наведених структур МПС доцільно здійснити комп'ютерне моделювання, зокрема, із застосуванням інтегрованих пакетів схемотехнічного аналізу MicroCap 11(10). При цьому значення таких малосигнальних характеристик, як вихідний опір $r_{вих}$, коефіцієнт передавання (масштабу) струму $K_{ПД}$ доцільно здійснювати через амплітудно-частотні характеристики.

Для забезпечення коректного моделювання зазначених характеристик треба створити однакові умови для схем, що порівнюються, зокрема, задати однаковий робочий струм зміщення $I_p \approx 1,0$ мА, а також напруги живлення $U_{жс} = 10$ В. Як елементна база використовувалися інтегральні транзистори $n-p-n$ – NUHFARRY та $p-n-p$ – PUHFARRY [81]. При цьому вихідний опір для схеми (рис. 3.6), виходячи з АЧХ, що наведена на рис. 3.13, має значення $r_{вих} = 1,54$ ГОм, а для схеми з рис. 3.7 – $r_{вих} = 9,3$ МОм, що наведено на рис. 3.14 при коефіцієнті передавання $K_{ПД} \approx 1,0$ та $K_{ПД} \approx 10$, відповідно.

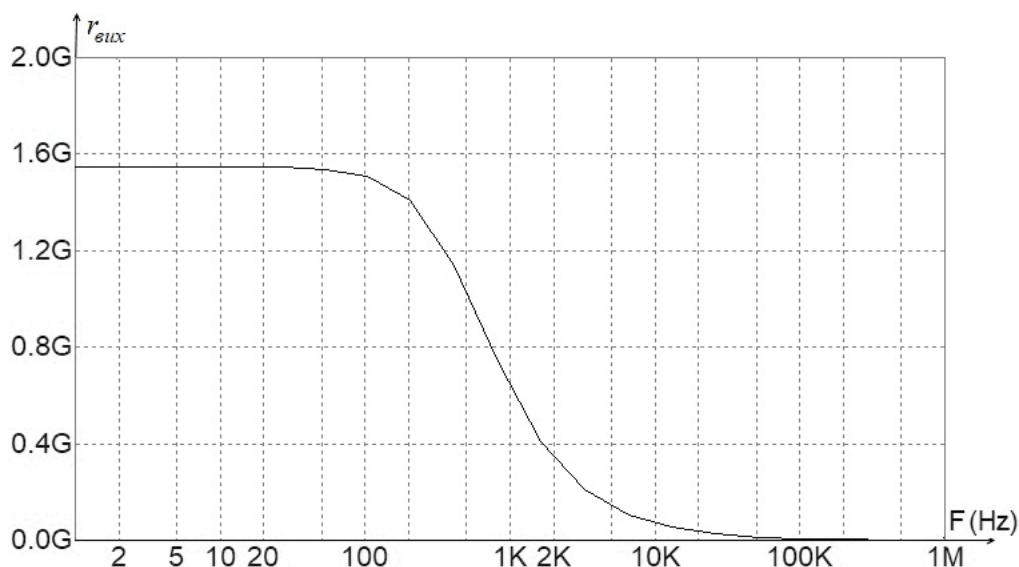


Рисунок 3.13 – АЧХ для схеми з рис. 3.6

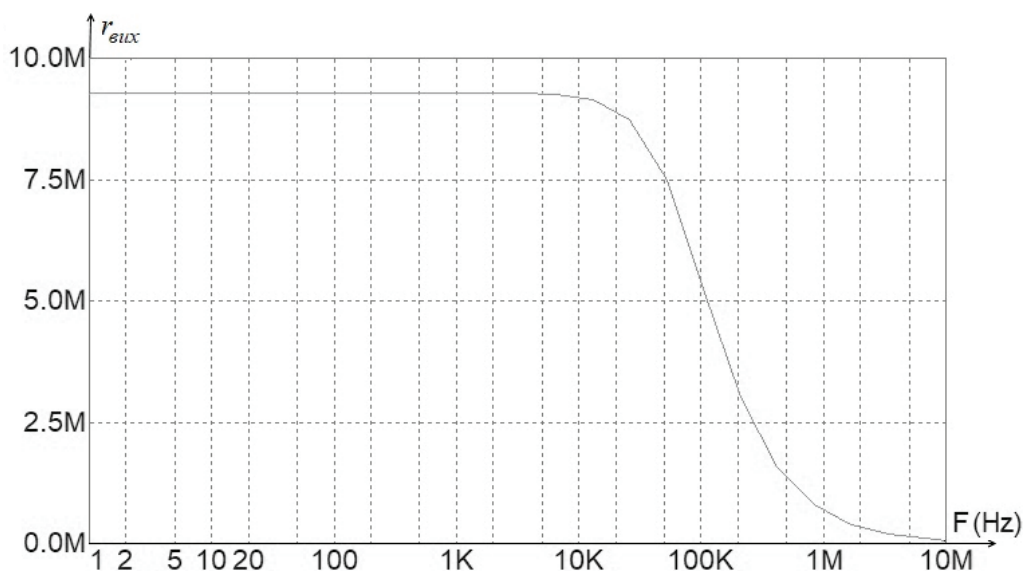


Рисунок 3.14 – АЧХ для схеми з рис. 3.7

Похибки лінійності для цих схем наведено на рис. 3.15 та рис. 3.16, відповідно. Причому, для схеми з рис. 3.6, її максимальне значення дорівнює $\delta I_L = 710$ нА, а для схеми з рис. 3.7, $\delta I_L = 390$ пА.

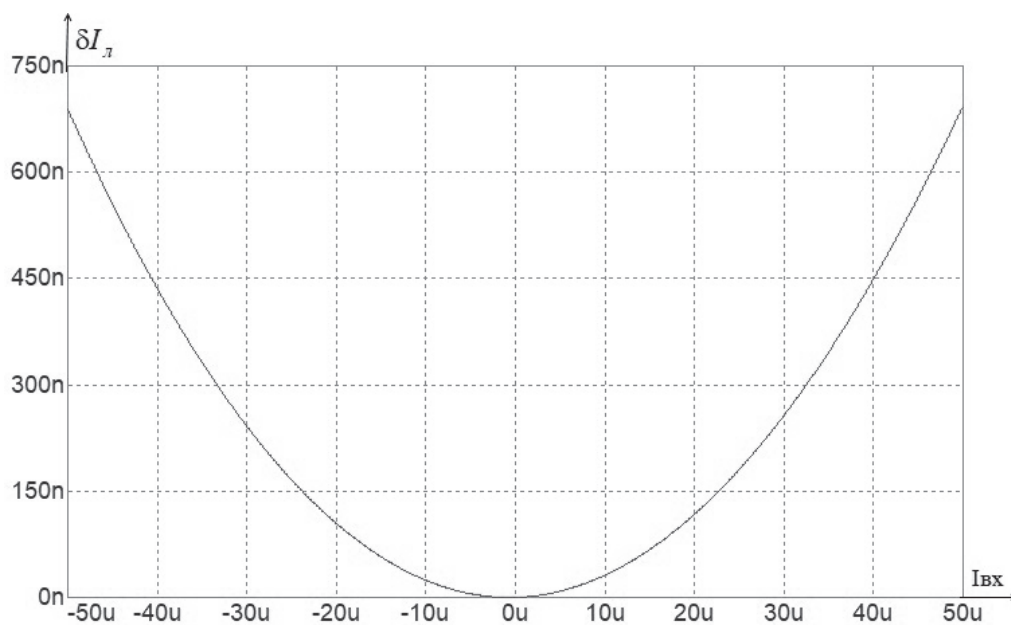


Рисунок 3.15 – Похибка лінійності передатної характеристики δI_L для схеми з рис. 3.6

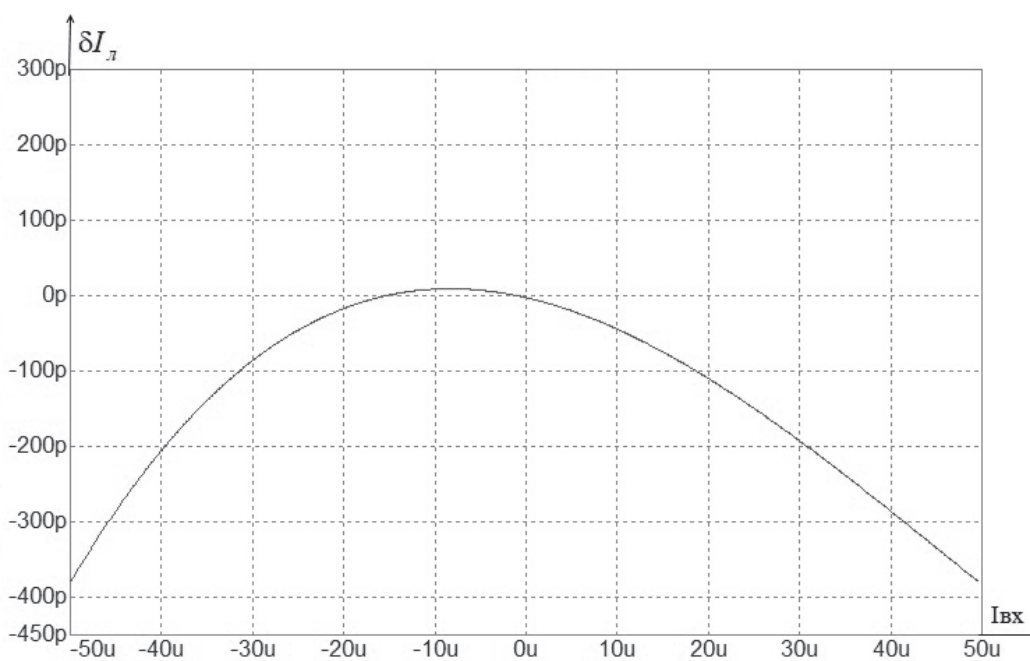


Рисунок 3.16 – Похибка лінійності передатної характеристики δI_L для схеми з рис. 3.7

Якщо для побудови МПС використовувати структуру з рис. 3.6, але з різними схемами ВС3, ВС4 і ВС5, ВС6, де ВС3 і ВС4 – схеми Уілсона, а ВС5 і ВС6 – спеціалізовані відбивачі, то вихідний опір зменшується і сягає, зокрема, $r_{вих}=72$ МОм, а максимальна похибка лінійності – $\delta I_n=10,8$ нА при $K_{III}=10$, що наведено на рис. 3.17 та 3.18.

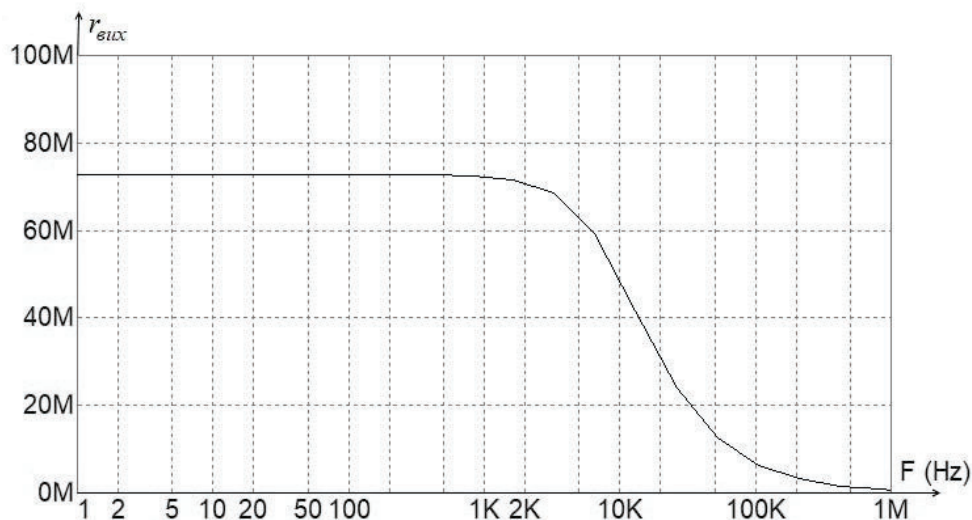


Рисунок 3.17 – АЧХ для схеми з рис. 3.6 із використанням відбивачів струму ВС3 і ВС4 за схемою Уілсона

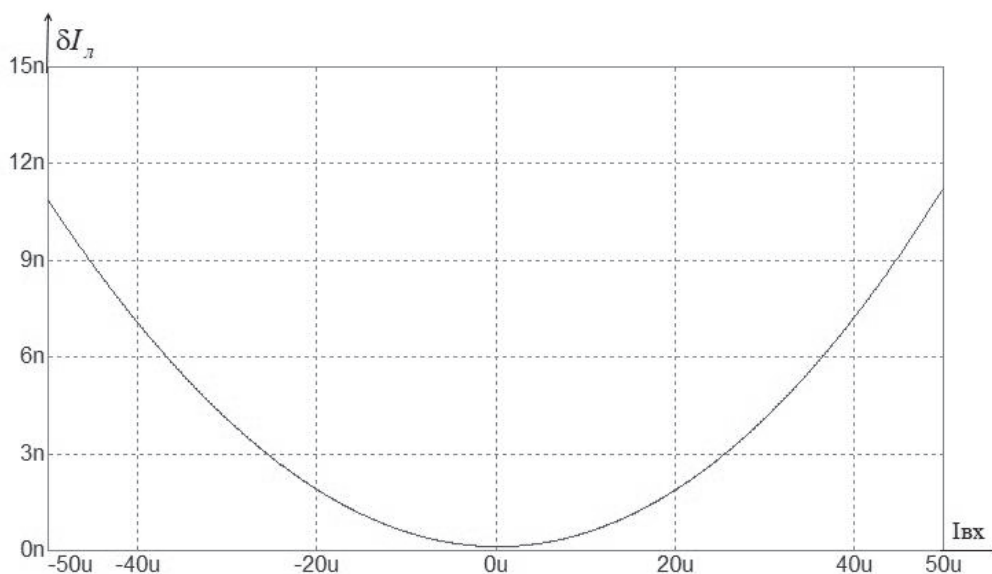


Рисунок 3.18 – Похибка лінійності передатної характеристики δI_n для схеми з рис. 3.6 із використанням відбивачів струму ВС3 і ВС4 за схемою Уілсона

Результати моделювання схеми МПС, наведеної на рис. 3.6, дало такі результати $r_{вих}=9.3$ МОм, при $K_{III}=10$, а максимальна похибка лінійності складає $\delta I_L=390$ пА.

Отримані дані свідчать про те, що МПС із послідовним вмиканням ВС, мають найбільший вихідний опір, водночас, як при застосуванні ВС із двома паралельними виходами вихідний опір зменшується, водночас і зменшується похибка лінійності переданої характеристики.

3.3 Високолінійні відбивачі струму із високим та надвисоким вихідним опором

Відбивачі струму або струмові дзеркала, побудовані на біполярних транзисторах, широко використовуються в різноманітних електронних схемах, таких як: підсилювачі постійного струму, перетворювачі код-струм, аналого-цифрові перетворювачі, джерела живлення тощо. Особливістю малопотужних біполярних транзисторів є можливість функціонувати в лінійному режимі за відносно невеликих робочих напруг на переходах колектор-емітер і бази емітер (близько 0,7...0,8 В) зі струмами 0,1...10 мА.

Точнісні характеристики вищезгаданих схем часто істотно залежать від значень вихідних опорів ВС. Так, наприклад, якщо такий пристрій як буфер напруги, побудований із застосуванням ВС, працює в широкому діапазоні вхідних напруг, то, у разі зміщення струму, що генерує відбивач, збільшується похибка лінійності або масштаб передатної характеристики. Існуючі підходи [88] щодо збільшення вихідного опору $r_{вих}$ базуються на застосуванні комбінацій біполярних і польових транзисторів або операційних підсилювачів, що ускладнює технології виготовлення схем у мікроелектронному виконанні, або погіршує динамічні характеристики. Іноді з цією метою, а також для розширення діапазону струмів, що відбиваються вводяться резистивні ділянки напруги, а також додаткові резистори, що задають емітерний струм. Проте,

такий підхід до побудови схем вимагає окремих процедур виготовлення інтегральних резисторів. Відомі праці [82–85], в яких розглядаються відбивачі струму різноманітного призначення з покращеними статичними і динамічними характеристиками. При цьому слід зазначити, що це зазвичай призводить до значного ускладнення схем, яке полягає у введенні допоміжних джерел струму, а іноді і конденсаторів для коригування АЧХ коефіцієнтів передачі.

У дисертаційній роботі пропонується вдосконалений підхід щодо побудови відбивачів струму з високим і надвисоким $r_{вих}$ з використанням композиції інтегральних $n-p-n$ і $p-n-p$ транзисторів за відносно нескладною структурою, порівняно з поширеною схемою Уілсона.

Розглянемо два поширених варіанта побудови ВС і проаналізуємо їх деякі статичні характеристики. Найпростішою є схема відбивача, наведена на рис. 3,19 а), яку ще іноді називають схемою Відлара [68, 69]. Вона містить транзистор T_1 у діодному вмиканні і вихідний транзистор T_2 . Вхідний струм $I_{вх}$ подається на T_1 і напруга, що генерується на його переході база-емітер, підключається до бази T_2 , який генерує вихідний струм $I_{вих}$. Генератор $I_{вх}$ може бути реалізовано із застосуванням джерела $U_{зм}$ і резистора $R_{зм}$. Нехтуючи базовими струмами, маємо $I_{вих} \approx I_{вх}$.

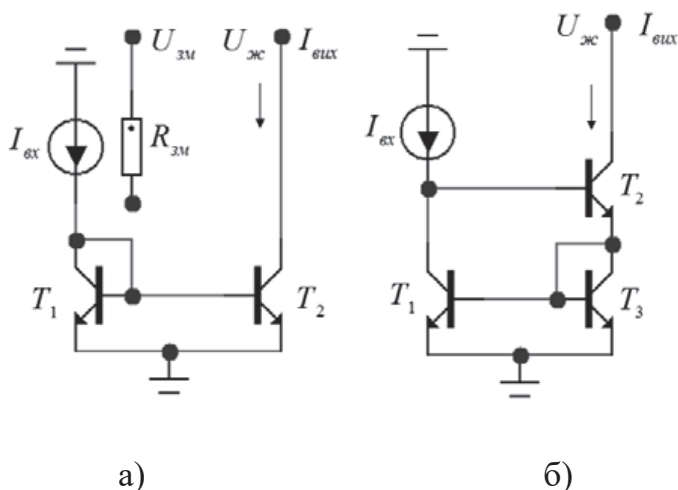


Рисунок 3.19 – Варіанти побудови ВС: а) найпростіша схема; б) схема Уілсона

Використовуючи елементи теорії інтегральних транзисторів за допомогою моделі Гумеля–Пуна [86], нескладно вивести залежність значення вихід-

ного опору з урахуванням дії внутрішнього зворотного зв'язку, а саме

$$r_{вих} = \frac{\Delta U_{жс}}{i_k} = r_k^* (1 + \gamma_6 \cdot \beta), \text{ де } \gamma_6 = \frac{r_{ee}}{r_6 + r_e \cdot \beta + r_{ee} + R_\Gamma} - \text{коєфіцієнт передавання прирос-}$$

ту напруги ΔU_6 із кола бази в коло емітера; R_Γ – опір генератора струму (у

цьому випадку $R_\Gamma = r_D = \frac{\Phi_T}{I_{ex}}$); Φ_T – термопотенціал; r_e – об'ємний малосигналь-

ний опір емітера; r_k^* – колекторний опір схеми загальний емітер.

