

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

бакалавр

(назва освітнього ступеня)

на тему: Аналого-цифровий перетворювач низькочастотних сигналів

Виконав(ла): студент(ка) 4 курсу, групи РАС-41

спеціальності 172 Електронні комунікації та

радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

Ющишин А.В.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Керівник

(підпис)

Дедів І.Ю.

(прізвище та ініціали)

Нормоконтроль

(підпис)

Марценюк А.С.

(прізвище та ініціали)

Завідувач кафедри

(підпис)

Дунець В.Л.

(прізвище та ініціали)

Рецензент

(підпис)

Дозорська О.Ф.

(прізвище та ініціали)

Міністерство освіти і науки України
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії
(повна назва факультету)

Кафедра радіотехнічних систем
(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Дунець В.Л.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

«03» червня 2024 р.

ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

на здобуття освітнього ступеня бакалавр
(назва освітнього ступеня)

за спеціальністю 172 Електронні комунікації та радіотехніка
(шифр і назва спеціальності)

студенту Ющишину Андрію Васильовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Аналого-цифровий перетворювач низькочастотних сигналів

Керівник роботи Дедів Ірина Юріївна, к.т.н., доцент
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від « 03 » 06 2024 року № 4/7-581

2. Термін подання студентом завершеної роботи 13.06.2024 р.

3. Вихідні дані до роботи $U_{\text{вх}} = 5\text{В}$; час перетворення сигналу $t_c = 30\text{мкс}$;
 $U_{\text{вих н.р.}} = 0,5\text{В}$, $U_{\text{вих в.р.}} = 2,4\text{В}$

4. Зміст роботи (перелік питань, які потрібно розробити)

аналіз технічного завдання; аналіз схемних рішень виконання виробу;

розроблення схеми структурної виробу, схеми електричної принципової,

розрахунок номіналів елементів схеми електричної принципової; конструювання виробу,

а саме: обґрунтування вибору елементної бази, трасування друкованої плати,

розробка компоновки друкованого вузла.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, слайдів)

1. Структурна схема;

2. Схема електрична принципова;

3. Друкована плата;

4. Друкований вузол;

6. Консультанти розділів роботи

[illegible]

7. Дата видачі завдання

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

[illegible]

Студент

(підпис)

Юшишин А.В.

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

(підпис)

Дедів І.Ю.

(прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

Тема кваліфікаційної роботи: «Аналого-цифровий перетворювач низькочастотних сигналів». Кваліфікаційна робота бакалавра // ТНТУ імені Івана Пулюя, ФПТ, група РАС-41. // Тернопіль, 2024р. //с.- 69, рис.- 25, бібліог.- 21, додат.- 3.

Ключові слова: АНАЛОГОВИЙ СИГНАЛ, АЦП, ОЦИФРУВАННЯ.

В роботі проведено розробку аналого-цифрового перетворювача низькочастотних сигналів.

За основу проектування використано мікросхему AD571, що є 10-розрядним послідовним АЦП, що складається з ЦАП, опорної напруги, тактового генератора, компаратора, регістра та вихідних буферів. Розроблено схеми структурну, функціональну та принципову. Також проведено розрахунки схеми електричної. Далше було вибрано електрорадіокомпоненти та виходячи з типових вимог розроблено та оформлено відповідно до вимог креслення друкованої плати та компоновки друкованого вузла. Також проведено механічні розрахунки та розрахунки надійності спроектованого АЦП.

SUMMARY

Theme of qualification work : " Analog-to-digital converter of low-frequency signals ". // Ternopil, 2024. // p.- 69, fig.- 25, bibliog.- 21, appendix- 3.

Keywords: ANALOG SIGNAL, ADC, DIGITIZATION.

In the work, the development of an analog-to-digital converter of low-frequency signals was carried out.

The AD571 chip is used as the basis of the design, which is a 10-bit serial ADC consisting of a DAC, a reference voltage, a clock generator, a comparator, a register and output buffers. Structural, functional and principle schemes have been developed. Calculations of the electrical scheme were also carried out. Next, radio components were selected and, based on the typical requirements, designed and designed according to the requirements of PCB drawing and the layout of PCB. Mechanical calculations and reliability calculations of the designed ADC were also carried out.

Зміст

Вступ.....	7
1 Основна частина.....	8
1.1 Аналіз технічного завдання.....	8
1.2 Принципи аналого-цифрового перетворення.....	8
1.3 Огляд схем-аналогів АЦП.....	19
1.4 Проектування АЦП.....	25
1.5 Проектування структурної, функціональної схем.....	46
1.6 Проектування та розрахунки схеми електричної принципової.....	48
1.7 Вибір електрорадіокомпонентів.....	52
1.8 Розробка компоновки та монтажу друкованої плати виробу.....	55
1.9 Механічні розрахунки.....	56
1.10 Розрахунок надійності плати виробу.....	57
1.11 Висновки до розділу 1.....	59
2 Безпека життєдіяльності, основи охорони праці.....	60
2.1 Планування заходів з охорони праці. Види планування та контролю стану охорони праці. Виявлення, оцінка та зменшення ризиків небезпечних подій.....	60
2.2 Здійснення заходів щодо зниження дії радіоактивних випромінювань.....	62
2.3 Висновки до розділу 2.....	65
Висновки.....	66
Список використаних джерел.....	67
Додатки	

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ		
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дата	Аналого-цифровий перетворювач низькочастотних сигналів		
Розроб.	Юцишин А.В.						
Перевір.	Дедів І.Ю.						
Н. контр.	Марценюк А.С.						
Зат. каф.	Дунець В.Л.						
Рецензент	Дозорська О.Ф.				ТНТУ, РАс-41		
					Літ	Аркуш	Аркушів
					у	6	69

Вступ

Сьогодні ми сприймаємо технологію АЦП як належне. Але це було не завжди так. До того, як з'явився спосіб оцифрувати аналоговий світ навколо нас і потім відтворити його, життя було зовсім іншим. Спілкування стало поштовхом до винаходу АЦП. Фактично, майже всі технологічні інновації, які призвели до створення АЦП, є результатом діяльності інженерів і вчених, які намагалися вдосконалити телеграфні та телефонні системи з 1900 по 1950-ті роки.