Коєфіцієнт передавання струму визначається у формі $K_I = \frac{\Delta I_{вих}}{\Delta I_{ex}}$, де

$$\Delta I_{вих} = \Delta I_{ex} + \frac{\Delta U_{жс}}{r_k^*}. \text{ На практиці за невеликого } U_{жс} \approx U_{6e} \text{ маємо } K_I \approx 1,0. \text{ Водночас,}$$

збільшення $\Delta U_{жс}$ призведе до появи додаткової складової ΔI_k колекторного струму і певного збільшення K_I .

Істотно кращі характеристики має схема Уілсона, показана на рис. 3,19 б). Вона містить транзистор-регулятор Т2, в емітер якого підключено контур від'ємного зворотного зв'язку на транзисторах Т1 і Т3 із коєфіцієнтом передавання $\chi=1,0$. Відомо, що вихідний опір для такого відбивача дорівнює

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

де β – малосигнальний коєфіцієнт передавання по струму для схеми загальний емітер.

Треба зауважити, що в деяких випадках замість відбивача струму використовується термін «струмовідвід». Подальшого збільшення вихідного опору можна досягти використанням комбінацій *n-p-n* і *p-n-p* транзисторів, що дещо змінює принцип дії відбивача і дозволяє компенсувати змінення базового струму транзистора регулятора. Схеми таких ВС показано на рис. 3.20. Ефект збільшення $r_{вих}$ у таких ВС досягається застосуванням в ролі регулятора складеного транзистора Шиклаї.

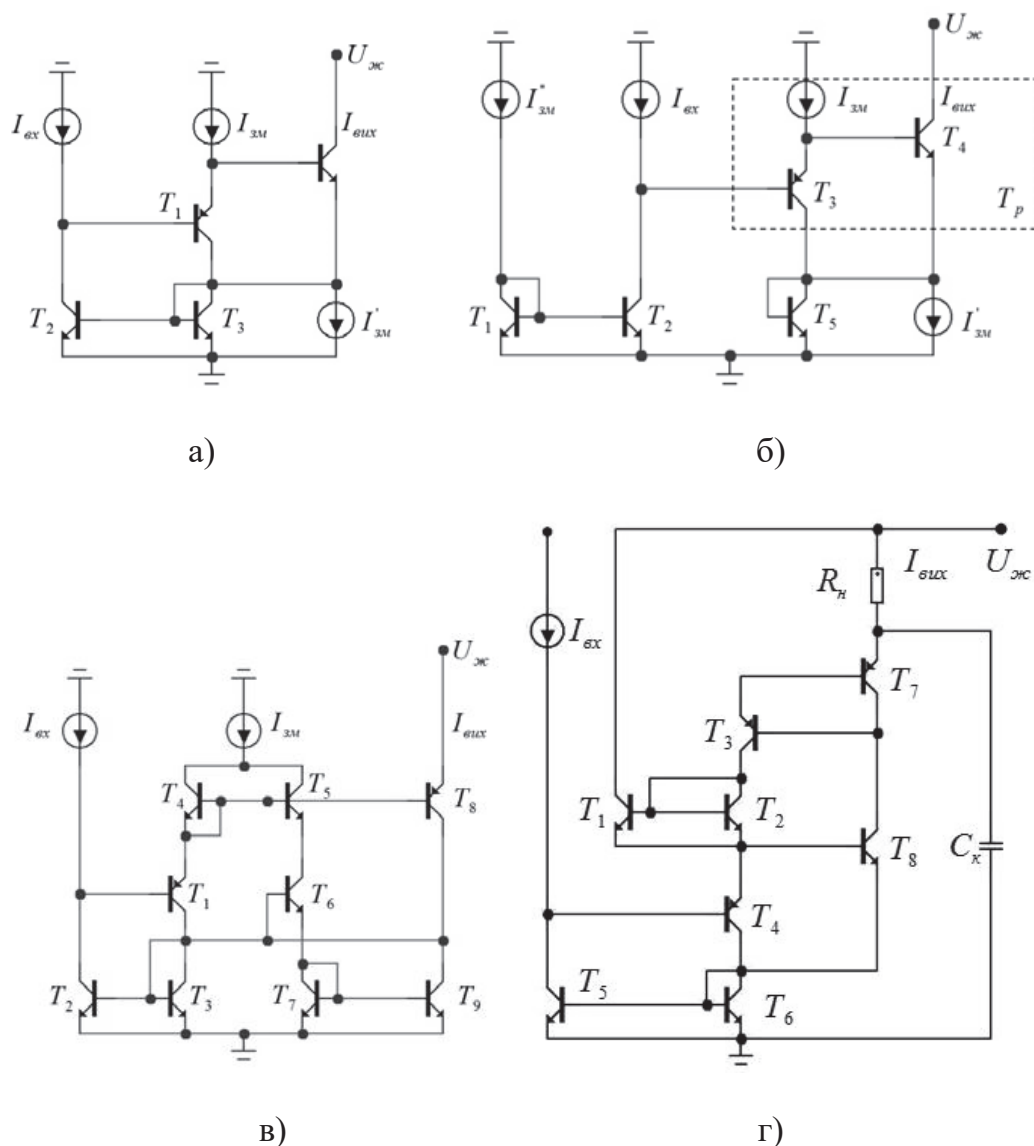


Рисунок 3.20 – Відбивачі струму з: а) – в) – високим $r_{вых}$; г) надвисоким $r_{вых}$

Так, у схемі з рис. 3.20 а) регулятор побудовано на транзисторах T_1 і T_4 . Для задання робочої точки T_1 треба застосовувати також генератор струму зміщення $I_{зм}$, а для наближення рівня $I_{вых}$ до $I_{вх}$ потрібно додатково ввести генератор $I'_{зм}$. Причому бажано, щоб виконувалася умова $I'_{зм} \approx I_{зм}$, тоді значення коефіцієнта передавання струму $K_I = \frac{I_{вых}}{I_{вх}}$ наближається до 1,0. Слід зазначити, що в такому ВС змінення базового струму $\Delta I_{б4}$, що виникає внаслідок різних причин, наприклад, приросту $\Delta U_{ке4}$ через перехід колектор-емітер T_1 передається з інверсним знаком у коло від'ємного зворотного зв'язку. Далі, через

відбивач струму, що побудований на транзисторах Т1 і Т3, приріст $\Delta I_{\delta 4}$ надходить на вхід схеми, підсилюється транзистором Т1 і повертається на базу Т4, таким чином баланс у схемі відновлюється. Зазначимо, що цей ВС має контур від'ємного зворотного зв'язку, а також складений транзистор-регулятор, тому вихідний малосигнальний опір $r_{вих}$ з урахуванням цих чинників в аналітичній формі дорівнюватиме

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

де $r_{к4}$ – колекторний опір транзистора Т4;

$$K_I = \frac{\Delta I_{вих}}{\Delta I_{\delta 1}} \text{ – коефіцієнт передавання складеного транзистора регулятора;}$$

χ – малосигнальний коефіцієнт передавання струму для розірваного контуру зворотного зв'язку в ділянці транзистора Т3 (у діодному вмиканні), зокрема так, як це показано на рис. 3.20 б).

Коло зворотного зв'язку тут імітується відбивачем струму на транзисторах Т1, Т2 і генератором струму зміщення $I''_{зм}$. Причому рівень $I''_{зм}$ задається таким, щоб значення $I_{вих}$, а також $I_{зм}$ у схемах на рис. 3.20 а) і рис. 3.20 б) між собою збігалися.

В аналітичній формі вихідний опір схеми ВС (рис. 3.20 а)) визначається на основі формули (3.3) як

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

де β_1 – коефіцієнт передавання струму транзистора Т1 у схемі із загальним емітером;

β_4 – коефіцієнт передавання струму транзистора Т4.

Комбінація Т1 і Т4 являє собою складений транзистор Шиклаї. Введення транзистора Т1 дозволяє скомпенсувати змінення базового струму Т4, що виникає внаслідок зміни напруги $U_{жс}$. Застосування транзистора Шиклаї дозволяє мінімізувати падіння напруги як на вході, так і на виході ВС.

Визначимо $r_{вих}$ для ВС (рис. 3.20 а)) у випадку застосування інтегральних транзисторів типу NUNFARRY і PUNFARRY [81] за умови задання $I_{вх}=1$ мА, $I_{вих}\approx 1$ мА; $I_{зм}=0,5$ мА $U_{жс}=+1,5$ В. При цьому, для випадку розірваного контуру зворотного зв'язку (рис. 3.20 б)) для вимірювання $r_{к4}$, K_p і χ скористаємося інтегрованим пакетом схемотехнічного моделювання MicroCAP-11. У підсумку маємо: $r_{к4}=96$ кОм, $K_p=743$ і $\chi=0,8$. Підставляючи ці значення в (3.3), отримаємо $r_{вих}=57$ МОм. Варто зазначити, що це набагато більше, ніж для відбивача Уілсона (2,7 МОм) за тих самих робочих струмів.

Схема (рис. 3.20 а)) потребує додаткового генератора струму зміщення $I'_{зм}$, причому, якщо $I'_{зм}\neq I_{зм}$, або цей генератор зовсім відсутній, то рівень $I_{вих}$ може відрізнятись від $I_{вх}$. Альтернативою зазначеній схемі може слугувати ВС, схему якого показано на рис. 3.20 в). Вона додатково містить 2 струмові дзеркала на транзисторах Т4, Т5 і Т7 і Т9, відповідно. Транзистор Т6, включений за схемою загальної база, забезпечує ідентичність робочих точок транзисторів 4Т, 5Т, на яких зібрано перший внутрішній відбивач, що виконує функцію дільника струму зміщення $I_{зм}$. Подібна конфігурація цих елементів дозволяє поділити $I_{зм}$ на два струми I_{e1} , $I_{к8}$ причому $|I_{e1}|=|I_{к8}|$, що забезпечує баланс роботи загальної схеми, незалежно від значення $I_{зм}$, або його змінення. Такий підхід дозволяє вилучити зі схеми генератор струму $I'_{зм}$.

Слід зазначити, що рівень $I_{зм}$ дещо впливає на $r_{вих}$ схеми ВС. Так зменшення $I_{зм}$ певною мірою зменшує і $r_{вих}$. У табл. 3.3 наведено кількісні характеристики цього ВС, отримані шляхом комп'ютерного моделювання за допомогою інтегрованого пакету програми MicroCAP-11 за умови $I_{вх}=1,0$ мА. Значення малосигнального вихідного опору зручно отримувати у формі

$$r_{вих} = \frac{\Delta U_{жс}}{\Delta I_{вих}}$$

через амплітудно-частотну характеристику в зоні низьких частот.

Таблиця 3.3 – Кількісні характеристики ВС

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

Числові значення $r_{вих}$ отримано з сім'ї АЧХ, показаних на рис. 3.21.

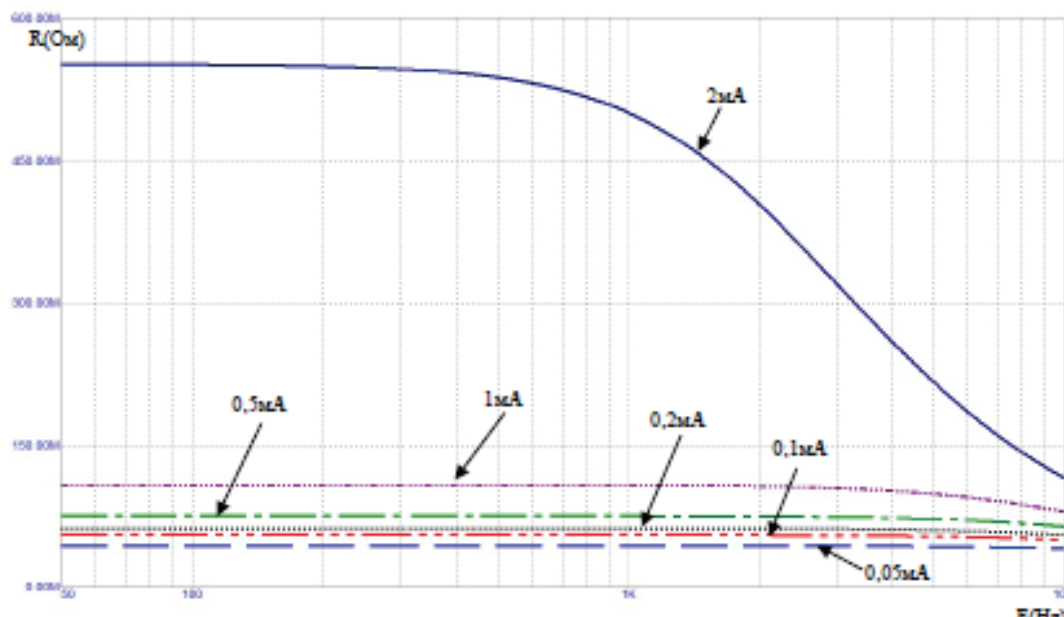


Рисунок 3.21 – Сім'я АЧХ у зоні низьких частот для ВС із високим $r_{вих}$ за різних $I_{зм}$

Особливістю схем, показаних на рис. 3.20 а) – в), є наявність зовнішнього генератора струму зміщення $I_{зм}$. Причому, найбільше значення $r_{вих}=552$ МОм для схеми на рис. 3.20 в) буде у випадку $I_{зм}=2$ мА. Дещо змінивши конфігурацію схеми (рис. 3.20 а)), можна також вилучити генератор струму зміщення $I_{зм}$. Варіант побудови такого ВС показано на рис. 3.20 г). Його схема містить нові елементи: транзистори Т3,Т7, включені в коло колектора регулятора Т8, а також другий внутрішній відбивач струму на транзисторах Т1,Т2, підключений до емітера Т4.

Призначенням цих компонентів є утворення кола додатного зворотного зв'язку (33) між базою і колектором Т8, що збільшує його коефіцієнт передавання струму K_{18} і зумовлює зростання $r_{вих}$. Рівень цього зростання істотно залежить від глибини зворотного зв'язку, яка, у свою чергу, автоматично регулюється емітерним опором Т4. Задаючи певним чином коефіцієнт відбиття між Т1 і Т2, можна наблизити K_{18} , а також $r_{вих}$ до нескінченності.

Слід зазначити, що введення контуру додатного зворотного зв'язку регулятора Т8 призводить до підйому АЧХ в зоні високих частот зі збільшенням R_n . Введення до схеми коригувального конденсатора C_k дозволяє скомпенсувати вказаний підйом. Так, на рис. 3.22 показана малосигнальна АЧХ ВС при $R_n=5\text{кОм}$ для різних значень коригувального конденсатора C_k .

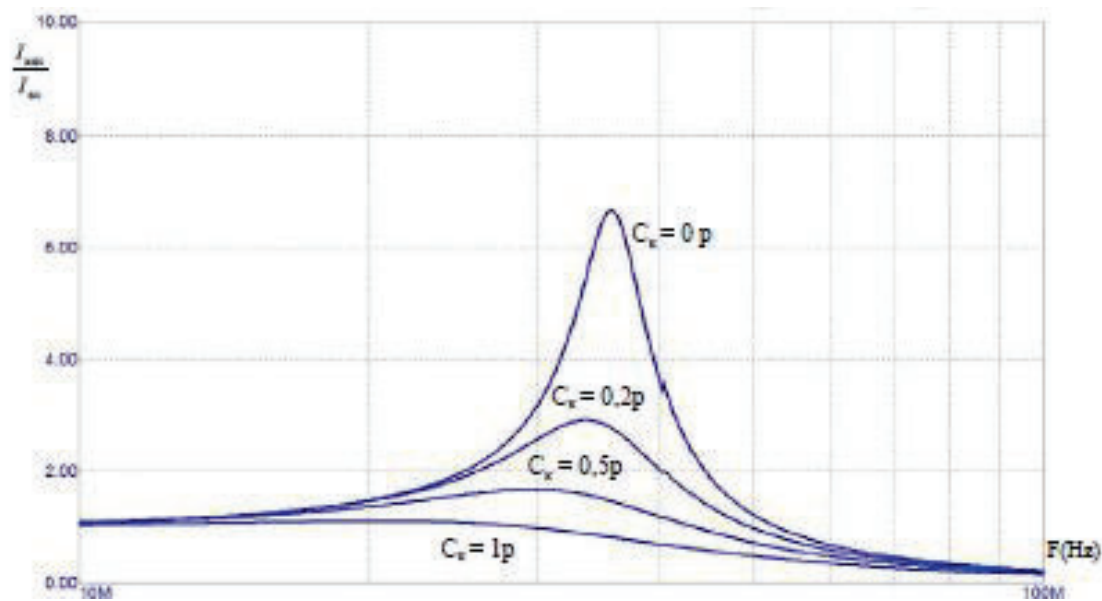


Рисунок 3.22 – Сім'я АЧХ ВС за різних значень коригуючого конденсатора

У результаті комп'ютерного моделювання цього ВС за умови $U_{жс}=+4 \text{ В}$ та $I_{вх}=1 \text{ мА}$: $I_{вих}=1 \text{ мА}$; $K_I=1,002$; $r_{вих}=1,25 \text{ ГОм}$. Таким чином, виходячи із системних вимог, що висуваються до відбивачів струму, можна обрати той чи інший тип конфігурації схеми.

Висновки до розділу 3

Проаналізовано запропоновані метод побудови аналогових вузлів АЦП прискореного порозрядного врівноваження з ваговою надлишковістю. Розглянуто високолінійні двотактні буфери напруги на базі відбивачів струму. Показано, що використання біполярних транзисторів, порівняно з польовими,

дозволяє мінімізувати напругу живлення при заданому діапазоні вхідного сигналу.

Доведено, що побудова БН за двотактною структурою забезпечує високу лінійність передатної характеристики, а також потрібну швидкодію. Для забезпечення високої навантажувальної здатності в діапазоні частот вихідного сигналу до складу схеми додано вихідний широкосмуговий двотактний підсилювач постійного струму, який має більшу швидкодію, ніж традиційний операційний підсилювач.

Для зменшення адитивної похибки, що виникає внаслідок наявності вхідного струму зсуву нуля, запропоновано використовувати ядра БН, зокрема, із параметричною компенсацією вхідного струму, а також на складених транзисторах Шиклаї.

Шляхом комп'ютерного моделювання здійснено схемотехнічний аналіз статичних і динамічних характеристик БН. Отримані результати показують, що похибка лінійності в діапазоні ± 10 В є доволі малою і не перевищує значення ≈ 300 нВ, а відносна – має рівень $\leq 0,3 \cdot 10^{-5}\%$.

Доведено, що запропоновані БН є швидкодіючими і мають ширину смуги пропускання до 120 МГц на рівні 0 дБ, а швидкість наростання вихідного сигналу приблизно 500 В/мкс.

Запропоновано побудову аналогових вузлів АЦП і ЦАП реалізовувати із застосуванням високолінійних масштабаторів-перетворювачів струму на базі запропонованих відбивачів струму, що також мають широку смугу пропускання і високий вихідний опір. Такий підхід забезпечує низьке значення похибки лінійності передатної характеристики по струму не більше 500 рА.

Запропоновано для забезпечення високих динамічних і статичних характеристик аналогових вузлів застосовувати спеціальні високолінійні відбивачі струму із високим і надвисоким вихідним опором на рівні одиниць ГОм. Саме такий підхід гарантує високу лінійність і швидкодію розроблених аналогових вузлів: БН і масштабаторів-підсилювачів струму і напруги.

РОЗДІЛ 4

РЕКОМЕНДАЦІЇ ЩОДО ПРОЄКТУВАННЯ АНАЛОГОВИХ ВУЗЛІВ АЦП І ЦАП ДЛЯ СИСТЕМИ ЦИФРОВОЇ РЕЄСТРАЦІЇ НИЗЬКОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ

4.1 Система аналог-код-аналог на неточних елементах із нерозривною характеристикою перетворення

У попередніх розділах було розглянуто способи побудови основних вузлів системи аналог-код-аналог, що мають покращені характеристики. Зокрема, досліджено: методи розрахунку секційних резистивних матриць, що задають ваги розрядів відповідно до ваг розрядів надлишкових систем числення з природним або штучним базисом; способи побудови джерел розрядних струмів із високим вихідним опором і малими похибками ваг розрядів, що виникають під час роботи ЦАП; способи побудови швидкодіючих і високолінійних ДПІС зі зворотним зв'язком по струму; способи побудови БН на базі двотактних підсилювачів із високим вхідним опором, високою лінійністю і швидкодією. Також було розглянуто варіанти побудови джерел опорного струму і напруги з високою температурною стабільністю.

На підставі викладеного можна запропонувати структуру АКА-системи, яку можна використовувати для запису, зберігання та відтворення нестационарних аналогових сигналів. Загальну структурну схему АКА-накопичувача наведено на рис. 4.1. Вона містить в собі:

ВП11...ВП1n – вхідні підсилювачі підсилюють або послаблюють аналоговий сигнал на виході відповідного каналу.

ПВ311...ПВ31n – пристрої вибірки зберігання в кожному з вхідних каналів. Зберігають миттєве значення аналогового сигналу на вході відповідного каналу і слугують для виключення апертурної похибки.

АК1 – аналоговий комутатор підключає заданий вхідний канал до входу компаратора.

К – компаратор порівнює вхідний аналоговий сигнал з аналоговим сигналом з виходу ЦАП.

ОЗП – оперативний запам'ятовуючий пристрій зберігає коди відліків сигналів. У силу необхідності зберігання більшої кількості відліків аналогових сигналів, що запам'ятовуються, вимагає великого обсягу пам'яті.

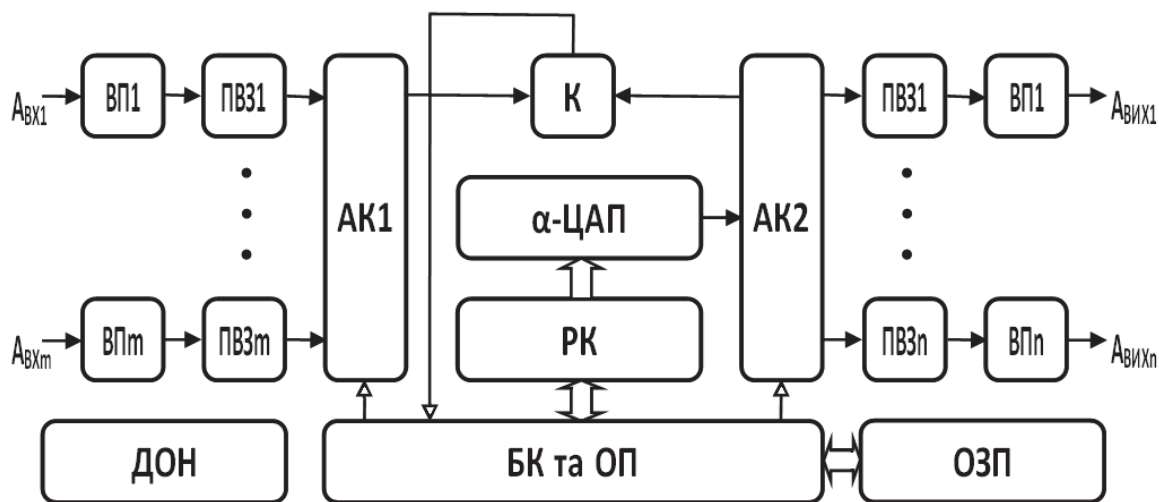


Рисунок 4.1– Структурна схема системи аналог-код-аналог

Тут БК та ОП – це обчислювальний і керуючий пристрої, що реалізують алгоритм порозрядного врівноваження в АЦП і запис відліків сигналу з РК у ЗП, а також алгоритм зчитування відліків сигналу із ЗП до РК і відновлення сигналу на виході ЦАП. Також здійснює управління роботою ЦА-накопичувача.

РК – регістр коду, що фіксує код у надлишкової системі числення для перетворення на ЦАП.

α -ЦАП – струмовий надлишковий ЦАП, що перетворює вхідний код на вихідний аналоговий сигнал.

АК2 – аналоговий комутатор підключає вихід ЦАП до заданого вихідного каналу.

ПВ321...ПВ32m – пристрої вибірки зберігання в кожному з вихідних каналів. Підтримують аналоговий сигнал на виході відповідного каналу і слугують для запобігання передачі глітчів, що виникають у ЦАП під час перемикання кодових комбінацій на його вході.

ВП21...ВП2m – вихідні підсилювачі, що масштабують аналоговий сигнал на виході відповідного каналу.

Можна запропонувати спосіб розширення функціональних можливостей подібного пристрою. Нехай на вхід подібного пристрою подається сигнал, що лінійно змінюється від 0 до U_{MAX} за час $T_{ПЕР}$, починаючи з моменту часу T_0 . У моменти часу

$$t_0 + i \cdot \frac{T_{ПЕР}}{2^n}, \quad i \in 0 \dots (2^n - 1), \quad (4.1)$$

де n – кількість розрядів двійкового коду;

i – ціле число із зазначеного діапазону; сигнал, що лінійно змінюється на вході пристрою буде набувати значень

$$i \cdot \frac{U_{MAX}}{2^n}, \quad i \in 0 \dots (2^n - 1). \quad (4.2)$$

Тобто його значення буде пропорційне числам n -розрядного двійкового коду. Якщо виконати АЦ-перетворення цього сигналу в ці моменти часу, то можна отримати відповідність між отриманими надлишковими кодами та їх двійковими еквівалентами. Причому точність подібного перетворення буде залежати від лінійності генератора сигналу, що лінійно змінюється, і буде відповідати формулі (4.1), і не буде залежати від конкретних значень похибок внутрішнього ЦАП. Використовуючи отримані відповідності зворотним чином, тобто на підставі наявних двійкових кодів, знаходячи відповідні їм надлишкові, можна реалізувати генерування будь-яких заданих у цифровій формі сигналів.

Працює система аналог-код-аналог таким чином. У початковий момент часу задається потрібний режим роботи пристрою – зчитування або відтворення

сигналів, також задається кількість відліків, яку варто рахувати або відтворити ($N_{від}$), частоту виведення або зчитування відліків ($1/\Delta T$) та номер каналу для введення або виведення інформації ($N_{кан}$). Якщо обрано режим введення інформації, то комутатор АК1 підключає обраний ($N_{кан}$) вхідний сигнал (один з $A_{вх1}, \dots, A_{вхn}$) до першого входу компаратора, а комутатор АК2 підключає вихід ЦАП до другого входу компаратора К. Потім відбувається зчитування $N_{від}$ обраного вхідного сигналу з частотою вибірки $1/\Delta T$ і запис їх в ОЗП. Якщо вибрано режим виведення інформації, то комутатор АК2 підключає вихід ЦАП до вибраного ($N_{кан}$) виходу пристрою (один з $A_{вих1}, \dots, A_{вихm}$). Потім відбувається виведення $N_{від}$, що записано в ОЗП із частотою $1/\Delta T$ і виведення його на вихід пристрою.

Граф-схему алгоритму роботи системи аналог-код-аналог представлено на рис. 4.2.

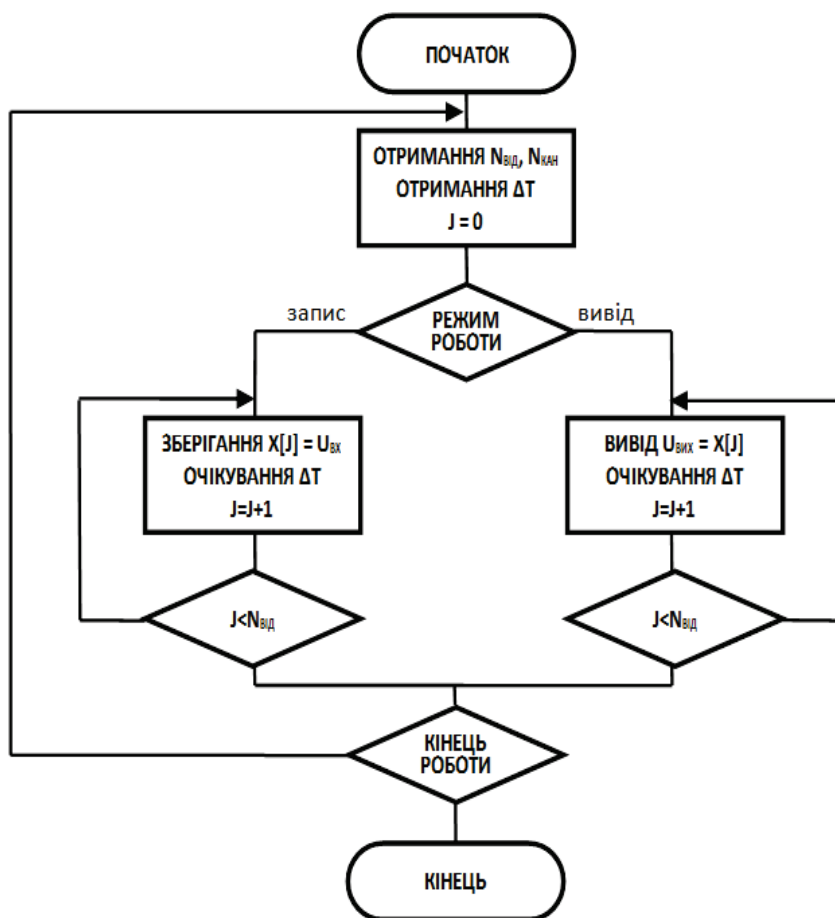


Рисунок 4.2 – Алгоритми роботи системи аналого-код-аналог

Алгоритм містить такі етапи:

1. Отримання вхідної інформації для системи аналог-код-аналог.
2. Перевірка режиму роботи (запис або виведення).
4. Зчитування та зберігання в пам'ять відліків.
6. Зчитування з пам'яті та виведення відліків з інтервалом ΔT .
8. Перевірка кінця роботи.

4.2 Джерело опорної напруги на базі генератора струму з компенсацією температурного дрейфу

Джерела постійного струму та джерела опорної напруги широко використовуються в різноманітних електронних пристроях: аналого-цифрових і цифро-аналогових перетворювачах, підсилювачах постійного струму, пристроях вибірки-зберігання аналогових сигналів, джерелах стабілізованої напруги та інших [68], [69], [71], [72]. При цьому точнісні та температурні характеристики останніх значною мірою залежать від аналогічних же характеристик ДПС і до них висуваються жорсткі вимоги щодо мінімальної похибки, низького температурного та часового дрейфу.

У теперішній час існує досить багато різноманітних підходів щодо побудови схем джерел опорної напруги та струму з термокомпенсацією. Найвідомішими з них є такі, що пов'язані із застосуванням термокомпенсованих стабілітронів, що працюють у режимі зворотного пробоя [68], [69]. Проте пристрої на їх основі мають високу споживану потужність – низький коефіцієнт корисної дії і великий рівень шумів. У ряді випадків застосовуються ДОН, де як стабілітрон використовується інтегральний транзистор зі зворотним пробоем переходу база-емітер. Проте температурну компенсацію дрейфу при цьому важко реалізувати через широкий розкид температурних характеристик.

Починаючи з 70-х років ХХ століття застосовуються так звані схеми бандгап (bandgap) – транзисторні ДОН, значення опорної напруги яких

оцінюється шириною забороненої зони напівпровідника [73]–[76]. Найвідомішими серед них є бандгапи Відлара і Брокау. Недоліком схем Відлара є складність налаштування, а Брокау – наявність операційного підсилювача з окремим джерелом напруги живлення. Специфікою всіх схем бандгапів є жорстка прив'язка до ширини забороненої зони (1205 мВ) або кратної їй. Автор пропонує альтернативний підхід щодо побудови ДПС і ДОН, що полягає у застосуванні схем двополюсних ДПС. Їхньою перевагою є автономність (внутрішня замкненість структури) тобто незалежність від статичних характеристик схем, в яких вони використовуються, а також можливість застосування у різноманітних конфігураціях кіл.

Розглянемо методи побудови термокомпенсованих двополюсних ДПС. Побудова термокомпенсованих джерел струму і напруги базується на таких властивостях: залежність напруги на p - n переході від струму через нього визначається формулою:

$$U = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{I}{I_T} - 1\right), \text{ для } I \gg I_T, \quad U \approx \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{I}{I_T}\right), \quad (4.3)$$

де k – постійна Больцмана;

q – заряд електрона;

T – абсолютна температура;

I_T – тепловий струм p - n переходу.

Значення теплового струму більш точно задається формулою [58]:

$$I_T = I_{T0} \cdot T^3 \cdot e^{-\frac{q \cdot E_G}{k \cdot T}}, \quad (4.4)$$

де I_{T0} – деяка константа;

E_G – напруга забороненої зони напівпровідника.

Підставляючи це значення у попередній вираз, отримаємо:

$$U = \frac{k \cdot T}{q} \cdot (\ln(I) - \ln(I_{T0}) - 3 \cdot \ln(T)) + E_G. \quad (4.5)$$

Схему джерела опорного струму, яка дозволяє домогтися первинної компенсації температурного дрейфу, показано на рис. 4.1 а).

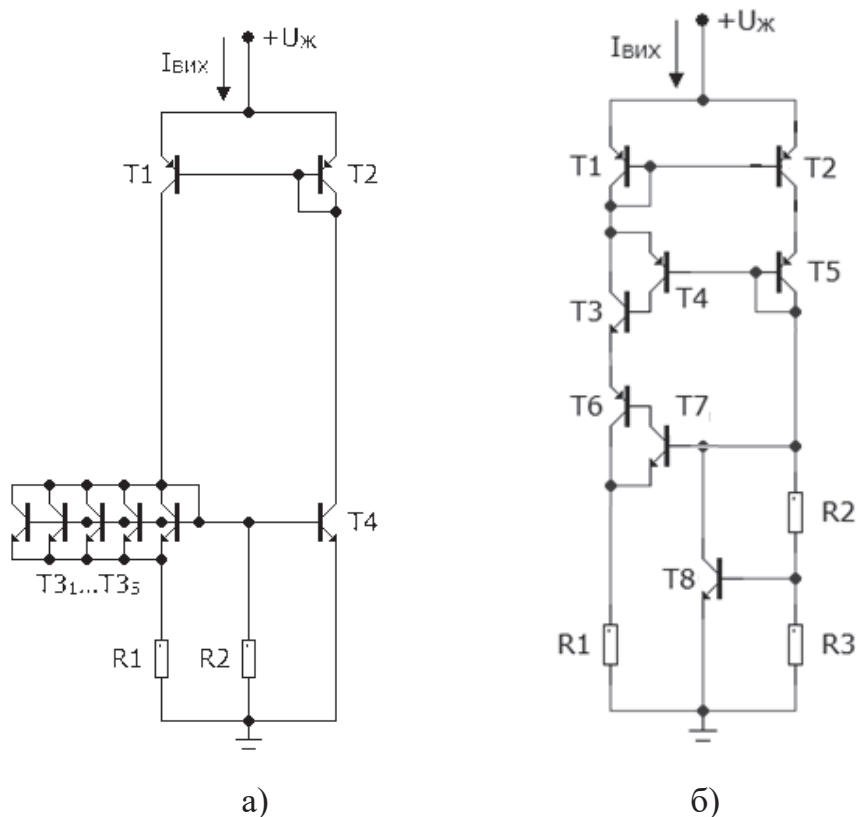


Рисунок 4.3 – Джерела опорного струму: а) найпростіша схема; б) схема з первинною компенсацією температурного дрейфу

Вона містить: струмове дзеркало на транзисторах T1 – T2, генератор опорного струму на транзисторах T3₁ – T3₅, резисторах R1 і R2, генератор опорної напруги на транзисторі T4. Коефіцієнт передавання струму токового дзеркала дорівнює одиниці та через транзистори T3₁-T3₅ і резистор R1 протікає струм I_1 , через резистор R2 – струм I_2 , через транзистор T4 протікає сумарний струм (I_1+I_2) .

Температурна компенсація досягається таким чином. При підвищенні температури напруга на переході емітер-база транзистора T4 падає, відповідно, знижується струм через резистор R2 (I_2). За рахунок того, що через T4 протікає струм у декілька разів більший, ніж через T3_i, напруга на переході емітер-база транзисторів T3₁-T3₅ падає швидше і, як наслідок, напруга на R1 і струм через

нього (I_1) зростає. Підбором резисторів R_1 і R_2 можна домогтися взаємної компенсації змінення цих струмів і стабільності сумарного струму (I_1+I_2) під час зміни температури.

На рис. 4.4 показано залежність $I_{ВИХ}(T)$ для даної схеми.

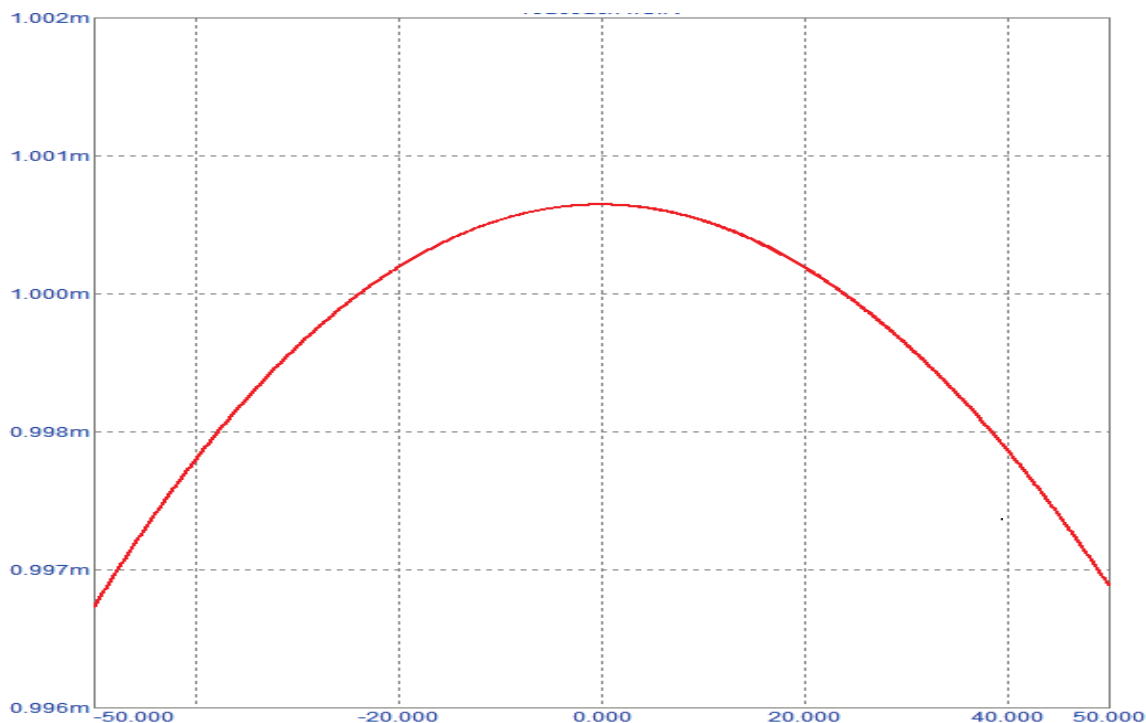


Рисунок 4.4 – Графік залежності $I_{ВИХ}(T)$ для термокомпенсованого ДОС

Вона отримана шляхом моделювання в MicroCap 11 для випадку досягнення компенсації температурного дрейфу вихідного струму. Відхилення $I_{ВИХ}$ у діапазоні $-50^{\circ}\text{C} \dots +50^{\circ}\text{C}$ складають 3,3 мкА, за умови вихідного струму 1 мА.