Аналого-цифровий перетворювач, або АЦП, — це система, яка перетворює аналогові явища в цифрові сигнали, які можна обробляти та зберігати на комп'ютерах.

У світі наукових вимірювальних приладів практично всі вимірювані величини оцифровуються, тобто перетворюються в цифрову область. Аналогові виходи таких датчиків, як термопари, тензодатчики, акселерометри, датчики сили та переміщення тощо, оцифровуються для запису, відображення та аналізу.

В роботі власне проводиться проектування АЦП для оцифрування низькочастотних сигналів, зокрема з електронних сенсорів та датчиків для забезпечення функціонування та контролю роботи віддаленими електронними засобами.

Частота дискретизації становить 10000 Гц, розрядність квантування – 16 біт, максимальна амплітуда вхідного сигналу – 25 мВ, споживана потужність, не більше 5 Вт.

Практичне значення. Результати застосовні для практичного впровадження в області проектування вузлів АЦП, зокрема контрольно-вимірювальних приладів та систем дистанційного контролю та автоматизації процесів.

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		7

1 Основна частина

1.1 Аналіз технічного завдання

В роботі я здійснюю побудову аналого-цифрового перетворювача (АЦП) низькочастотних сигналів. АЦП повинен забезпечити відбір сигналу електричної природи з виходу вимірювального перетворювача з частотою дискретизації – 10000 Гц, розрядністю квантування – 16 біт, максимальною амплітудою вхідного сигналу 25 мВ.

АЦП повинен забезпечувати наступні технічні параметри:

- частота дискретизації – 10000 Гц;
- розрядність квантування – 16 біт;
- максимальна амплітуда вхідного сигналу – 25 мВ;
- споживана потужність, не більше – 5 Вт;
- температурні межі від +10 °С...+ 35 °С;
- середній термін служби не менше 5 років;

Атмосферний тиск (760+30) мм рт. ст.,(101,3 +4) кПа.

Відносна вологість повітря до 80% при температурі до +25 °С.

1.2 Принципи аналого-цифрового перетворення

В електроніці аналого-цифровий перетворювач (АЦП) — це система, яка перетворює аналоговий сигнал, наприклад звук, що вловлюється мікрофоном, у цифровий сигнал. АЦП також може забезпечувати ізольоване вимірювання, наприклад електронний пристрій, який перетворює аналогову вхідну напругу або струм у цифрове число, що представляє величину напруги або струму. Зазвичай цифровий вихід є двійковим числом, пропорційним вхідному сигналу, але є й інші можливості.

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		8

Існує кілька архітектур АЦП. Через складність і потребу в точно узгоджених компонентах усі АЦП, крім найбільш спеціалізованих, реалізуються як інтегральні схеми (ІС). Зазвичай вони мають форму інтегральних мікросхем метал-оксид-напівпровідник (MOS) зі змішаним сигналом, які об'єднують як аналогові, так і цифрові схеми.

Цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) виконує зворотну функцію; він перетворює цифровий сигнал в аналоговий.

АЦП перетворює аналоговий сигнал неперервної тривалості та постійної амплітуди в цифровий сигнал із дискретним часом та дискретною амплітудою. Перетворення передбачає квантування вхідних даних, тому воно обов'язково вносить невелику кількість помилок квантування. Крім того, замість постійного виконання перетворення АЦП виконує перетворення періодично, відбираючи вхідні дані та обмежуючи допустиму смугу пропускання вхідного сигналу.

Продуктивність АЦП в першу чергу характеризується його смугою пропускання та співвідношенням сигнал/шум (SNR). Пропускна здатність АЦП характеризується насамперед його частотою дискретизації. На SNR АЦП впливає багато факторів, включаючи роздільну здатність, лінійність і точність (наскільки рівні квантування відповідають справжньому аналоговому сигналу), накладення спектрів тощо. SNR АЦП часто підсумовується в термінах його ефективної кількості бітів (ENOB), кількості бітів кожного показника, які він повертає, які в середньому не є шумом. Ідеальний АЦП має ENOB, рівний його роздільній здатності. АЦП вибираються відповідно до смуги пропускання та необхідного SNR сигналу, який потрібно оцифрувати. Якщо АЦП працює з частотою дискретизації, яка в 2 рази більша за пропускну здатність сигналу, то згідно з теоремою про дискретизацію Найквіста–Шеннона можлива майже ідеальна реконструкція. Наявність помилки квантування обмежує SNR навіть ідеального АЦП. Однак, якщо SNR АЦП перевищує SNR вхідного сигналу, тоді впливом помилки квантування

можна знехтувати, що призведе до фактично ідеального цифрового представлення аналогового вхідного сигналу з обмеженою смугою пропускання.

Роздільна здатність.

Роздільна здатність перетворювача вказує на кількість різних, тобто дискретних, значень, які він може створити в дозволеному діапазоні аналогових вхідних значень. Таким чином, конкретна роздільна здатність визначає величину помилки квантування і, отже, визначає максимально можливе відношення сигнал/шум для ідеального АЦП без використання передискретизації. Вхідні зразки зазвичай зберігаються в електронному вигляді в двійковій формі в АЦП, тому роздільна здатність зазвичай виражається як бітова глибина. Як наслідок, кількість можливих дискретних значень зазвичай має степінь два. Наприклад, АЦП з роздільною здатністю 8 біт може кодувати аналоговий вхід до одного з 256 різних рівнів. Значення можуть представляти діапазони від 0 до 255 (тобто як цілі числа без знаку) або від -128 до 127 (тобто як ціле число зі знаком), залежно від програми.