Більш складну схему джерела опорного струму, яка дозволяє домогтися компенсації температурного дрейфу на порядок краще, показано на рис. 4.1 б). Вона містить струмове дзеркало Уілсона на транзисторах $T_1 - T_5$, генератор опорного струму на транзисторах $T_6 - T_7$ і резисторі R_1 , і генератор опорної напруги на транзисторі T_8 і резисторах R_2 і R_3 . Коефіцієнт передавання струмового дзеркала складає одиницю і через транзистори T_6T_7 і резистор R_1 протікає сумарний струм (I_1+I_2), через резистор R_2 і R_3 – струм I_2 , а через транзистор T_8 протікає струм I_1 . Температурна компенсація досягається таким чином. За умови, що сумарний струм (I_1+I_2) при зміні температури, і, як

наслідок, напруга на резисторі R1 не змінюється, то, при підвищенні температури, напруга на переході емітер-база транзистора T7 знижується, таким чином, падає струм через дільник на резисторах R2 і R3 (I_2) і зменшується потенціал бази транзистора T8. За рахунок того, що через T8 і T7 і протікають струми різного значення (через T7 приблизно у β -разів менший), напруга на переході емітер-база транзистора T7 і бази транзистора T8 має падати швидше, ніж напруга на переході емітер-база транзистора T8, за умови, що струм через нього залишається незмінним. При цьому струм через перехід емітер-база транзистора T8 (I_1) зростає. Підбором резисторів R1, R2 і R3 можна домогтися взаємної компенсації цих струмів і стабільності сумарного струму (I_1+I_2), за умови зміни температури.

На рис. 4.5 показано залежність $I_{\text{ВИХ}}(T)$ для даної схеми, що отримана засобами MicroCap для випадку досягнення компенсації температурного дрейфу вихідного струму. Відхилення $I_{\text{ВИХ}}$ в діапазоні $-50^\circ\text{C} \dots +50^\circ\text{C}$ складає 29 нА при вихідному струмі 1 мА.

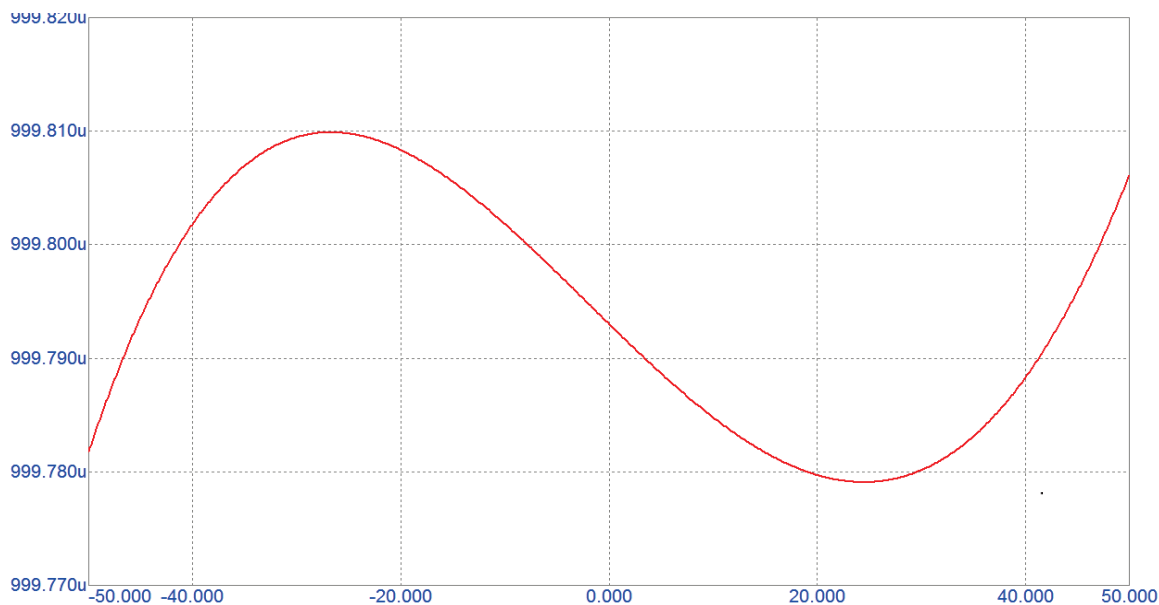


Рисунок 4.5 – Графік залежності $I_{\text{ВИХ}}(T)$ для термокомпенсованого ДОС

Транзистори T3–T5 додано для підвищення вихідного опору схеми. Отримане під час моделювання в MicroCap 11 значення вихідного опору схеми складає 505 кОм.

Варто додати, що крім термостабільних джерел опорного струму потрібні також термостабільні джерела опорної напруги. Температурна стабільність таких джерел опорної напруги визначається, в першу чергу, тепловими характеристиками активних і пасивних компонентів схеми, а також можливістю компенсувати їх температурні дрейфи. Розглянемо схему базового вузла – термостабільного перетворювача опорного струму на опорну напругу, наведену на рис. 4.6 а).

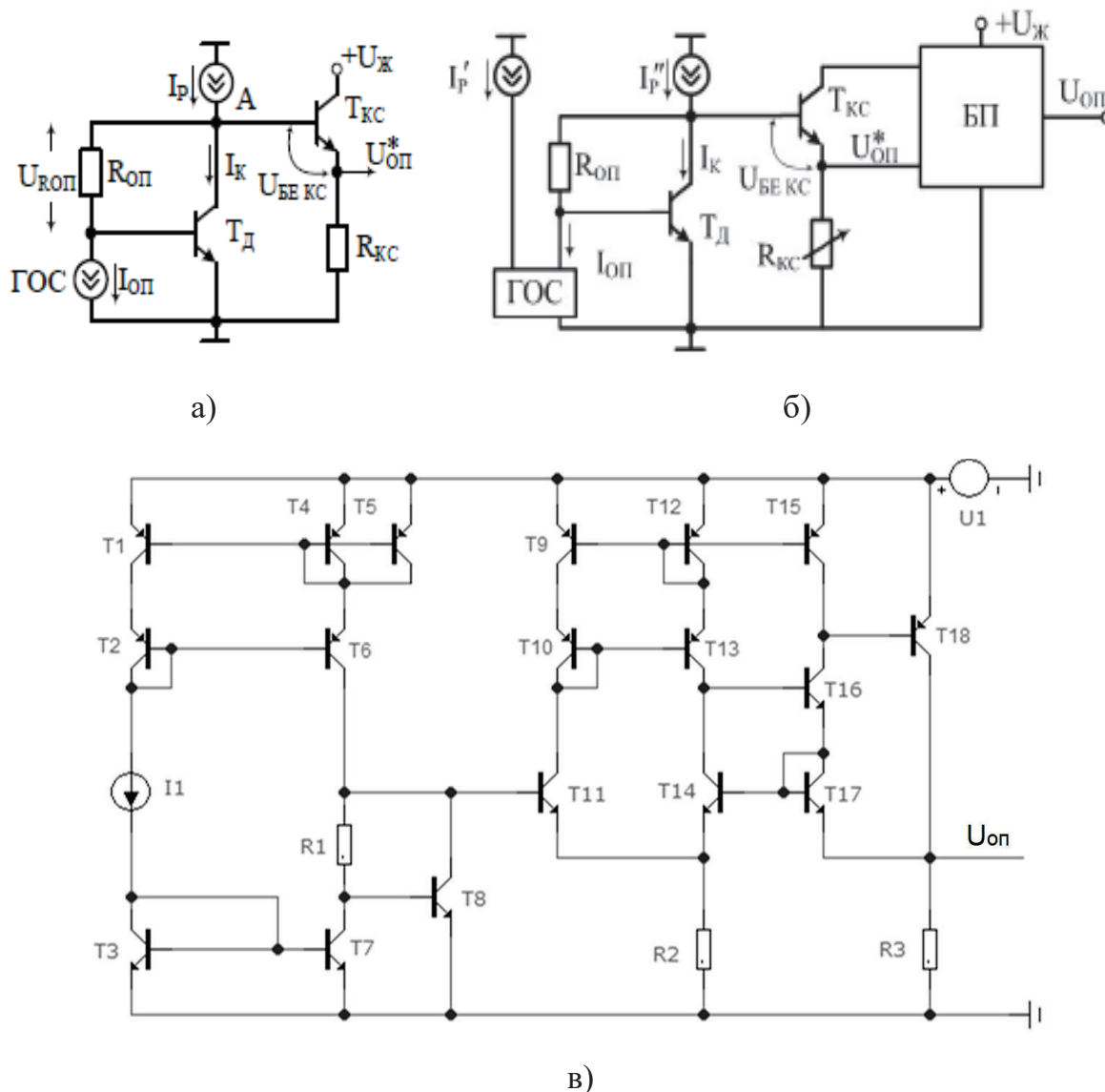


Рисунок 4.6 – Термостабільне джерело опорної напруги: а) – формувач термокомпенсованої опорної напруги; б) – формувач термокомпенсованої опорної напруги з буферним пристроєм

Вона складається з джерела опорного струму I_{OP} , джерела струму I_P , опорного резистора R_{OP} , що задає величину вихідної напруги, транзисторів T_D , T_{KC} і резистора регулятора R_{KC} . Значення вихідної напруги дорівнює:

$$U_{OP}^* = U_{BE(T_D)} + U_{R_{OP}} - U_{BE(T_{KC})}. \quad (4.6)$$

де $U_{BE(T_D)}$, $U_{BE(T_{KC})}$ – падіння напруги на переходах БЕ транзисторів T_D і T_{KC} ;

$U_{R_{OP}}$ – падіння напруги, створюване опорним струмом на резисторі R_{OP} .

Відповідно до першого закону Кірхгофа отримаємо таке співвідношення:

$$\frac{\beta}{\beta+1} \cdot I_{T_D} = I_P - \left(I_{OP} + \frac{I_{T_D}}{\beta+1} \right) - \frac{U_{OP}^*}{(\beta+1) \cdot R_{KC}}, \quad (4.7)$$

де β – коефіцієнт посилення базового струму транзистора;

I_{T_D} – струм емітера транзистора T_D . Звідки знайдемо значення струму I_{T_D} :

$$I_{T_D} = I_P - I_{OP} - \frac{U_{OP}^*}{(\beta+1) \cdot R_{KC}}. \quad (4.8)$$

Оскільки струм I_{T_D} приблизно дорівнює різниці струмів I_{OP} і I_P , то перепишемо вираз (4.6) так:

$$U_{OP}^* = \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{I_{T_D}}{I_T} \right) + \left(I_{OP} + \frac{I_{T_D}}{\beta+1} \right) \cdot R_{OP} - \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{U_{KC}^*}{I_T \cdot R_{KC}} \right) \quad (4.9)$$

$$U_{OP}^* = \varphi_T \cdot \ln \left(\frac{(I_P - I_{OP})}{U_{OP}^*/R_{KC}} - \frac{1}{(\beta+1)} \right) + \left(\frac{I_{OP} \cdot \beta}{\beta+1} + \frac{I_P}{\beta+1} - \frac{U_{OP}^*/R_{KC}}{(\beta+1)^2} \right) \cdot R_{OP}. \quad (4.10)$$

Доданок, що містить логарифм, перетвореться на нуль, тобто досягається компенсація температурних змін на $p-n$ переходах транзисторів T_D і T_{KC} , якщо значення струму через резистор R_{KC} приблизно дорівнює різниці струмів I_{OP} і I_P . Із вищесказаного випливає виконання такої умови:

$$\frac{(I_P - I_{OP})}{U_{OP}^*/R_{KC}} - \frac{1}{(\beta+1)} = 1 \Rightarrow U_{OP}^*/R_{KC} = (I_P - I_{OP}) \cdot \frac{(\beta+1)}{(\beta+2)}. \quad (4.11)$$

Значення вихідного сигналу становитиме:

$$U_{OP}^* = \frac{I_{OP} \cdot (\beta + 1) + I_{КС}}{(\beta + 2)} \cdot R_{OP} \Rightarrow U_{OP}^* \approx I_{OP} \cdot R_{OP}. \quad (4.12)$$

Варто зазначити, що для нормального функціонування джерела опорного струму вихід формувача U_{OP}^* треба відокремити від навантаження, зокрема, пасивного R_H . Із цією метою застосовується буферний пристрій з рис. 4.6 б). Принципову схему джерела опорного струму з буферним пристроєм зображено на рис. 4.6 в). Опорний струм задається джерелом струму I_1 (I_{OP}). Вихідна напруга U_{OP}^* формується на виході транзистора T_{11} та буде дорівнювати $R_1 \cdot I_{OP}$. Буферний пристрій виконано на транзисторах T_{12} – T_{18} та зменшує вплив струму навантаження на U_{OP}^* в β^2 разів. Основний струм навантаження протікає через транзистор T_{18} , у β -разів менший струм буде протікати через транзистор T_{17} і ще у β -разів менший струм буде протікати через транзистор T_{14} та резистор регулятор R_2 ($R_{КС}$).

4.3 Методологія з комп'ютерного моделювання аналогових вузлів системи аналог-код-аналог із нерозривною характеристикою перетворення

Використання прикладних пакетів схемотехнічного моделювання дозволяє суттєво полегшити розроблення і проектування електронних схем. Якщо опис і розрахунок схем, що складаються з пасивних компонентів (резисторів, конденсаторів, індуктивностей) в аналітичному вигляді можливий, хоча для складних схем і громіздкий, то для схем, що включають активні елементи, де навіть одиничний транзистор описується складною системою рівнянь у статиці, не кажучи вже про динаміку, тяжкий, а для складних схем і неможливий. Тому пакети схемотехнічного моделювання, що здійснюють розрахунок схем у чисельному вигляді є необхідними. Одним із таких пакетів прикладних програм є MicroCap 11, що застосовувався для моделювання вище описаних схем. Він

містить зручний графічний інтерфейс, що дозволяє зображати схеми, вставляючи графічні представлення компонентів, задаючи відповідність їх моделям компонентів і формуючи зв'язки між ними. У програмі доступні моделі великого числа аналогових і цифрових компонентів, у тому числі різноманітні джерела струму і напруги (ідеальні, функціональні, залежні) [86]. На рис. 4.7 зображено модель схеми ДППС, що складена засобами програми MicroCap 11.

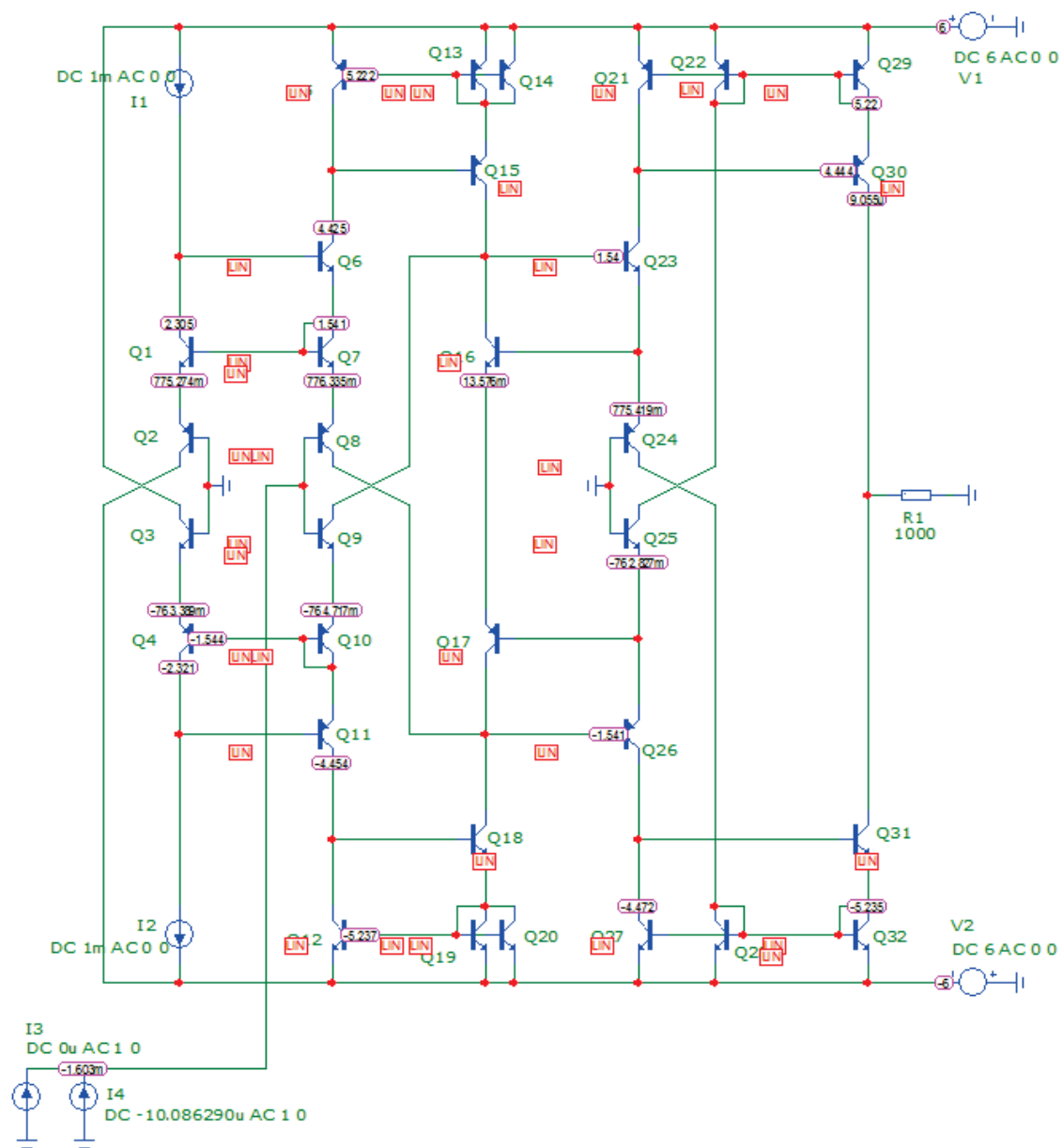


Рисунок 4.7 – Зображення схеми ДППС, підготовленої для моделювання у програмі MicroCap-11

Компонентами Q1-Q32 є $n-p-n$ і $p-n-p$ транзистори, що використовують моделі інтегральних транзисторів NUHFARRY і PUHFARRY [81], доступні на сайті фірми Analog Devices. Компонент R1 – резистор, компоненти V1, V2 – ідеальні джерела напруги, що задають додатну і від’ємну напруги живлення схеми. Компоненти I1, I2 – ідеальні джерела струму, що задають робочі струми у схемі, компоненти I4, I3 – ідеальні джерела струму, що задають компенсуючий струм зміщення нуля (I4) та вхідний сигнал у різних видах аналізу (I3).