Роздільна здатність також може бути визначена електрично та виражена у вольтах. Зміна напруги, необхідна для гарантії зміни рівня вихідного коду, називається напругою найменшого значущого біта. Роздільна здатність Q АЦП дорівнює напрузі LSB. Роздільна здатність напруги АЦП дорівнює його загальному діапазону вимірювання напруги, поділеному на кількість інтервалів.

Зазвичай кількість інтервалів напруги визначається як

$$N=2M-1,$$

де M — роздільна здатність АЦП у бітах.

Тобто один інтервал напруги призначається між двома послідовними рівнями коду.

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		10

Помилка квантування

Помилка квантування вноситься квантуванням, властивим ідеальному АЦП. Це помилка округлення між аналоговою вхідною напругою АЦП і вихідним оцифрованим значенням. Помилка нелінійна і залежить від сигналу. В ідеальному АЦП, де помилка квантування рівномірно розподілена між $-1/2$ LSB та $+1/2$ LSB, а сигнал має рівномірний розподіл, що охоплює всі рівні квантування, відношення С/Ш квантування (SQNR) дорівнює

$$\text{SQNR} = 20 \log_{10} \left(\frac{f_0}{f_{\text{ш}}} \right) (2Q) \approx 6,02 \cdot Q \text{ дБ}$$

де Q – кількість бітів квантування. Наприклад, для 16-розрядного АЦП помилка квантування на 96,3 дБ нижче максимального рівня.

Помилка квантування розподіляється від постійного струму до частоти Найквіста. Отже, якщо частина смуги пропускання АЦП не використовується, як у випадку з надмірною дискретизацією, частина помилок квантування виникне поза діапазоном, ефективно покращуючи SQNR для смуги пропускання, що використовується. У системі із надмірною дискретизацією можна використати формування шуму для подальшого збільшення SQNR шляхом виведення більшої помилки квантування за межі смуги.

Дизер

У АЦП продуктивність зазвичай можна покращити за допомогою дизерінгу. Це дуже невелика кількість випадкового шуму (наприклад, білого шуму), який додається до вхідного сигналу перед перетворенням. Його ефект полягає у рандомізації стану LSB на основі сигналу. Замість того, щоб сигнал просто повністю обрізався на низьких рівнях, він розширює ефективний діапазон сигналів, які може перетворити АЦП, за рахунок невеликого збільшення шуму. Дизер може лише збільшити роздільну здатність семплера. Це не може покращити лінійність, і, отже, точність не обов'язково покращиться.

Точність

АЦП має кілька джерел помилок. Помилка квантування та (припускаючи, що АЦП має бути лінійним) нелінійність є пртаманними аналого-цифровому перетворенню. Ці помилки вимірюються в одиниці, яка називається молодшим значущим бітом (LSB).

Нелінійність

Усі АЦП страждають від нелінійних помилок, спричинених їхніми фізичними недоліками, що спричиняє відхилення їхніх вихідних сигналів від лінійної функції (або іншої функції, у випадку навмисно нелінійного АЦП) їхнього вхідного сигналу.

Під час оцифровки синусоїди $x(t) = A \sin[2\pi f_0 t]$ використання неідеального тактового сигналу вибірки призведе до певної невизначеності, коли записуються вибірки. За умови, що фактична похибка часу вибірки через тремтіння годинника дорівнює Δt , помилку, спричинену цим явищем, можна оцінити як $E_{ap} \leq |x'(t)\Delta t| \leq 2\pi f_0 \Delta t$. Це призведе до додаткового записаного шуму, який зменшить ефективну кількість бітів (ENOB) нижче тієї, що передбачена лише помилкою квантування. Похибка дорівнює нулю для постійного струму, мала на низьких частотах, але значна з сигналами високої амплітуди і високої частоти. Вплив тремтіння на продуктивність можна порівняти з помилкою квантування: $\Delta t < 12q\pi f_0$, де q — кількість бітів АЦП.

Тремтіння годинника спричинене фазовим шумом. Роздільна здатність АЦП із смугою оцифрування від 1 МГц до 1 ГГц обмежена тремтінням. Для перетворень з нижчою смугою пропускання, наприклад під час дискретизації аудіосигналів на частоті 44,1 кГц, тремтіння тактової частоти має менш значний вплив на продуктивність.

Частота дискретизації

Аналоговий сигнал неперервний у часі, і його необхідно перетворити на потік цифрових значень. Тому необхідно визначити швидкість, з якою нові цифрові значення дискретизуються з аналогового сигналу. Частота нових

значень називається частотою дискретизації або частотою дискретизації перетворювача. Змінний сигнал, що має обмежену смугу, може бути дискретизований, а потім вихідний сигнал може бути відтворений із значень дискретного часу за допомогою фільтра реконструкції. Теорема дискретизації Найквіста–Шеннона передбачає, що достовірне відтворення вихідного сигналу можливе, лише якщо частота дискретизації вдвічі перевищує найвищу частоту сигналу.

Оскільки практичний АЦП не може здійснити миттєве перетворення, вхідне значення необхідно підтримувати постійним протягом часу, протягом якого перетворювач виконує перетворення (так званий час перетворення). Вхідна схема, яка називається вибіркою та утримуванням, виконує це завдання — у більшості випадків за допомогою конденсатора для зберігання аналогової напруги на вході та використання електронного перемикача або затвора для від'єднання конденсатора від входу. Багато інтегральних схем АЦП включають внутрішню підсистему вибірки та зберігання.

АЦП працює шляхом вибірки значення вхідного сигналу через дискретні проміжки часу. За умови, що вхідний сигнал дискретизовано вище частоти Найквіста, визначеної як подвоєна найвища цікавляча частота, тоді всі частоти в сигналі можуть бути реконструйовані. Якщо відбираються частоти, що перевищують половину частоти Найквіста, вони неправильно визначаються як нижчі частоти, цей процес називається накладанням спектрів. Накладення спектрів відбувається тому, що миттєва вибірка функції два або менше разів за цикл призводить до пропущених циклів і, отже, до появи неправильно нижчої частоти. Наприклад, синусоїда 2 кГц, що дискретизується на 1,5 кГц, буде реконструйована як синусоїда 500 Гц.

Щоб уникнути накладання спектрів, вхідний сигнал АЦП повинен бути відфільтрований низькими частотами, щоб видалити частоти вище половини частоти дискретизації. Фільтр називається фільтром згладжування, і він необхідний для практичної системи АЦП, яка застосовується до аналогових

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		13

сигналів із вищим частотним вмістом. У програмах, де необхідний захист від накладання спектрів, передискретизація може бути використана для значного зменшення або навіть усунення цього.

Незважаючи на те, що накладання спектрів у більшості систем є небажаним, його можна використати для забезпечення одночасного понижуючого мікшування високочастотного сигналу з обмеженою смугою.

Передискретизація

З метою економії сигнали часто дискретизуються з мінімальною необхідною швидкістю, в результаті чого введена помилка квантування є білим шумом, поширеним по всій смузі пропускання перетворювача. Якщо сигнал дискретизується зі швидкістю, набагато вищою за швидкість Найквіста, а потім фільтрується цифровим способом, щоб обмежити його смугою пропускання сигналу, це дає такі переваги:

Передискретизація може полегшити реалізацію аналогових фільтрів згладжування

Покращена бітова глибина звуку

Зниження рівня шуму, особливо коли на додаток до передискретизації використовується формування шуму.

Передискретизація зазвичай використовується в АЦП звукової частоти, де необхідна частота дискретизації (зазвичай 44,1 або 48 кГц) дуже низька порівняно з тактовою частотою типових транзисторних схем (>1 МГц). У цьому випадку продуктивність АЦП може бути значно збільшена з невеликими витратами або без них. Крім того, оскільки будь-які накладені сигнали також зазвичай є поза смугою, накладення часто можна усунути за допомогою дуже недорогих фільтрів.

Відносна швидкість і точність

Швидкість АЦП залежить від типу. АЦП Вілкінсона обмежений тактовою частотою, яку можна обробляти поточними цифровими схемами. Для АЦП із послідовним наближенням час перетворення визначається

логарифмом роздільної здатності, тобто кількості бітів. Флеш-АЦП, безумовно, найшвидший тип із трьох; перетворення в основному виконується в один паралельний крок.

Існує потенційний компроміс між швидкістю та точністю. Флеш-АЦП мають дрейфи та невизначеності, пов'язані з рівнями компаратора, що призводить до низької лінійності. У меншій мірі погана лінійність також може бути проблемою для АЦП послідовного наближення. Тут нелінійність виникає через накопичення помилок від процесів віднімання. АЦП Вілкінсона мають найкращу лінійність з трьох.

Кілька поширених способів реалізації електронного АЦП.

Резисторно-конденсаторні (RC) схеми мають відому криву зарядки та розрядки напруги, яку можна використовувати для визначення невідомого аналогового значення.

АЦП Вілкінсона був розроблений Денісом Вілкінсоном у 1950 році. АЦП Вілкінсона передбачає порівнювання вхідної напруги з напругою, яку створює зарядний конденсатор. Конденсатор може заряджатися, поки компаратор не визначить, що він відповідає вхідній напрузі. Далі конденсатор розряджається за допомогою джерела постійного струму. Час, необхідний для розрядки конденсатора, пропорційний амплітуді вхідної напруги. Поки конденсатор розряджається, імпульси від тактового генератора високої частоти підраховуються регістром. Кількість тактових імпульсів у регістрі, також пропорційна вхідній напрузі.

Вимірювання аналогового опору або ємності

Якщо аналогове значення для вимірювання представлено опором або ємністю, тоді включивши цей елемент у RC-коло (з іншими фіксованими опорами чи ємностями) і вимірявши час для зарядки ємності від відомої початкової напруги до іншої відомої кінцевої напруги через опір джерела відомої напруги, значення невідомого опору або ємності можна визначити за допомогою рівняння зарядки конденсатора:

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		15

$$V_{\text{конденсатор}}(t) = V_{\text{живлення}}(1 - e^{-t/RC})$$

і розв'язання невідомого опору або ємності з використанням цих початкових і кінцевих точок даних. Це схоже, але відрізняється від АЦП Вілкінсона, який вимірює невідому напругу з відомим опором і ємністю, замість цього вимірюючи невідомий опір або ємність з відомою напругою.

Наприклад, позитивна (і/або негативна) ширина імпульсу від 555 Timer ІС в моностабільному або нестабільному режимі представляє час, необхідний для зарядки (та/або розрядки) його конденсатора від $1/3 V$ живлення до $2/3 V$ живлення. Надсилаючи цей імпульс у мікроконтролер із точним годинником, тривалість імпульсу можна виміряти та перетворити за допомогою рівняння зарядки конденсатора, щоб отримати значення невідомого опору чи ємності.

Для вимірювання більшого опору та ємності знадобиться більше часу, ніж для вимірювання меншого. А точність обмежується точністю годинника мікроконтролера та кількістю часу, доступного для вимірювання значення, яке потенційно може навіть змінитися під час вимірювання або піддатися впливу зовнішніх впливів.