Використання ідеальних джерел струму і напруги дозволяє отримати ідеалізовані характеристики окремих вузлів, але для схеми в цілому завищує її характеристики.

Одним із видів аналізу схем, що використовувався в роботі, був динамічний аналіз по постійному струму (Dynamic DC Analysis), рис. 4.8. Цей режим дозволяє розрахувати струми і напруги в схемі для зазначених постійних значень в джерелах струмів і напруг. Таким чином, можна швидко перевірити працездатність схеми. На рис. 4.7 у червоних прямокутниках відображаються режими роботи транзисторів: лінійний, насичення, відсічки, перегрів (включений режим відображення Conditions), в рожевих контурах відображаються напруги в вузлах схеми (включений режим відображення Node Voltages), також можуть бути включені режими: (Currents) – для відображення струмів, що протікають через елементи схеми, (Node Numbers) – для відображення номерів вузлів та інші режими.

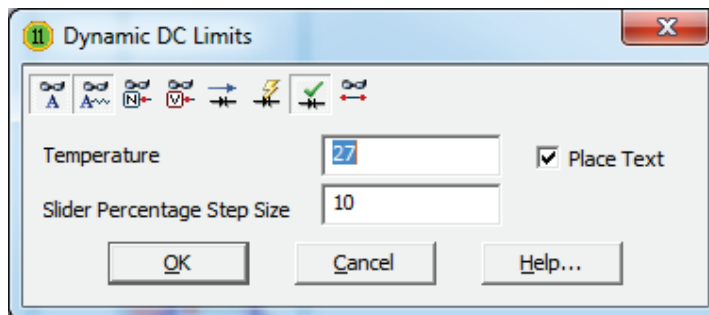
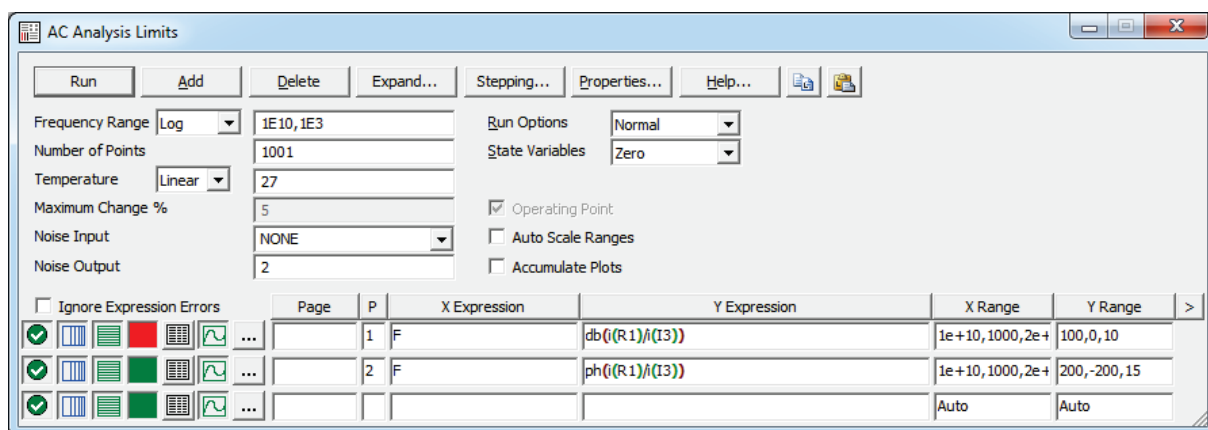


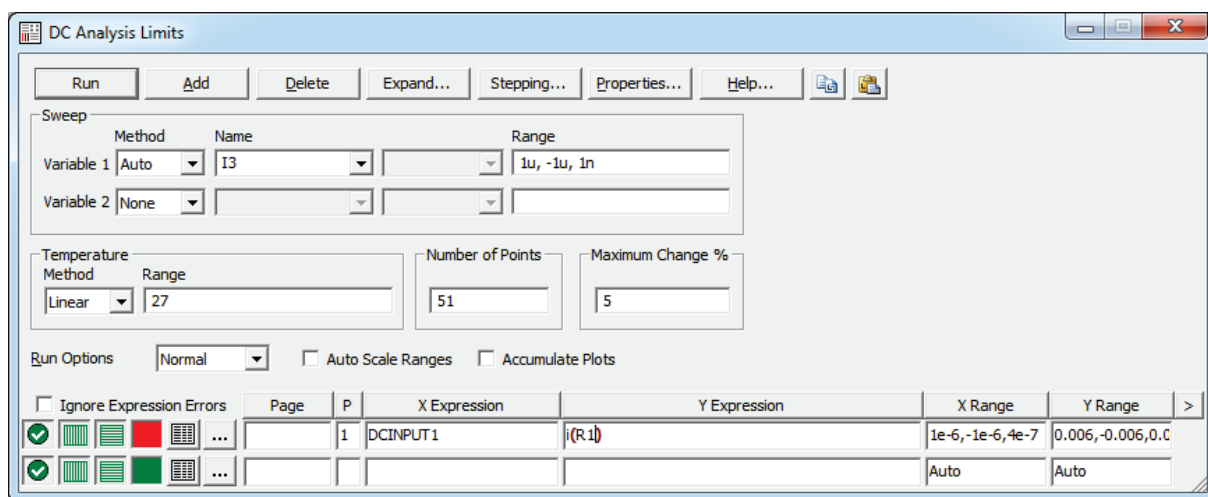
Рисунок 4.8 – Діалогове вікно Dynamic DC Analysis

Іншим видом аналізу, що використовувався в роботі для аналізу схем, був

частотний аналіз (AC Analysis). Цей вид аналізу дозволяє визначати такі характеристики схем, як вхідні і вихідні опори, АЧХ. Результати виводяться у вигляді графіків, де по осі Ох відображається частота (F, Гц), а по осі Оу – потрібна величина, наприклад, для визначення АЧХ – $db(I_{\text{вих}}/I_{\text{вх}})$ – підсилення вихідного сигналу в дБ, $ph(I/I)$ – фазовий зсув вихідного сигналу. У цьому виді аналізу одне з джерел струму або напруги повинно бути призначено джерелом сигналу в АС-аналізі. Зазвичай, таким елементом повинен бути лише один з усіх. Для схеми, наведеної на рис. 4.7, для побудови АЧХ джерелом вхідного сигналу є I3. Діалогове вікно, що задає параметри AC Analysis, наведено на рис. 4.9 а).



a)



б)

Рисунок 4.9 – Діалогові вікна: а) AC Analysis; б) DC Analysis

Тут у полі «Frequency range» – вказується діапазон частот, для якого здійснюється аналіз, у полі «Number of Points» – вказується ступінь деталізації розрахунку. Також можна задати значення температури в полі «Temperature», щоб задати властивості AC Analysis натиснути кнопку «Properties...», також можна побудувати сім'ю графіків натиснути кнопку «Stepping...», задати діапазон зміни значення якогось з параметрів схеми, наприклад, джерела струму, джерела напруги чи резистора. Знизу діалогового вікна у вигляді списку зазначаються залежності, які будуть відображатися. Для побудови АЧХ, зокрема ДППС, засобами AC Analysis в полі «X Expression» вказується параметр F(частота), у полі «Y Expression» надається $\text{db}(i(R1)/i(I3))$ – відношення приросту вихідного до приросту вхідного струму в децибелах (рис. 4.10, верхній графік) і $\text{ph}(i(R1)/i(I3))$ – фазовий зсув між вихідним і вхідним струмами – ФЧХ ДППС (рис. 4.10, нижній графік). Також тут можна задати діапазони виводу графіків по вісям Ox та Oy у полях «X Range» та «Y Range».

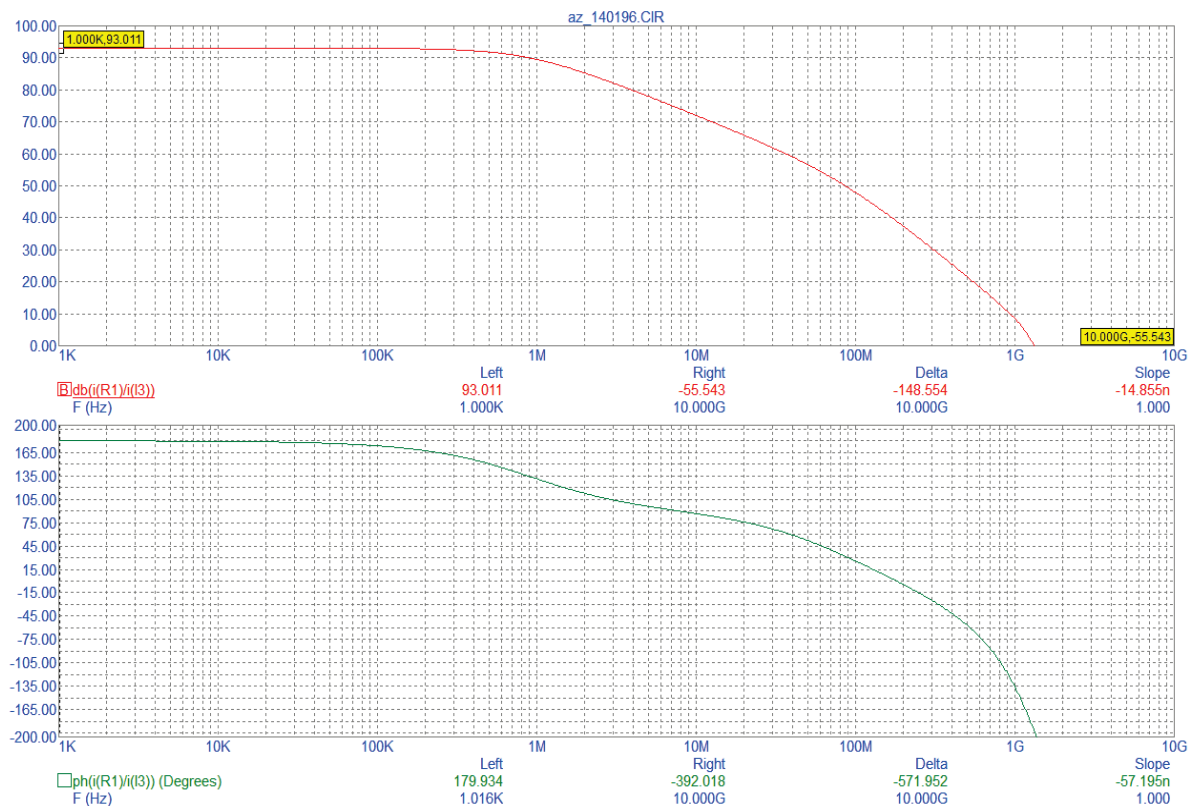


Рисунок 4.10 – Графіки залежностей АЧХ і ФЧХ ДППС

Третім видом аналізу, що використовувався в роботі для аналізу схем, був аналіз по постійному струму (DC Analysis). У цьому виді аналізу одне з джерел струму або напруги (або температура) є джерелом сигналу, що змінюється. Результати виводяться у вигляді графіків, де по осі Ox відображається значення сигналу на цьому джерелі (або температура), а по осі Oy – потрібна величина, наприклад, для передатної характеристики – $I_{\text{вих}}$. Діалогове вікно, що задає параметри DC Analysis наведено на рис. 4.9 б). Тут у полі «Variable 1» вказується найменування джерела сигналу, що змінюється, діапазон і крок його змінення. Також можна задати значення температури в полі «Temperature», задати властивості DC Analysis, за допомогою кнопки «Properties...», також можна побудувати сім'ю графіків із застосуванням «Stepping...», завдати діапазон зміни значення якогось із параметрів схеми, наприклад, джерела струму, джерела напруги чи резистора. Внизу діалогового вікна у вигляді списку зазначаються залежності, які будуть відображатися. Для схеми, наведеної на рис. 4.7, джерелом сигналу є вхідний струм I_3 , а залежністю, що відображається, – вихідний струм $i(R1)$ (рис. 4.11).

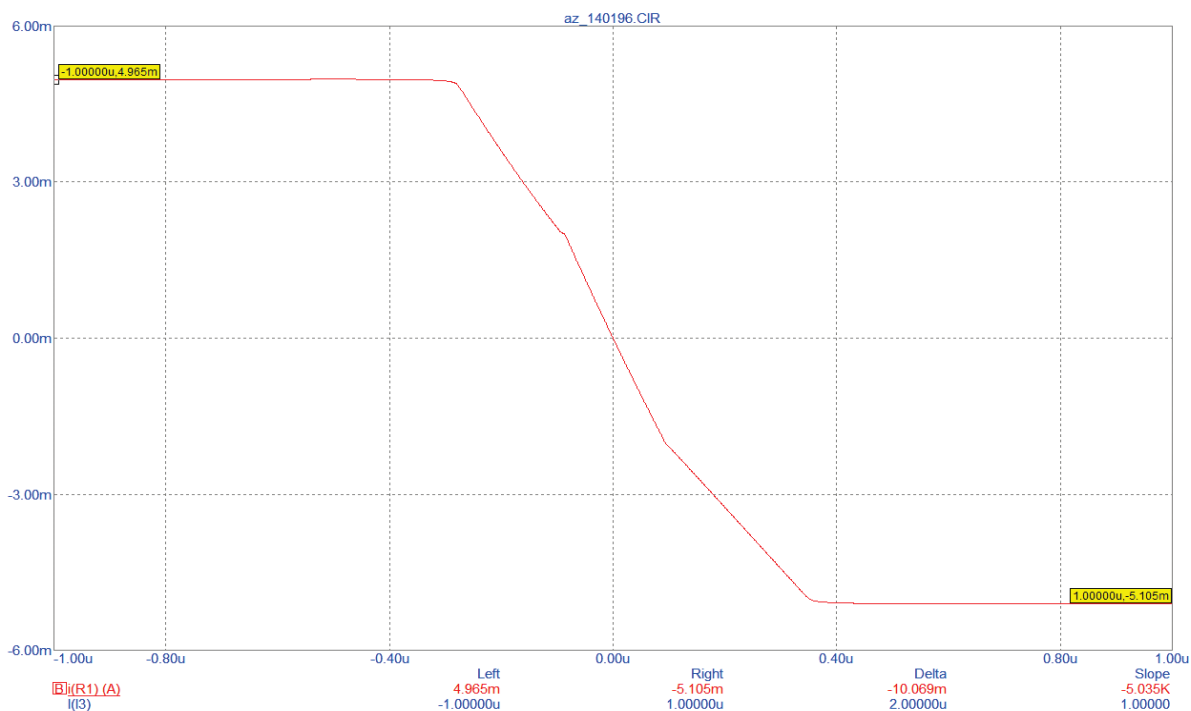


Рисунок 4.11 – Графік передатної характеристики, отриманий у DC Analysis

Під час перегляду графіків можна перейти до режиму «курсор» і тоді під графіком відображаються координати лівого курсору (x_1, y_1), правого курсору (x_2, y_2), різниця їх координат ($x_1 - x_2, y_1 - y_2$) і нахил кривої, проведеної через ці точки (SLOPE). Знайшовши перетин графіка $i(R1)$ із віссю Ox можна визначити значення струму зміщення нуля ДППС.

Також доступні інші види аналізу, які можна використати за потреби, наприклад, Transient Analysis. У даному типі аналізу одне з джерел струму або напруги є джерелом сигналу, що змінюється в часі. Результати виводяться у вигляді графіків, де по осі Ox відображається $T(\text{час})$, а по осі Oy потрібна величина, наприклад, для передатної характеристики – $I_{\text{вих}}$.

4.4 Широкопasmові двотактні балансні підсилювачі постійного струму для високолінійних систем аналог-код-аналог

Підсилювач постійного струму – підсилювач електричних сигналів, діапазон підсилення частот якого має нульову частоту («постійний» струм) [87]–[96].

На верхню межу частотного діапазону підсилювача ніяких обмежень не накладається, тобто вона може перебувати в зоні дуже високих частот. Таким чином, термін ППС можна застосовувати до будь-якого підсилювача, здатного підсилувати сигнали постійного струму. У ППС не можна використовувати як елементи зв'язку такі, опір яких є функцією частоти (конденсатори, дроселі, трансформатори і т. п.). Можна навести таку схему класифікації ППС – рис. 4.12.

Простими однотоктними каскадами можу слугувати схеми каскадів із загальною базою, загальним емітером, загальним колектором та ін. Недоліки однотоктного ППС: відносно невисокий коефіцієнт підсилення та чималий дрейф нуля, звужена смуга пропускання.