Пряме перетворення

АЦП із прямим перетворенням має банк компараторів, які паралельно знімають вхідний сигнал, кожен з яких працює для певного діапазону напруги. Банк компаратора живить логічну схему цифрового кодера, який генерує двійкове число на вихідних лініях для кожного діапазону напруги.

АЦП цього типу мають великий розмір кристала і високу розсіювану потужність. Вони часто використовуються для відео, широкосмугового зв'язку або інших швидких сигналів в оптичних і магнітних накопичувачах.

Схема складається з резистивної подільної мережі, набору компараторів операційних підсилювачів і пріоритетного кодера. Невеликий гістерезис вбудовано в компаратор, щоб вирішити будь-які проблеми на границях напруги. У кожному вузлі резистивного діляника доступна напруга

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
						16
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		

порівняння. Метою схеми є порівняння аналогової вхідної напруги з напругою кожного вузла.

Схема має перевагу високої швидкості, оскільки перетворення відбувається одночасно, а не послідовно. Типовий час перетворення становить 100 нс або менше. Час перетворення обмежений лише швидкістю компаратора та пріоритетного кодера. Недоліком цього типу АЦП є те, що для кожного доданого біта кількість необхідних компараторів майже подвоюється. Крім того, чим більше значення n , тим складнішим є пріоритетний кодер.

Рамп-порівняння

Лінійні АЦП. Коли починається зміна, таймер починає відлік. Коли змінна напруга відповідає вхідному сигналу, спрацьовує компаратор і записується значення таймера. Перетворювачі з часовим наростанням можуть бути реалізовані економічно, однак час наростання може бути чутливим до температури, оскільки схема, що генерує наростання, часто є простим аналоговим інтегратором. Більш точний перетворювач використовує тактовий лічильник, що керує ЦАП. Плюсом системи порівняння з змінним нахилом є те, що для перетворення другого сигналу потрібен лише інший компаратор і інший регістр для зберігання значення таймера. Щоб зменшити чутливість до змін вхідного сигналу під час перетворення, вибірка й утримання можуть заряджати конденсатор миттєвою вхідною напругою, а перетворювач може відраховувати час, необхідний для розрядки постійним струмом.

АЦП балансування заряду

Принцип роботи АЦП з балансуванням заряду полягає в тому, щоб спочатку вхідний сигнал перетворився на частоту за допомогою перетворювача напруги в частоту. Потім ця частота вимірюється лічильником і перетворюється на вихідний код, пропорційний аналоговому входу. Основна перевага - можна передавати частоту навіть в шумному середовищі або в ізольованому вигляді. Однак обмеження - вихідний сигнал перетворювача

напруги в частоту залежить від добутку RC , значення якого не можна точно підтримувати протягом температури та часу.

Дельта-сигма АЦП (також відомий як сигма-дельта АЦП) заснований на петлі негативного зворотного зв'язку з аналоговим фільтром і низькою роздільною здатністю (часто 1 біт), але високою частотою дискретизації АЦП і ЦАП. Цикл зворотного зв'язку постійно коригує накопичені помилки квантування та виконує формування шуму: шум квантування зменшується на низьких частотах, що цікавлять, але збільшується на високих частотах. Потім ці вищі частоти можуть бути видалені за допомогою цифрового фільтра зі зменшенням дискретизації, який також перетворює потік даних із цієї високої частоти дискретизації з низькою глибиною бітів на нижчу швидкість із більшою глибиною бітів.

АЦП із перемешуванням часу використовує M паралельних АЦП, де кожен АЦП виконує вибірку даних кожного M -го циклу ефективного тактового сигналу вибірки. Результатом є те, що частота дискретизації збільшується в M разів порівняно з тим, чим може керувати кожен окремий АЦП. На практиці індивідуальні відмінності між M АЦП погіршують загальну продуктивність, зменшуючи динамічний діапазон без паразитних повідомлень (SFDR). Однак існують методи виправлення цих помилок невідповідності часового чергування.

АЦП із проміжним ЧМ-ступенем спочатку використовує перетворювач напруги в частоту для створення коливального сигналу з частотою, пропорційною напрузі вхідного сигналу, а потім використовує частотний лічильник для перетворення цієї частоти в цифровий відлік, пропорційний бажаній напрузі сигналу. Довший час інтеграції дозволяє отримати вищу роздільну здатність. Подібним чином швидкість конвертера можна покращити, пожертвувавши роздільною здатністю. Дві частини АЦП можуть бути широко розділені, при цьому сигнал частоти пропускається через оптоізолятор або передається бездротовим способом. Деякі такі АЦП

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		18

використовують синусоїдну або прямокутну частотну модуляцію; інші використовують частотно-імпульсну модуляцію. Колись такі АЦП були найпопулярнішим способом відображення цифрового дисплея стану віддаленого аналогового датчика.

Аналого-цифровий перетворювач із розтягуванням у часі (TS-ADC) оцифровує аналоговий сигнал із дуже широкою смугою пропускання, який неможливо оцифрувати звичайним електронним АЦП, розтягуючи сигнал у часі перед оцифруванням. Він зазвичай використовує фотонний препроцесор для розтягування сигналу в часі, який ефективно сповільнює сигнал у часі та стискає його смугу пропускання. У результаті електронний АЦП, який був би надто повільним для захоплення вихідного сигналу, тепер може захопити цей уповільнений сигнал. Для безперервного захоплення сигналу передній кінець також розділяє сигнал на кілька сегментів на додаток до розтягування в часі. Кожен сегмент окремо оцифровується окремим електронним АЦП. Нарешті, процесор цифрових сигналів переставляє зразки та усуває будь-які спотворення, додані препроцесором, щоб отримати двійкові дані, які є цифровим представленням оригінального аналогового сигналу.

1.3 Огляд схем-аналогів АЦП

Описаний далі аналого-цифровий перетворювач (рис. 1.1) з використанням мікросхеми AD7737 забезпечує не менше 230000 точок дискретизації вхідного сигналу по амплітуді та гальванічну розв'язку кіл живлення та сигналів керування. Блок АЦП виконано у вигляді окремого модуля. Він з'єднується з мікропроцесором та джерелом живлення десятижильним кабелем. Одночасно до одного мікропроцесора може бути підключено кілька таких блоків.

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		19

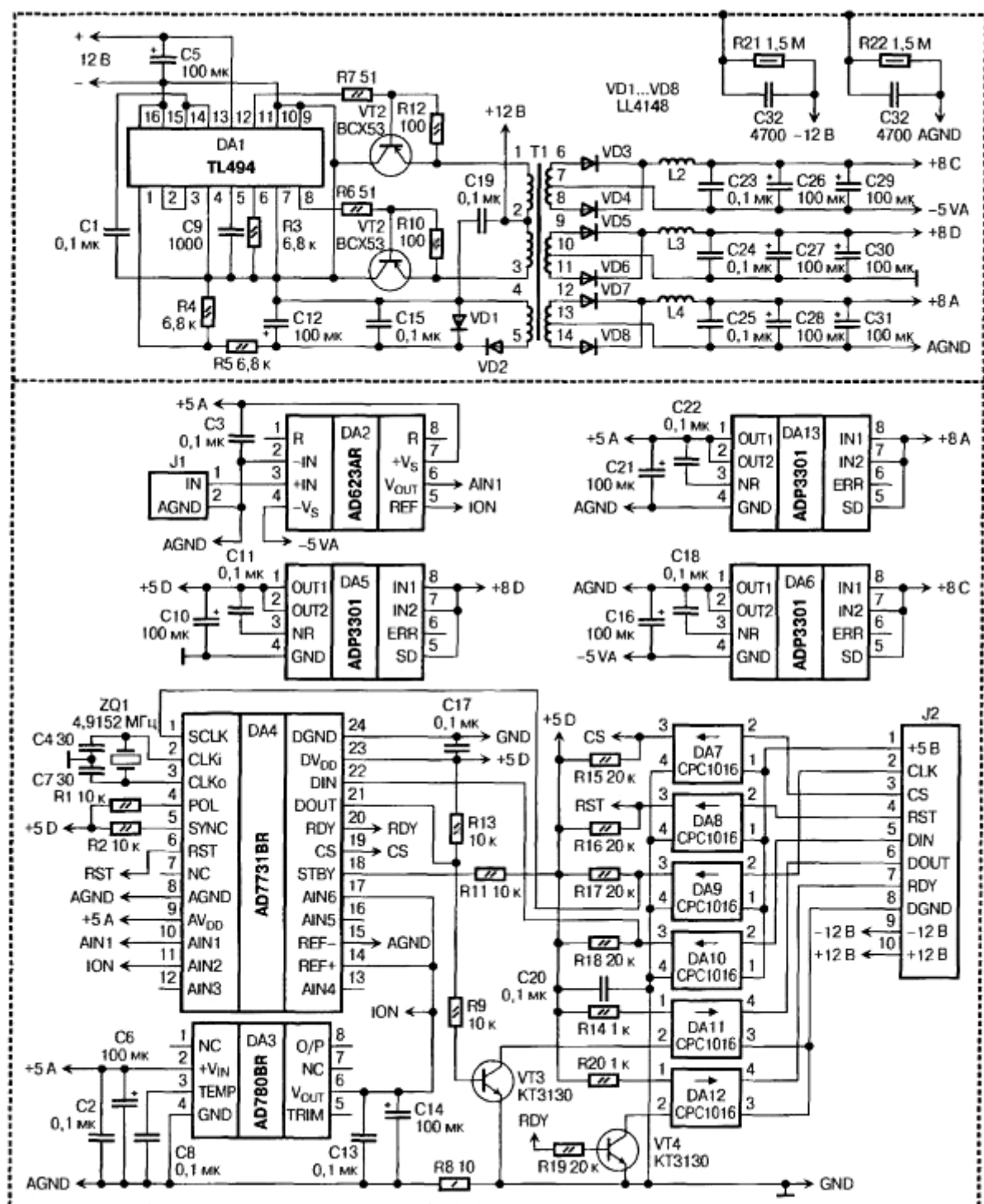


Рисунок 1.1 – Схема АЦП

Діапазон вхідної напруги на контакті IN роз'єму f1 становить -1,28 ... + 1,28 В. Штриховою лінією позначений корпус пристрою, що є одночасно і екраном. Ланцюг AGND з'єднується з корпусом через ланку R22C33 для придушення перешкод. Коло живлення —12 роз'єму 12 також з'єднане з ним

через аналогічну ланку K21C32. Сигнали управління CKL, CS, RST, DIN через резистори 680 Ом знімаються з виводів мікропроцесора. Активний рівень – низький. Сигнали RDY, DOUT подаються на виводи мікропроцесора і через резистори опором 10 кОм притягнуті до джерела +5 В. Вказані резистори повинні перебувати на платі мікропроцесора. Сигнал CS - дозвіл вибірки DA4, RST - скидання DA4; CLK, DIN, DOUT забезпечують послідовний інтерфейс обміну даними між DA4 та мікропроцесором. Сигнал RDY підтверджує завершення циклу процедури вимірювання, калібрування і т. д. Кола +5 і DGND підключаються до кіл живлення мікропроцесора. Довжина сполучного кабелю між АЦП і мікропроцесором може бути 3...4 м (і навіть більше), але при цьому довжина кабелю обмежує максимальну швидкість обміну даними.