Різновидом підсилювального каскаду, що отримав широке поширення в мікроелектроніці, став диференційний каскад. Диференційний каскад є симет-

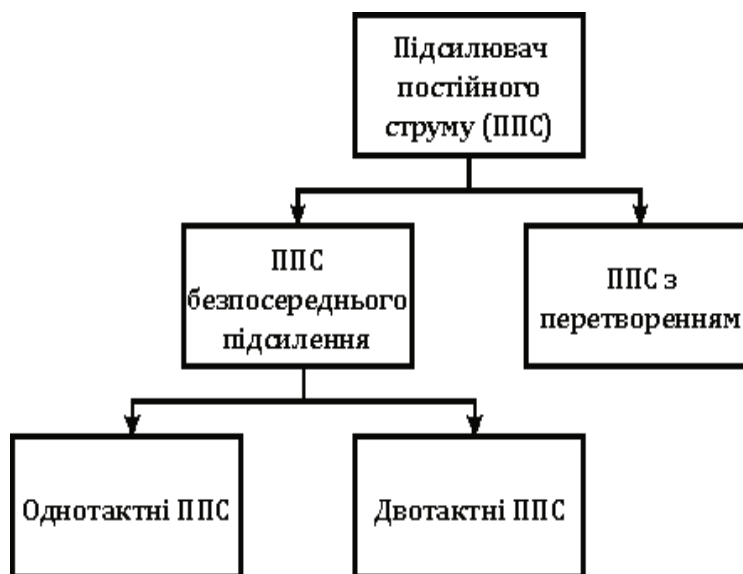
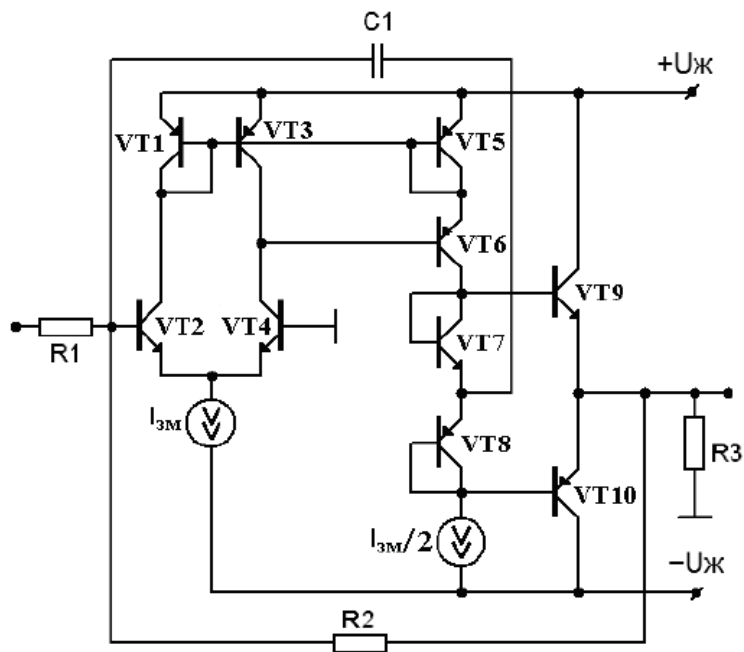


Рисунок 4.12 – Класифікація ППС

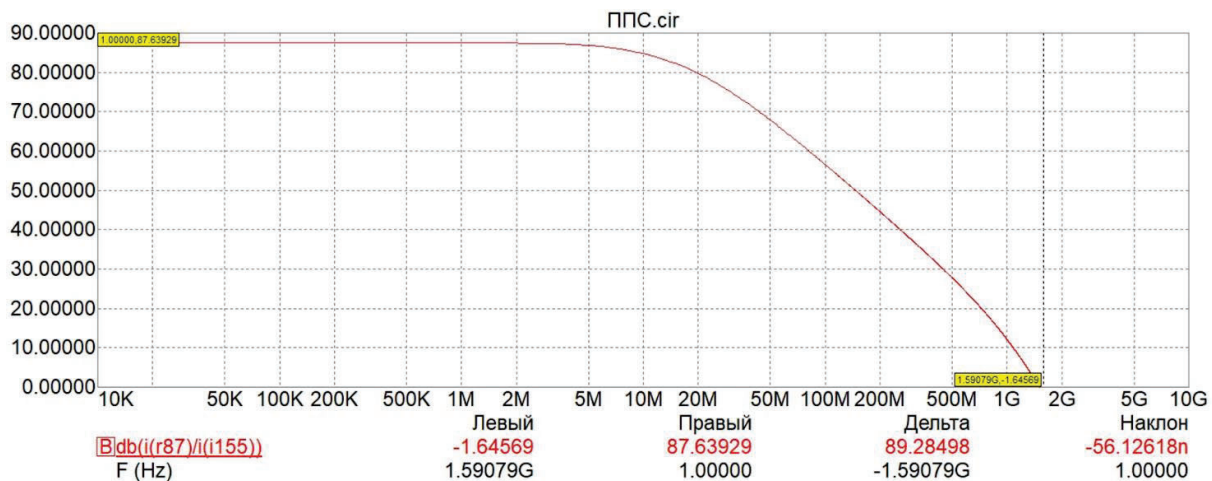
ричним, тобто має два входи і два виходи. Його утворює пара транзисторів із загальним емітером, де емітери з'єднані і підключені до загального джерела струму. Він підсилює різницеву напругу між обома входами незалежно від напруги синфазного сигналу, доки остання залишається менше деякої граничної межі. Ще одна перевага диференційного підсилювача полягає в придушенні впливу температурних коливань в обох гілках, оскільки вони діють аналогічно синфазній модуляції. В інтегральних схемах із тієї ж причини ефективно послаблюється вплив розкиду параметрів елементів, оскільки сусідні транзистори і резистори диференційного підсилювача, в першому наближенні, характеризуються припусками одного і того ж знаку.

Проаналізуємо роботу диференційного каскаду на основі спрощеної схеми, яку наведено на рис. 4.13 а). Будемо вважати, що транзистори VT2 і VT4 працюють у лінійній зоні. Основне співвідношення, на якому будуть ґрунтуватися розрахунки, – це залежність струму колектора від напруги база-емітер транзистора.

АЧХ такого підсилювача наведено на рис. 4.13 б).



а)



б)

Рисунок 4.13 – Традиційний однокантний ППС: а) принципова схема;

б) АЧХ

Для струму колектора VT2 можна записати [66]:

$$I_{VT2} = I_{\kappa 2} = I_{3c2} \cdot \exp\left(\frac{U_{\beta e2}}{\Phi_T}\right) \quad (4.13)$$

де I_{3c2} – початковий тепловий струм VT2;

$U_{\text{бе}2}$ – напруга база-емітер транзистора VT2;

φ_T – термопотенціал.

Аналогічне співвідношення можна записати для транзистора VT4:

$$I_{VT4} = I_{\kappa4} = I_{\text{зс}4} \cdot \exp\left(\frac{U_{\text{бе}4}}{\varphi_T}\right). \quad (4.14)$$

За умови, що характеристики транзисторів VT2 і VT4 були б ідентичними і вони б працювали при однакових колекторних напругах, то $I_{VT2}=I_{VT4}$. Проте, навіть якщо транзистори виконано на одному кристалі, вони не будуть абсолютно однаковими. Саме тому виникає напруга зміщення, яку можна визначити за співвідношенням [66]:

$$U_{\text{зм}} = \varphi_T \cdot \ln\left(\frac{I_{\text{зс}2}}{I_{\text{зс}1}}\right). \quad (4.15)$$

При цьому передатні характеристики для I_1 та I_2 визначаються виразами:

$$I_{VT2} = \frac{I_{\text{зм}}}{1 + \exp\left(-\frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{зм}}}{\varphi_T}\right)}; \quad I_{VT4} = \frac{I_{\text{зм}}}{1 + \exp\left(\frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{зм}}}{\varphi_T}\right)}, \quad (4.16)$$

де $U_{\text{вх}}$ – значення вхідної напруги;

$I_{\text{зм}}$ – струм зміщення вхідного каскаду.

Також широкого поширення в мікроелектроніці набули двотактні підсилювальні схеми [97]–[109]. Двотактний підсилювач (англ. push-pull amplifier) – це підсилювач, в якому вхідні сигнали, що керують транзисторами, є протифазними, а вихідні сигнали підсумовуються, що дозволяє подвоїти вихідну потужність, порівняно з однотоктним підсилювачем.

Двотактні каскади можуть виконуватися за різними схемами, підсилувати постійну або змінну напругу чи струм, вони можуть бути інвертуючими або неінвертуючими. Загальним для всіх конфігурацій є принцип протифаз-

ності: під час зростання керуючої напруги або струму струм збільшується лише в одному з двох плечей схеми, а, за умов спадання керуючої напруги або струму, струм зростає в іншому протилежному плечі.

На рис. 4.14 представлено варіант двотактного підсилювача зі струмовими дзеркалами [97].

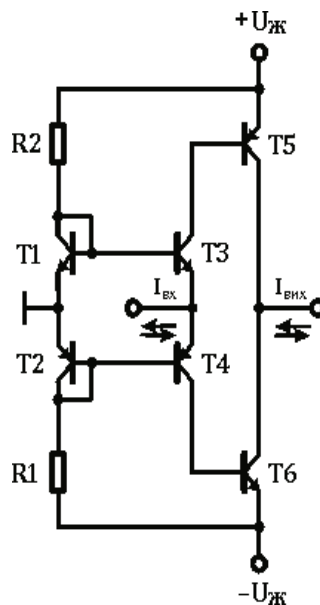


Рисунок 4.14 – Двотактний підсилювач зі струмовими дзеркалами

Через транзистори T1 і T2 у діодному включенні протікає постійний струм I_0 , що задається джерелами струму, виконаними на резисторах R1 і R2. Для струмів, що протікають через емітери транзисторів T3 і T4, буде виконуватися рівність $I_{T3} = I_{T4} + I_{BX}$, а також таке співвідношення для напруг на емітерних переходах транзисторів $U_{BE1} + U_{BE2} = U_{BE3} + U_{BE4}$, звідки, враховуючи залежність між напругою і струмом через емітерний перехід (1.13), отримаємо:

$$\begin{aligned} \varphi_T \cdot \ln \frac{I_0}{I_T} + \varphi_T \cdot \ln \frac{I_0}{I_T} &= \varphi_T \cdot \ln \frac{I_{T3}}{I_T} + \varphi_T \cdot \ln \frac{I_{T4}}{I_T} \Rightarrow \\ \Rightarrow I_0^2 &= I_{T3} \cdot (I_{T3} - I_{BX}) \end{aligned} \quad (4.17)$$

Вирішуючи це квадратне рівняння щодо I_{T3} , отримаємо:

$$I_{T3} = \frac{I_{BX}}{2} \pm \sqrt{\frac{I_{BX}^2}{4} + I_0^2}, \quad I_{T4} = -\frac{I_{BX}}{2} \mp \sqrt{\frac{I_{BX}^2}{4} + I_0^2} \quad (4.18)$$

Транзистори Т5 і Т6 підсилюють та підсумовують струми I_{T3} та I_{T4} .

Перевагами двотактних підсилювачів є [97]–[109]:

- здатність працювати як з додатними, так і від’ємними вхідними струмами і напругами;

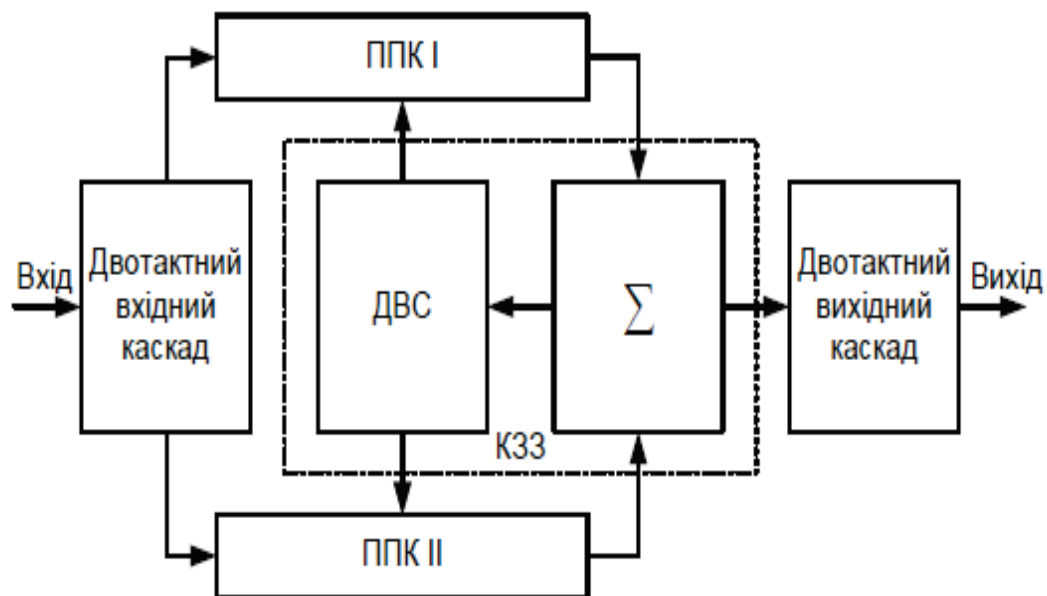
- високий коефіцієнт корисної дії (ККД) і вихідна потужність. Граничний теоретичний ККД одноктного підсилювача гармонійного сигналу в режимі А дорівнює 50%, у реальних одноктних підсилювачах на транзисторах досягається ККД близько 30%. Заміна одноктного підсилювача на двотактний у режимі А, що працює при тому ж струмі спокою і споживає від джерела живлення ту ж, приблизно постійну, потужність, збільшує максимальну вихідну потужність в чотири рази, а граничний ККД до 50%. Переведення двотактного підсилювача в режим АВ збільшує граничний теоретичний ККД до 87,5% [110];

- порівняно просто задається режим по постійному струму.

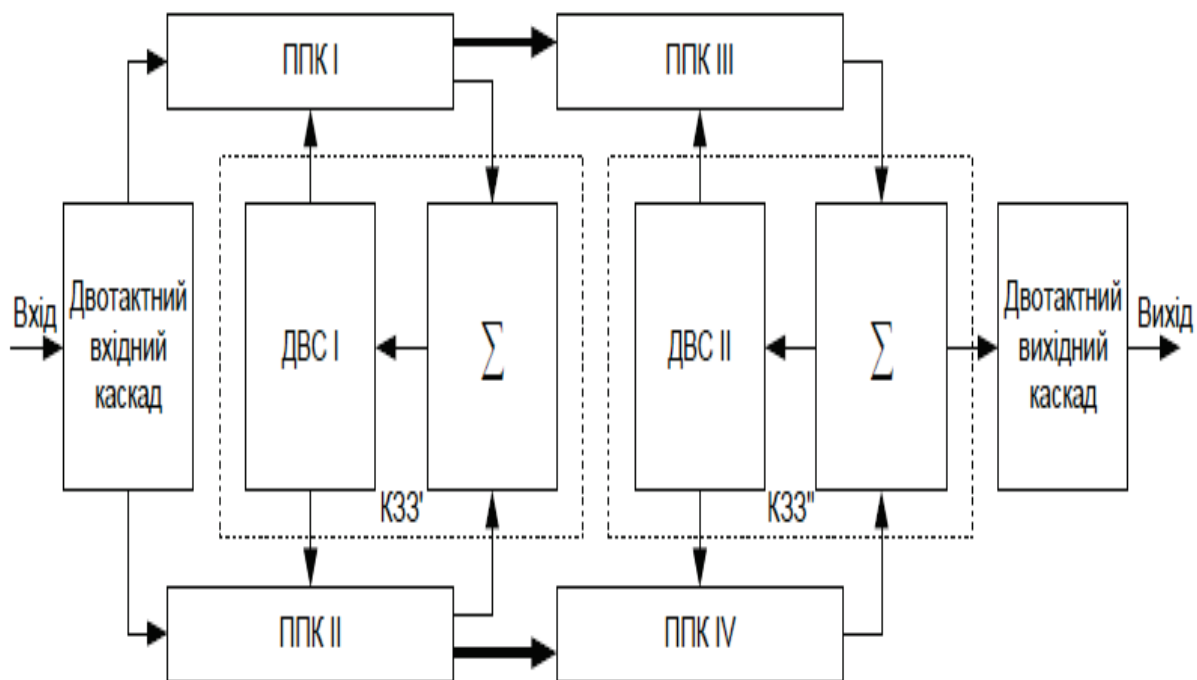
Представниками наукової школи проф. Азарова О. Д. [40], [41] було запропоновано підходи до побудови ДППС із покращеними характеристиками підсилення та навантажувальної здатності і лінійності. Це дозволило будувати ДППС із роздільними каналами підсилення, особливістю яких є наявність автобалансування робочих точок проміжних транзисторних каскадів. Під час побудови ДППС із середнім коефіцієнтом підсилення використовується структурна схема, яку зображено на рис. 4.15 а). Вона містить: ВДК, два симетричні ППК на біполярних $p-n-p$ та $n-p-n$ транзисторах, ДВС та ДВК. При цьому коефіцієнт підсилення визначатиметься за формулою [111]:

$$K_i = K_{iex} \cdot K_{ПК} \cdot K_{iex}, \quad (4.19)$$

де K_{iex} , $K_{ПК}$, K_{iex} – коефіцієнти підсилення по струму вхідного, проміжного та вихідного каскадів відповідно.



а)



б)

Рисунок 4.15 – Структурна схема ДППС із розділеними каналами підсилення:

а) із середнім коефіцієнтом підсилення;

б) із високим коефіцієнтом підсилення

Під час побудови ДППС із високим коефіцієнтом підсилення використовується структурна схема, яку зображено на рис. 4.15 б). Схема містить: ВДК, симетричні ППК на біполярних $p-n-p$ та $n-p-n$ транзисторах, декілька ДВС та ДВК.

При цьому коефіцієнт підсилення визначатиметься за формулою [111]:

$$K_i = K_{iex} \cdot K_{ПКΣ} \cdot K_{iвх}, \quad (4.20)$$

де $K_{ПКΣ}$ – сумарний коефіцієнт підсилення по струму проміжних каскадів.

Шляхом нарощування числа підсилювальних каскадів, а відповідно і збільшення K_i , можна досягти, використовуючи додаткові ДВС як окремо на кожен каскад, так і один загальний на декілька каскадів. Застосування симетричної структури та ДВС у підсилювальних каскадах дає змогу будувати ППС із високими коефіцієнтами підсилення [111]. Проте, багатокаскадні схеми мають дещо гірші динамічні характеристики, зокрема, більшу кількість полюсів АЧХ і значні фазові зсуви вихідного сигналу [95]. Тому проектування багатокаскадних ДППС із зазначеним коефіцієнтом підсилення необхідно здійснювати з мінімальною кількістю каскадів.

Принципову схему ДППС наведено на рис. 4.16 [51]. Підсилювач містить вхідний двотактний каскад (ВДК), зібраний на транзисторах VT2 – VT14. Робочі точки транзисторів цього каскаду задаються генераторами струмів I1, I7. Схема містить також балансир струмів на транзисторах VT19, VT24, VT25, а також VT20, VT26, VT27. Між ВДК і балансиrom включено відбивачі струмів на транзисторах VT15, VT17, VT18, VT23, а також VT16, VT21, VT22, VT28.

Вихідний двотактний каскад зібрано на відбивачах струму на транзисторах VT30, VT34, VT35, VT37, а також VT29, VT31, VT32, VT36. Вхід схеми утворено з'єднанням баз транзисторів VT11, VT12, а вихід – колекторами транзисторів VT32, VT34. Для аналізу динамічних і статичних характеристик ДППС на вхід схеми підключається генератор вхідного струму, а до виходу – опір навантаження.

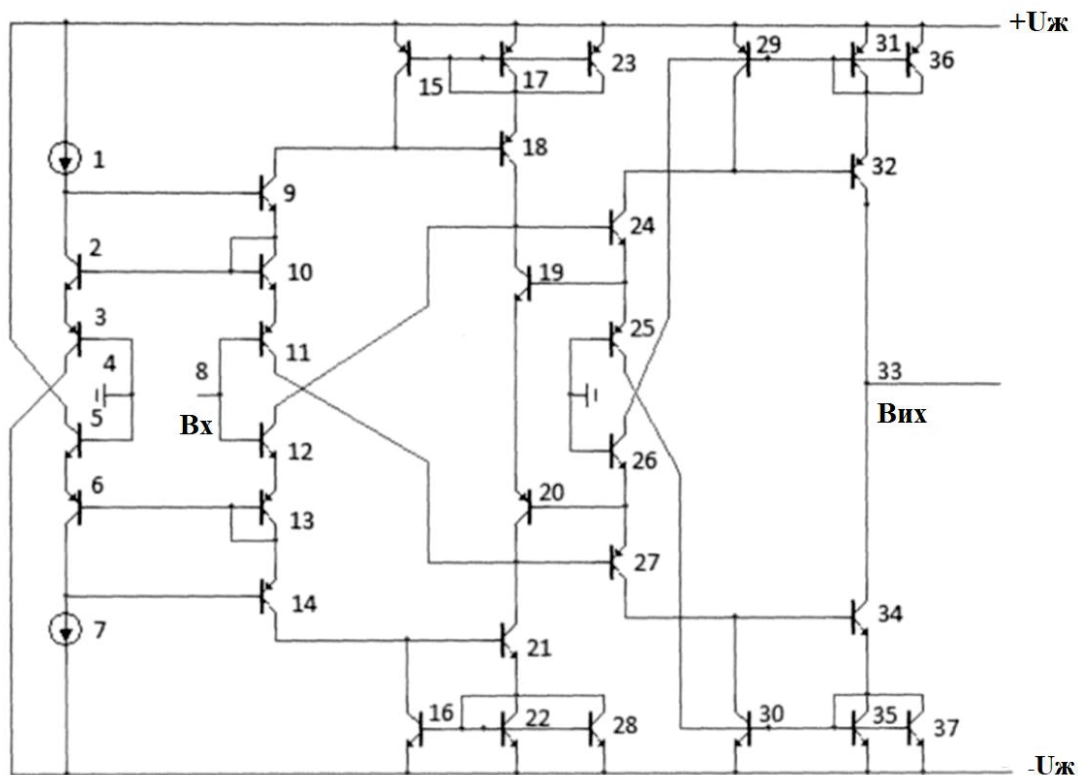


Рисунок 4.16 – Принципова схема ДППС

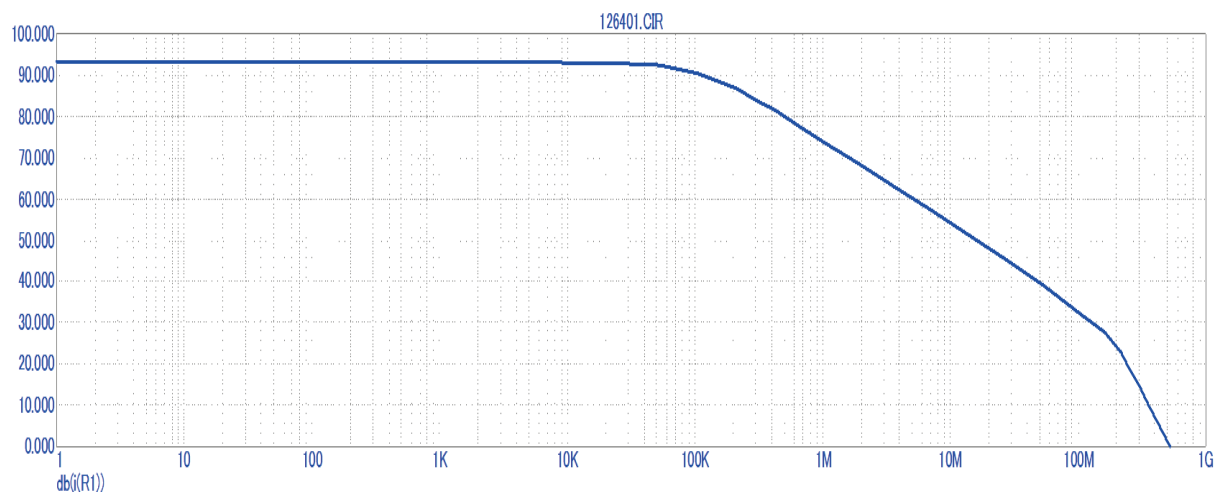
Реалізація схемотехнічного аналізу здійснюється за допомогою інтегрованого пакета комп'ютерних програм MicroCap. Для опису елементів використовуються моделі інтегральних біполярних транзисторів NUHFARRY NPN і PUHFARRY PNP:

```
.MODEL NUHFARRY NPN (AF=1.000E+00 BF=1.036E+02 BR=1.000E+01 CJC=3.980E-13 +
CJE=2.400E-13 CJS=1.150E-13 EG=1.110E+00 FC=5.000E-01 IKF=5.400E-02 + IKR=5.400E-02
IS=1.840E-16 ISC=1.605E-14 ISE=1.686E-19 ITF=3.500E-02 + KF=0.000E+00 MJC=2.400E-01
MJE=5.100E-01 MJS=0.000E+00 NC=1.800E+00 + NE=1.400E+00 PTF=0.000E+00
RB=5.007E+01 RBM=1.974E+00 RC=1.140E+01 + RE=1.848E+00 TF=10.51E-12 TR=4.000E-09
VAF=7.200E+01 VAR=4.500E+00 + VJC=9.700E-01 VJE=8.690E-01 VJS=7.500E-01
VTF=3.500E+00 XCJC=9.000E-01 + XTB=0.000E+00 XTF=2.300E+00 XTI=3.000E+00)
```

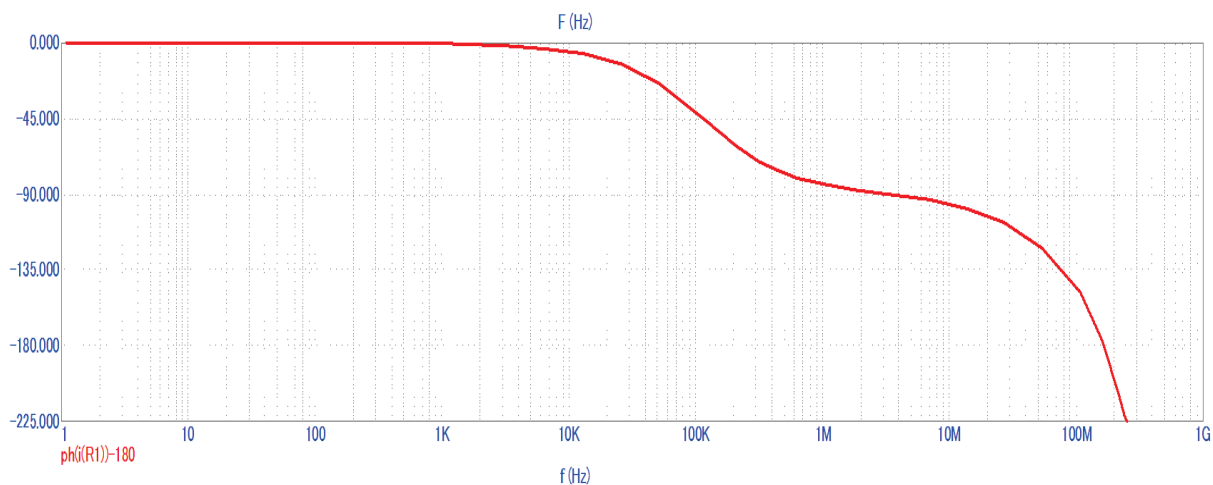
```
.MODEL PUHFARRY PNP (AF=1.000E+00 BF=5.228E+01 BR=7.000E+00 CJC=4.951E-13 +
CJE=2.927E-13 CJS=1.150E-13 EG=1.110E+00 FC=5.000E-01 IKF=5.412E-02 + IKR=5.412E-02
IS=1.027E-16 ISC=1.027E-14 ISE=9.398E-20 ITF=2.001E-02 + KF=0.000E+00 MJC=3.000E-01
MJE=5.700E-01 MJS=0.000E+00 NC=1.800E+00 + NE=1.400E+00 PTF=0.000E+00
RB=3.271E+01 RBM=9.902E-01 RC=3.420E+01 + RE=1.848E+00 TF=20.05E-12 TR=4.000E-09)
```

$VAF=3.000E+01$ $VAR=4.500E+00$ + $VJC=1.230E+00$ $VJE=8.800E-01$ $VJS=7.500E-01$
 $VTF=1.800E+00$ $XCJC=9.000E-01$ + $XTB=0.000E+00$ $XTF=1.534E+00$ $XTI=3.000E+00$

Під час моделювання було отримано АЧХ і ФЧХ, графіки яких наведено на рис. 4.17.



а)



б)

Рисунок 4.17 – Графіки АЧХ і ФЧХ ДППС: а) АЧХ; б) ФЧХ

Отримані результати (коефіцієнт передавання 93 дБ), а також наявність всього одного полюса на частоті 200 мГц свідчать про можливість забезпечення стійкої роботи схеми, за наявності загального опору зворотного зв'язку та коригуючого конденсатора невеликої ємності (не більше 0,5–1 пкФ).

Крім того, коефіцієнт передавання такого ДППС складає 93 дБ, що є на 6 дБ більшим за коефіцієнт передавання одноктного ППС, АЧХ якого зображено на рис. 4.13 б).

Отже, побудова ППС з використанням принципу підсилення струмів, у тому числі з використанням зворотного зв'язку по струму, має низку переваг. Це дає можливість будувати двотактні підсилювачі струму з мінімальним використанням або без використання резисторів, в цьому випадку потенціали напруги в вузлах схеми визначаються падіннями напруг на $p-n$ переходах транзисторів. Оскільки ці напруги дуже мало залежать від струмів, що протікають через $p-n$ переходи транзисторів, то, під час зміни струмів на порядки, напруги змінюються на десяті частки вольт. У результаті під час роботи підсилювача струму потенціали в вузлах схеми практично не змінюються, а, оскільки основними реактивними елементами в мікроелектроніці є ємності, то амплітуда й час змінення напруг на них виявляються малими і використання принципу підсилення струмів і зворотного зв'язку по струму в схемах операційних підсилювачах дає низку істотних переваг [95], [96]:

- велика ширина, стабільність смуги пропускання і незалежність її від коефіцієнта підсилення (якщо опір резистора в колі зворотного зв'язку підтримується постійним, смуга пропускання підсилювача із замкненим зворотним зв'язком буде фіксованою, незалежно від значення коефіцієнта підсилення);

- збільшення швидкості наростання і спаду сигналу, вирівнювання їх тривалості (стрибок вхідного рівня призводить до включення однієї частини підсилювача і виключення іншої, тобто викликає перемикання двох ідентичних джерел струму. В результаті для будь-якого заданого розмаху вихідної напруги часи наростання і спаду є приблизно однаковими);

- підвищення лінійності фазової характеристики (відсутність у схемі зі зворотним зв'язком по струму фазових спотворень забезпечує лінійність фазової характеристики в широкому діапазоні частот);

– зменшення нелінійних спотворень (транзистори такої схеми виконують функції підсилювачів струму і, оскільки біполярні транзистори за принципом дії є струмовими приладами, вони функціонують в лінійному режимі з мінімальними спотвореннями).

Висновки до розділу 4

Надано рекомендації щодо проектування систем цифрової реєстрації аналогових сигналів. Наведено приклад побудови системи аналог-код-аналог на базі АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю. Показано, що застосування вказаних пристроїв покращує характеристики розглянутої системи.

Запропоновано схему джерела опорної напруги на базі генератора струму із компенсацією температурного дрейфу. Показано, що ця схема має універсальні функції і може працювати як джерело напруги, так і струму.

Шляхом комп'ютерного моделювання здійснено схемотехнічний аналіз ДППС, підтверджено високі експлуатаційні характеристики, так, дрейф струму в діапазоні $\pm 50^{\circ}\text{C}$ складає не більше 30 мкА за номінального значення 1 мА.

Запропоновано схему джерела термостабільної опорної напруги з вихідним буферним пристроєм, що дозволило істотно покращити навантажувальну здатність. Крім того, застосування замість термостабілітрона переходу база-емітер транзистора, дозволило розширити діапазон вихідної напруги.

Запропоновано методи побудови ДППС на базі двотактних структур, а також буферів напруги на їхній основі. Такий підхід дозволяє покращити характеристики лінійності, дрейфу нуля і навантажувальної здатності.

ВИСНОВКИ

Проаналізовано існуючі методи цифрової реєстрації аналогових сигналів. Показано, що у теперішній час існують такі методи запису аналогових сигналів, як механічний, магнітний, магнітно-оптичний, лазерний та оптичний. Найбільшої популярності набув запис на флеш-пам'ять. Якість цифрового запису суттєво залежить від характеристик перетворювача інформації, зокрема, АЦП. Найбільшого поширення при цьому набули АЦП порозрядного врівноваження, які є простими і характеризуються середньою швидкістю.

Обґрунтовано як перспективний напрямок забезпечення високої лінійності відтворення аналогових сигналів застосування АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю.

Доведено, що рівень надлишковості, що вводиться до АЦП і ЦАП збільшує кількість обладнання внаслідок подовження розрядної сітки та визначається основою системи числення α (співвідношення ваг сусідніх розрядів). Показано, що, обираючи значення α , можна покращувати динамічні характеристики АЦП до потрібного рівня, а саме, зменшити час порозрядного врівноваження за рахунок скорочення тривалості тактів врівноваження.

Розроблено метод створення струмового ЦАП із ваговою надлишковістю, побудованого на неточних елементах, із нерозривною характеристикою перетворення, який є базовим вузлом АЦП прискореного порозрядного врівноваження. Реалізацію багаторозрядного ЦАП із ваговою надлишковістю необхідно здійснювати за допомогою перетворювача код-струм, що характеризується найвищою швидкістю і мінімальними похибками суперпозиції. Варто будувати такі ЦАП на основі генераторів однакових розрядних струмів, що комутуються у вузли матриці драбинкового типу.

Запропоновано метод побудови системи цифрової реєстрації аналогових сигналів на базі АЦП із ваговою надлишковістю. Доведено, що його застосування уможливорює покращення лінійності відтворення аналогових сигналів, крім того, дозволяє використовувати ЦАП на низькоточних вузлах, що знижує

вартість такої апаратури. Код на базі НПСЧ, отриманий на виході АЦП, під час зворотного перетворення не вимагає перетворення на двійковий перед подаванням його на вхід ЦАП. Це дозволяє не здійснювати обчислення для перетворення кодів та значно зменшує витрати на відповідні обчислювальні пристрої. Крім того, немає потреби припасовувати ваги розрядів ЦАП, що спрощує технологію його виготовлення.

Запропоновано метод побудови АЦП прискореного врівноваження з ваговою надлишковістю, що уможливорює збільшення кількості дискрет за заданий проміжок часу. Це підвищує лінійність характеристики відтворення аналогових сигналів, а також знижує вимоги до фільтра низьких частот, що застосовується під час такого процесу.

Зауважимо, що після перетворення аналого-цифрового перетворення, код на базі НПСЧ заноситься до цифрової пам'яті. Оскільки розриви в характеристиці відтворення є відсутніми, то під час зворотного перетворення в ЦАП, зберігається якість перетворення аналог-код, а пристрої вибірки-збереження аналогового сигналу потрібні лише на час перетворення, крім того, немає потреби у самокалібруванні таких АЦП і ЦАП. Разом із тим, похибка відтворення вихідного, порівняно із значенням вхідного сигналу, буде мінімальною і не більшою, за похибку зсуву нуля компаратора АЦП.

Обґрунтовано вибір основи надлишкової позиційної системи числення для підвищення швидкодії АЦП порозрядного врівноваження до потрібного рівня, а також отримання нерозривної характеристики перетворення ЦАП, побудованого на неточних елементах, створених за спрощеною технологією.

Запропоновано підхід до побудови аналогових вузлів із покращеними статичними і динамічними характеристиками, зокрема, двотактних широко-смугових підсилювачів постійного струму для швидкодіючих ЦАП із ваговою надлишковістю, побудованих на високолінійних перетворювачах код-струм.

Надано рекомендації до проектування аналогових вузлів із покращеними статичними і динамічними характеристиками, зокрема, високолінійних буферів напруги та відбивачів струму з високим і надвисоким вихідним опором. При

цьому вхідні каскади буфера напруги реалізуються на складених транзисторах Шиклаї.

Побудова буфера напруги за двотактною структурою уможлиблює високу лінійність передатної характеристики, а також потрібну швидкодію. До схеми буфера додано вихідний широкосмуговий двотактний підсилювач постійного струму, що має більшу швидкодію, ніж традиційний операційний підсилювач. Це забезпечує високу навантажувальну здатність у діапазоні частот вихідного сигналу.

Застосування комп'ютерного моделювання для схемотехнічного аналізу статичних і динамічних характеристик буфера напруги дозволило стверджувати, що похибка лінійності в діапазоні ± 10 В є малою (не перевищує значення ≈ 300 нВ), а відносна – має рівень $\leq 0,3 \cdot 10^{-5}\%$. Обґрунтовано, що такі буфери напруги є швидкодійними з шириною смуги пропускання до 120 МГц на рівні 0 дБ, а швидкість зміни вихідного сигналу наближується до 500 В/мкс.

Для створення аналогових вузлів АЦП і ЦАП із високими статичними і динамічними характеристиками варто застосовувати високолінійні масштабатори-перетворювачі струму, що мають широку смугу пропускання і високий вихідний опір. Це уможлиблює низьке значення похибки лінійності передатної характеристики по струму.

Опрацьовано рекомендації до проєктування базових аналогових вузлів для АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю для систем цифрової реєстрації з високолінійним відтворенням низькочастотних сигналів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

- [1] C. E. Shannon, "Communication in the presence of noise", *Proc. Institute of Radio Engineers*, vol. 37, no.1, pp. 10–21, Jan. 1949.
- [2] H. Nyquist, "Certain topics in telegraph transmission theory", *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 2, Feb. 2002.
- [3] H. Nyquist, "Regeneration theory," in *The Bell System Technical Journal*, vol. 11, no. 1, pp. 126-147, Jan. 1932, doi: 10.1002/j.1538-7305.1932.tb02344.x.
- [4] N. Ahmed, and K. R. Rao, *Orthogonal Transforms for Digital Signal Processing*. New York, USA: Springer-Verlag, 1975.
- [5] Christopher L. Bennett, *Digital Audio Theory: A Practical Guide Paperback*. Focal Press, 2020.
- [6] Jonathan M. Blackledge, and Martin Turner, *Digital Signal Processing: Mathematical and Computational Methods, Software Development and Applications*. Horwood Publishing, 2006.
- [7] James D. Broesch, *Digital Signal Processing Demystified*, Newnes, 1997.
- [8] Hari K. Garg, *Digital Signal Processing Algorithms*, CRC Press, 1998.
- [9] P. Gaydecki, *Foundations Of Digital Signal Processing: Theory, Algorithms And Hardware Design*, Institution of Electrical Engineers, 2004.
- [10] S. Doug, *Digital Signal Processing Technology: Essentials of the Communications Revolution*, American Radio Relay League, 2001.
- [11] Monson H. Hayes, *Statistical digital signal processing and modeling*. John Wiley & Sons, 2009.
- [12] Paul A. Lynn, and W. Fuerst, *Introductory Digital Signal Processing with Computer Applications*, John Wiley & Sons, 1998.
- [13] V. Madisetti, and Douglas B. Williams, *The Digital Signal Processing Handbook*, CRC Press, 1998.
- [14] James H. McClellan, Ronald W. Schafer, and Mark A. Yoder, *Signal Processing First*, Prentice Hall, 2003.

- [15] B. Mulgrew, P. Grant, and J. Thompson, *Digital Signal Processing – Concepts and Applications*, Palgrave Macmillan, 2002.
- [16] Alan V. Oppenheim, and Ronald W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*. London, UK: Prentice-Hall International Limited, 2001.
- [17] B. A. Porat, *Course in Digital Signal Processing*, Wiley, 1996.
- [18] John G. Proakis, and D. Manolakis *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms and Applications, 4th ed.*, Pearson, 2006.
- [19] John G. Proakis, *A Self-Study Guide for Digital Signal Processing*. Prentice Hall, 2019.
- [20] Lyons G. Richard, *Understanding Digital Signal Processing*, Prentice Hall, 2010.
- [21] M. Kuo Sen, and Gan Woon-Seng, *Digital Signal Processors: Architectures, Implementations, and Applications*, Prentice Hall, 2004.
- [22] K. A. Steiglitz, *Digital Signal Processing Primer: With Applications to Digital Audio and Computer Music*. Dover Publications, 2020.
- [23] Charles A. Schuler, *Digital Signal Processing: A Hands-On Approach*. UK: McGraw-Hill, 2018.
- [24] Steven W. Smith, *Digital Signal Processing: A Practical Guide for Engineers and Scientists*. Newnes, 2002.
- [25] Jonathan Y. Stein, *Digital Signal Processing, a Computer Science Perspective*. Wiley, 2000.
- [26] S. Stergiopoulos, *Advanced Signal Processing Handbook: Theory and Implementation for Radar, Sonar, and Medical Imaging RealTime Systems*. CRC Press, 2000.
- [27] Joyce Van De Vegte, *Fundamentals of Digital Signal Processing*. Prentice Hall, 2001.
- [28] Frerking, Marvin. *Digital Signal Processing in Communications Systems*. USA, Springer US, 2013.
- [29] Jack, Keith. *Digital Video and DSP: Instant Access*. Netherlands, Elsevier Science, 2008.