В першому варіанті імпульсне джерело живлення та, власне, АЦП були виконані на двох платах розміром 90x48 мм кожна. Використовувалися компоненти, які призначені для поверхневого монтажу. Резистори та керамічні конденсатори мають розмір 0805 (крім C32, C33, R121, R22). Дроселі L2, L3, L4 намотані на кільцях розміру K10X6X2 з фериту марки НМ з магнітною проникністю 2000...6000 проводом діаметром 0,2 мм в один ряд до заповнення. Трансформатор Т1 може бути виконаний на кільці розміру K16x10x4 з фериту марки НМ проникністю 6000. Обмотки 1-2, 2-3 і 4-5 містять по 20 витків, їх намотують відразу джгутом з трьох проводів ПЕЛШО-0,2. Намотування інших обмоток по 30 витків проводиться джгутом із шести проводів ПЕВ-0,12. Напруги на виходах перетворювача можна регулювати підбором резисторів 124, 115. Резистором R3 визначається частота роботи перетворювача, при зазначених номіналах R3C9 вона близька до 60 кГц. Стабілізатор DA6 включений за не типовою схемою, звичайний стабілізатор позитивної напруги використаний як стабілізатор негативного -5 (коло -5/А). Стабільність і точність роботи всього блоку АЦП в першу чергу залежить від якості джерела опорної напруги DA3 і АЦП DA4, водночас суттєвий внесок роблять стабілізатори DA6, DA13.

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		21

Інструментальний підсилювач DA2 «піднімає» рівень AGND до рівня джерела опорної напруги DA3 +2,5 В. Наявність BA2 не обов'язкова, але за її відсутності вхідна напруга повинна перебувати в діапазоні 1,22...3,78 В. Частота кварцового резонатора ZQ1 типова для мікросхеми AB7731BR. При її зміні робота цифрового фільтра та інші параметри не будуть відповідати даним, наведеним у технічному описі на неї.

Інший пристрій призначений для перетворення вхідного сигналу постійної напруги на цифровий код і виведення його на трирозрядний семисегментний індикатор (рис. 1.2). Його можна використовувати в мультиметрах та в цілому ряді інших цифрових вимірювальних приладів. Виконано схему даного аналого-цифрового перетворювача на широко поширених цифрових МОП ІМС та ОП і може індикувати показання як на світлодіодних, так і на вакуумно-люмінесцентних або рідкокристалічних індикаторах. Крім того, у АЦП мала кількість пасивних елементів, прості налагодження і калібрування. А малий струм споживання та невисоке $U_{живл}$ дозволяють жити АЦП з індикаторами від однієї батареї типу «Крона». І що найголовніше - його можна використовувати в комбінованих приладах для вимірювання як аналогових (напруга), так і лічильних (частота, час) величин без істотних змін схеми.