- [30] Cheung, Peter Y.K., et al. Synthesis and Optimization of DSP Algorithms. Netherlands, Springer US, 2004.
- [31] Alencar, Marcelo S., and Rocha, Valdemar C. da. Communication Systems. Great Britain, Springer, 2005.
- [32] Swanson, David C.. Signal Processing for Intelligent Sensor Systems with MATLAB®. Great Britain, CRC Press, 2011.
- [33] Lyons, Richard G.. Streamlining Digital Signal Processing: A Tricks of the Trade Guidebook. Germany, Wiley, 2012.
- [34] Benesty, Jacob, and Gay, Steven L.. Acoustic Signal Processing for Telecommunication. USA, Springer US, 2012.
- [35] Clayton, G. B.. Data converters. London, Wiley, 1982.
- [36] Design, Modeling and Testing of Data Converters. Германия, Springer Berlin Heidelberg, 2013.
- [37] Moscovici, Alfi. High Speed A/D Converters: Understanding Data Converters Through SPICE. Germany, Kluwer Academic, 2002.
- [38] Ali, Ahmed M.A.. High Speed Data Converters. Great Britain, Institution of Engineering and Technology, 2016.
- [39] Ndjountche, Tertulien. Data Converters, Phase-Locked Loops, and Their Applications. USA, CRC Press, 2018.
- [40] О. Д. Азаров, *Аналого-цифрове порозрядне перетворення на основі надлишкових систем числення з ваговою надлишковістю : Монографія*. Вінниця, Україна : ВНТУ, 2010.
- [41] О. Д. Азаров, *Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення : Монографія*. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2004.
- [42] Л. В. Крупельницький, та О. Д. Азаров, *Аналого-цифрові пристрої систем, що самокоригуються, для вимірювань і оброблення низькочастотних сигналів : монографія*. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005.
- [43] О. Азаров, та А. 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.

[44] О. Азаров, та А. 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

[45] О. Азаров, Є. Генеральницький, та А. Фігас, “Високолінійні двотактні масштабатори-перетворювачі струмів на базі високоомних струмових дзеркала”, *Інформаційні технології та комп’ютерна інженерія*, № 3(52), с. 60–69, 2021. doi:10.31649/1999-9941-2021-52-3-60-69.

[46] О. Д. Азаров, Р. М. Медяний, та 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.

[47] О. Д. Азаров, Р. М. Медяний, та 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.

[48] 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.

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

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

[51] О. Д. Азаров, С. В. Богомолів, Є. В. Грабовський, та А. С. Фігас, “Підсилювач постійного струму”, *Патент на корисну модель 126401 Україна*, 25.06.2018.

- [52] О. Д. Азаров, С. В. Богомолов, І. О. Душко, та А. С. Фігас, “Джерело опорної напруги”, *Патент на корисну модель 127377 Україна*, 25.07.2018.
- [53] О. Д. Азаров, С. В. Богомолов, К. В. Поліщук, та А. С. Фігас, “Двополюсне джерело струму”, *Патент на корисну модель 127212 Україна*, 25.07.2018.
- [54] О. Д. Азаров, С. В. Богомолов, А. М. Щуровська, та А. С. Фігас, “Двополюсне джерело струму”, *Патент на корисну модель 127213 Україна*, 25.07.2018.
- [55] А. 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.
- [56] А. С. Фігас, “Багатоканальні аналого-цифрові системи, що самокоригуються для опрацювання акустичних сигналів”, на *Всеукраїнській науково-практичній Інтернет-конференції «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи»*. 2018. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/mn/mn2018/paper/view/3587>. Дата звернення: Сер. 26, 2022.
- [57] А. С. Фігас, “Відбивачі струму на біполярних транзисторах із підвищеним вихідним опором”, на *Всеукраїнській науково-практичній Інтернет-конференції «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи»*, 2020. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/mn/mn2020/paper/view/9134/8624>. Дата звернення: Сер. 26, 2022.
- [58] А. С. Фігас, “Метод побудови підсилювача постійного струму”. на *L науково-технічній конференції підрозділів ВНТУ*, Вінниця. 2021. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/all-fitki/all-fitki-2021/paper/view/11972/10000>. Дата звернення: Сер. 26, 2022.
- [59] Сайт Державного університету «Житомирська політехніка». Перетворення аналогових сигналів на цифрові. [Електронний ресурс]. Режим доступу:

https://learn.ztu.edu.ua/pluginfile.php/188720/mod_resource/content/0/%d0%9f%d0%b5%d1%80%d0%b5%d1%82%d0%b2%d0%be%d1%80%d0%b5%d0%bd%d0%bd%d1%8f%20%d0%b0%d0%bd%d0%b0%d0%bb%d0%be%d0%b3%d0%be%d0%b2%d0%b8%d1%85%20%d1%81%d0%b8%d0%b3%d0%bd%d0%b0%d0%bb%d1%96%d0%b2%20%d0%bd%d0%b0%20%d1%86%d0%b8%d1%84%d1%80%d0%be%d0%b2%d1%96.pdf. Дата звернення: Сер. 26, 2022.

[60] Oversampling Delta-Sigma Data Converters: Theory, Design, and Simulation. USA, Wiley, 1992.

[61] Murmann, Boris, and El-Chammas, Manar. Background Calibration of Time-Interleaved Data Converters. USA, Springer New York, 2011.

[62] Cao, Jinzhou. Linearity Enhancement Techniques for Data Converters. USA, Oregon State University, 2015.

[63] Waho, Takao. Introduction to Analog-to-Digital Converters. Denmark, River Publishers, 2022.

[64] H. T. Chang, “Low-Power High-Performance SAR ADC with Redundancy and Digital Background Calibration”, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, USA, 2013.

[65] W. Kesler, *The Data Conversion HandBook*. Burlington, USA: Newnes, 2005.

[66] U. Tietze, and Ch. Schenk, *The semiconductor circuitry. Volume 1*. Book on Demand Ltd., 2018.

[67] Hnatek, Eugene R.. A User's Handbook of D/A and A/D Converters: Eugene R. Hnatek. USA, Wiley, 1976.

[68] Alan B. Grebene, *Analog integrated circuits*. United States: Krieger Publishing Co., Inc., 2019.

[69] Alan B. Grebene, *Bipolar and MOS analog integrated circuit design*. New Jersey, USA: Wiley Classic Library. 2002

[70] Pelgrom, Marcel J.M.. Analog-to-Digital Conversion. Switzerland, Springer International Publishing, 2022.

[71] U. Tietze, and Ch. Schenk, *The semiconductor circuitry. Volume 2*. Book on Demand Ltd., 2018.

- [72] Connelly, Joseph Alvin. *Analog Integrated Circuits: Devices, Circuits, Systems, and Applications*. Great Britain, Wiley, 1975.
- [73] B. Razavi, *Principles of Data Conversion System Design*. New York, USA:IEEE Press, 1995.
- [74] R. van der Plassche, *CMOS integrated analog-to-digital and digital-to-analog converters. 2nd Edition*. Dordrecht, The Netherlands: Kluwer Academic Publishers, 2003.
- [75] G. Manganaro, *Advanced Data Converters*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2012.
- [76] W. Kester, *Data Conversion Handbook (Analog Devices), 1st edition*. USA: Newnes, 2004.
- [77] Stakhov A. The Golden Section in the Measurement Theory, *Computers & Mathematics with Applications*, 1989, Vol. 17, No 4-6, 613-638.
- [78] Bronshtein, I.N., et al. *Handbook of Mathematics*. Belgium, Springer Berlin Heidelberg, 2015.
- [79] О. Азаров, та 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
- [80] Д. Азаров, О.О. Решетнік, С.М. Захарченко, О.О. Лукашук, та 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
- [81] Intersil Corporation™, HFA3046/3096/3127/3128 Transistor Array SPICE Models, 1994. [Online]. Available: <https://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/mm30/mm3046.pdf>
- [82] О. Д. Азаров, та М. Р. Обертюх, “Високолінійні спеціалізовані струмові дзеркала з давачами рівня сигналу”, *Інформаційні технології та комп’ютерна інженерія*, № 3(40), с. 30-36, 2017.

- [83] О. Д. Азаров, та В. Є. Яцик, “Методи покращення статичних характеристик відбивачів струму”, *Інформаційні технології та комп’ютерна інженерія*, № 1, с.31-39, 2012.
- [84] О. Д. Азаров, В. А. Гарнага, та 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.
- [85] О. Д. Азаров, М. Ю. Теплицький, та В. Є. Яцик, “Спеціалізовані відбивачі струму з парафазними входами для двотактних підсилювальних схем”, *Інформаційні технології та комп’ютерна інженерія*, № 1, с.45-53, 2013.
- [86] Andrew Thompson, "Micro-CAP: An Analog Circuit Design System for Personal Computers," *IEEE Computer Graphics and Applications*, vol. 4, no. 4, pp. 30-32, April 1984, doi:10.1109/MCG.1984.276090
- [87] S. Soclof, *Analog Integrated Circuits. 0th Edition*. Prentice-Hall, 1984.
- [88] W. Jung, *Op Amp Applications Handbook (Analog Devices Series) 1st Edition*. Newnes, 2004.
- [89] О. Д. Азаров, В. А. Гарнага, Т. Г. Сапсай, та В. П. Тарасенко, *Теоретичні основи комп’ютерних напівпровідникових електронних компонентів : навчальний посібник*. Вінниця, Україна: ВНТУ, 2015.
- [90] Jain, Shail, and Roy Choudhury, D.. *Linear Integrated Circuits*. Индия, Wiley, 1991.
- [91] Stanley, William D.. *Operational amplifiers with linear integrated circuits*. New York, Merrill, 1994.
- [92] Raczkowycz, Julian. *Monolithic Data Converters and Integrated Voltage Reference Sources*. N.p., Polytechnic, Huddersfield, 1989.
- [93] Clayton, G B. *Operational Amplifiers*. Great Britain, Elsevier Science, 2013.
- [94] M. H. Jones, *A Practical Introduction to Electronic Circuits 3rd Edition*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 1995.

- [95] О. Д. Азаров, та В. А. Гарнага, *Двотактні підсилювачі постійного струму для багаторозрядних перетворювачів форми інформації, що самокалібруються: монографія*. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2011.
- [96] О. Д. Азаров, та С. В. Богомолів, *Основи теорії високолінійних аналогових пристроїв на базі двотактних підсилювальних схем: монографія*. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2013.
- [97] G. J. Frye, "Push-pull amplifier with current mirrors for determining the quiescent operating point", *United States Patent 3852678*, Dec. 3, 1974.
- [98] Y. Okabe, "Single ended push-pull amplifier", *United States Patent 4274059*, Jun. 16, 1981.
- [99] M. V. Hoover, "Class ab push-pull amplifiers", *United States Patent 4335360*, Jun. 15, 1982.
- [100] J. W. Wright, "Linear amplifier with transient current boost", *United States Patent 4833424*, May 23, 1989.
- [101] K. Lehmann, "Unity gain amplifier with high slew rate and high bandwidth", *United States Patent 5003269*, Mar. 26, 1991.
- [102] K. Lehmann, "Unity gain amplifier with high slew rate and high bandwidth other publications", *United States Patent 5177451*, Jan. 5, 1993.
- [103] N. Yoshioka, "Operational amplifier", *United States Patent 5515005*, May 7, 1996.
- [104] B. Harvey, "Current-feedback amplifier exhibiting reduced distortion", *United States Patent 6535064*, Mar. 18, 2003.
- [105] J. Weiss, "Differential amplifier with common mode regulation", *United States Patent 5557238*, Sep. 17, 1996.
- [106] N. Gibson, and T. Hagan, "Ultra linear high speed operational amplifier output", *United States Patent 6794943*, Sep. 21, 2004.
- [107] L. Wennerberg, and A. F. Martz, "Bidirectional direct current transistor amplifier", *United States Patent 3332029*, July 18, 1967.
- [108] S. Yee, "Complementary emitter follower amplifier based for class a operation", *United States Patent 3418589*, Dec. 24, 1968.

[109] L. K. Hill, “Class b amplifier circuit”, *United States Patent 3529254*, Sept. 15, 1970.

[110] B. Duncan, *High Performance Audio Power Amplifiers*. Burlington, USA: Newnes, 1996.

[111] О. Д. Азаров, С. В. Богомолов, В. А. Гарнага, “Двотактні підсилювачі постійного струму із симетричною структурою”, *Вісник Хмельницького національного університету*, № 4, с. 20–24, 2008.

ДОДАТКИ

Додаток А Акти впровадженн

«ЗАТВЕРДЖУЮ»
 Директор ТОВ МАЙТЕК ПЛЮС
 _____ Сторожук В. У.
 «06» 09 2022

АКТ

Впровадження результатів дисертаційної роботи
**«Системи цифрової реєстрації з високолінійним відтворенням аналогових
 сигналів на базі надлишкових АЦП і ЦАП»**
 Фігас Анни Сергіївни

Комісія ТОВ МАЙТЕК ПЛЮС у складі: директора, к.т.н. Сторожука В. У., к.т.н. Тарновського М. Г., Волкова В. П.

- 1) розглянула запропоновані в даній науковій роботі методи підвищення лінійності характеристики відтворення систем цифрової реєстрації аналогових сигналів шляхом застосування АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю, рекомендації щодо створення таких систем, а також схемні реалізації: двотактного високолінійного буфера напруги, широкосмугового високолінійного двотактного перетворювача струм-струм із заземленим навантаженням, джерела опорної напруги на базі генератора струму з компенсацією температурного дрейфу, високолінійних відбивачів струму з високим та надвисоким вихідними опорами;
- 2) відзначила, що такі наукові результати можуть бути застосовані для: підвищення точності як окремих компонентів інформаційно-вимірювальної системи, так і самої системи в цілому; зменшення собівартості систем цифрової реєстрації аналогових сигналів із підвищеною лінійністю характеристики відтворення.

На основі вищесказаного комісія вважає за доцільне використання результатів досліджень, отриманих в дисертаційній роботі Фігас А. С. під час проектування обладнання для тестування та калібрування 4D-Bio сенсорів та сенсорів якості повітря.

Директор ТОВ МАЙТЕК ПЛЮС _____ В. У. Сторожук

Провідний спеціаліст _____ М. Г. Тарновський

Провідний спеціаліст _____ В. П. Волков

ЗАТВЕРДЖУЮ

Перший проректор з наукової роботи

та міжнародного співробітництва

ВНТУ д.т.н., професор

В. В. Грабко

«20» 06 2023



АКТ

Впровадження результатів дисертаційної роботи
**«Системи цифрової реєстрації з високолінійним відтворенням аналогових
 сигналів на базі надлишкових АЦП і ЦАП»**

Фігас Анни Сергіївни
 у навчальний процес

Комісія у складі: декана факультету інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії, к.пед.н., доцента Кирилашук С. А., заступника декана факультету інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії з навчально-методичної роботи, к.т.н., доцента Войцеховської О. В., заступника декана факультету інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії з навчально-виховної роботи та соціальних комунікацій, к.пед.н., доцента Прозор О.П. склали цей акт про те, що для вивчення дисциплін «Комп'ютерна електроніка» ОПП КІ, «Електроніка комп'ютерних систем» ОПП СП, що викладаються студентам бакалаврату, а також «Аналого-цифрові системи», що викладається студентам магістратури спеціальності 123 Комп'ютерна інженерія, впроваджено такі результати, отримані Фігас А. С.:

– методи підвищення лінійності характеристики відтворення систем цифрової реєстрації аналогових сигналів шляхом застосування АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю;

– рекомендації щодо створення таких систем, а також схемні реалізації: двотактного високолінійного буфера напруги, широкопasmового високолінійного двотактного перетворювача струм-струм із заземленим навантаженням, джерела опорної напруги на базі генератора струму з компенсацією температурного дрейфу, високолінійних відбивачів струму з високим та надвисоким вихідними опорами.

Декан ФІТКІ

Кирилашук С. А.

Заступник декана ФІТКІ з НМР

Войцеховська О. В.

Заступник декана ФІТКІ з НВСК

Прозор О. П.

**Додаток Б Список публікацій за темою дисертації та відомості про
апробацію результатів дисертації**

Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:

– матеріали дисертаційної роботи, викладені у виданнях, що внесені до переліку фахових для захисту дисертацій з технічних наук:

[1] О. Азаров, та А. 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.

[2] А. 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.

[3] О. Азаров, та А. 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

[4] О. Азаров, Є. Генеральницький, та А. 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

[5] О. Д. Азаров, Р. М. Медяний, та 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

[6] О. Д. Азаров, Р. М. Медяний, та 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.

Документи інтелектуальної власності, що отримані за результатами дисертації:

– патенти на корисну модель:

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

[8] О. Д. Азаров, С. В. Богомоллов, І. В. Стягайло, та А. С. Фігас, “Двотактний підсилювач постійного струму”, *Патент на корисну модель 127376 Україна*, 25.07.2018.

[9] О. Д. Азаров, С. В. Богомоллов, Є. В. Грабовський, та А. С. Фігас, “Підсилювач постійного струму”, *Патент на корисну модель 126401 Україна*, 25.06.2018.

[10] О. Д. Азаров, С. В. Богомоллов, І. О. Душко, та А. С. Фігас, “Джерело опорної напруги”, *Патент на корисну модель 127377 Україна*, 25.07.2018.

[11] О. Д. Азаров, С. В. Богомоллов, К. В. Поліщук, та А. С. Фігас, “Двополюсне джерело струму”, *Патент на корисну модель 127212 Україна*, 25.07.2018.

[12] О. Д. Азаров, С. В. Богомоллов, А. М. Щуровська, та А. С. Фігас, “Двополюсне джерело струму”, *Патент на корисну модель 127213 Україна*, 25.07.2018.

Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

[13] 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.

[14] А. С. Фігас, “Багатоканальні аналого-цифрові системи, що самокоригуються для опрацювання акустичних сигналів”, на *Всеукраїнській науково-практичній Інтернет-конференції «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи»*. 2018. [Електронний ресурс]. Режим доступу:

<https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/mn/mn2018/paper/view/3587>. Дата звернення: Сер. 26, 2022.

[15] А. С. Фігас, “Відбивачі струму на біполярних транзисторах із підвищеним вихідним опором”, на *Всеукраїнській науково-практичній Інтернет-конференції «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи»*, 2020. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/mn/mn2020/paper/view/9134/8624>. Дата звернення: Сер. 26, 2022.

[16] А. С. Фігас, “Метод побудови підсилювача постійного струму”. на *L науково-технічній конференції підрозділів ВНТУ*, Вінниця. 2021. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/all-fitki/all-fitki-2021/paper/view/11972/10000>. Дата звернення: Сер. 26, 2022.