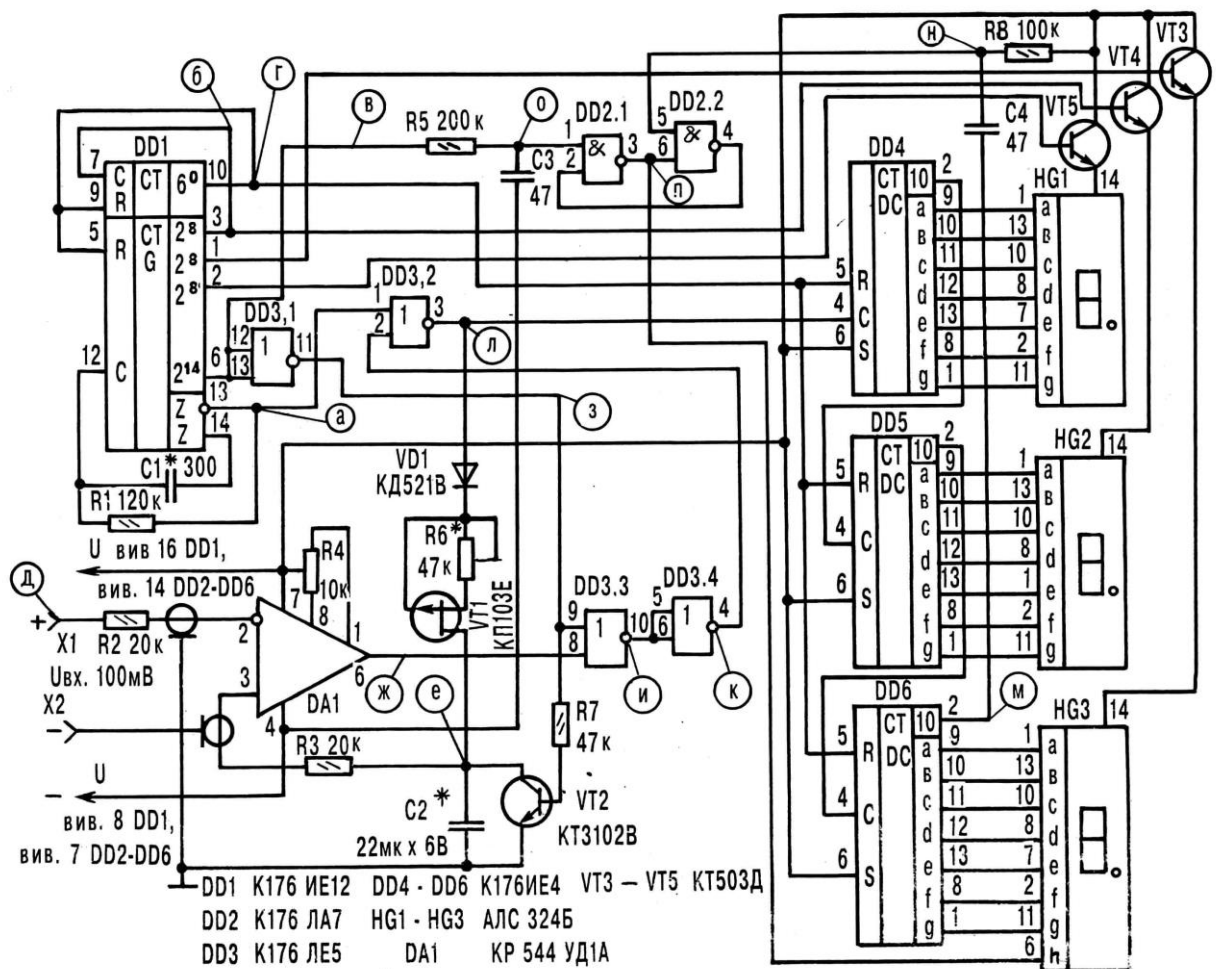


Рисунок 1.2 – Принципова електрична схема АЦП

Основу аналогової частини АЦП (рис. 1.2) представляє компаратор на ОП DA1, в якому позитивна вхідна напруга на інвертуючому вході (рис. 1.3 д) порівнюється з лінійно наростаючою ступінчастою напругою на конденсаторі C2 (рис. 1.3 е). При перевищенні $U_{вх}$ ступінчастою напругою DA1 спрацьовує (рис. 1.3 ж) і перемикає інвертор DD3.2, що подає тактові імпульси на вхід лічильника DD4 та на конденсатор C2 (рис. 1.3 л).

Основною ж цифрової частини пристрою є лічильник DD1 з вбудованим тактовим генератором. З нього тактові імпульси подаються на інвертор DD3.2 (рис. 1.3 а). Імпульси частотою $f_{т}/28$ подаються до входу дільника на 60 і бази транзисторів VT3—VT5 (рис. 1.3 б).

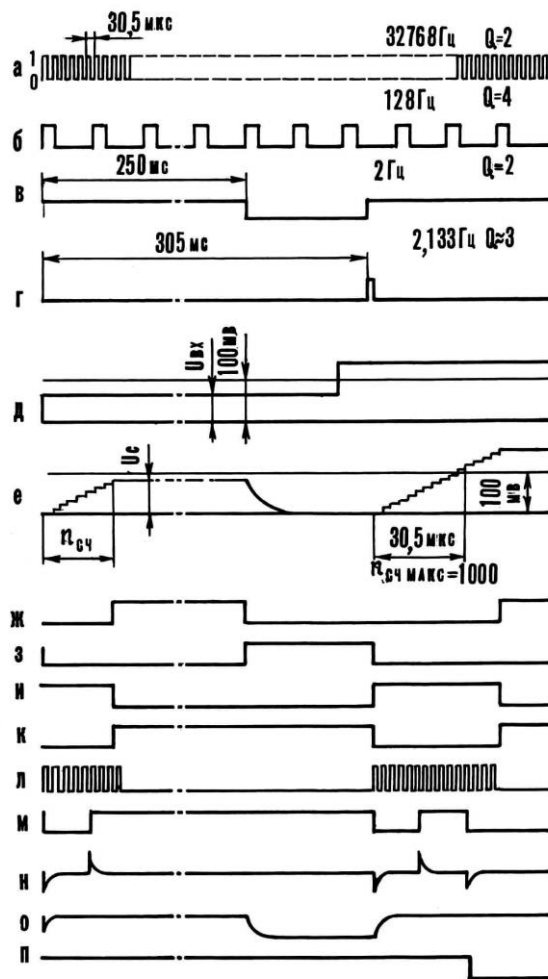


Рисунок 1.3 – Графіки напруги в контрольних точках.

Спад імпульсу частотою $f_t/214$ (рис. 1.3) відкриває транзистор VT2 для розряду конденсатора C2 і утримує при цьому інвертор DD3.3 (а отже, і D3.2) від перемикання. Причому заряд C2 і подача тактових імпульсів на вихідні лічильники запобігають приходу імпульсу частотою $f_t/(28 \cdot 60)$ (рис. 1.3 г), фронт якого обнуляє всі лічильники. Після цього весь цикл вимірів повторюється.

Елементи DD2.1, DD2.2 є асинхронний RS - тригер з інверсним включенням. Якщо вхідна напруга АЦП перевищить граничну (999 од. рахунку), спад імпульсу з виходу $f/10$ лічильника DD6 (рис. 1.3 м) подасть на вхід "R" тригера короткий "пік" (рис. 1.3 н), що перемикає тригер в нульовий стан (рис. 1.3). У цьому вищому розряді індикатора HG3 індикуюється кома.

Імпульс частотою $f_T/214$ на вході «S» повертає тригер в одиничний стан (рис. 1.3 о). При подачі на вхід АЦП негативної напруги компаратор відразу перемикається, показання індикатора дорівнюють нулю.

Для динамічної індикації загальний анод кожного HG підключений до окремого транзистора (VT3-VT5). На бази цих транзисторів з лічильника DD1 подаються послідовні імпульси з частотою $f_T/28$ при шпаруватості 4, які визначають струм споживання індикаторів.

Конденсатор C2 заряджається імпульсами від генератора стабільного струму на транзисторі VT1, модульованими тактовим генератором. А діод VD1 - запобігає розряду C2 через вихід DD3.2.

Резистори R2, R3 служать для підвищення вхідного опору і захисту входу ОП, R4 — для балансування операційного підсилювача, резистор R6 — для калібрування АЦП. Ланка R1C1 визначає частоту імпульсів тактового генератора. Постійна часу ланки затримки C3R5 повинна бути вдвічі більшою за ланку C4R8 для забезпечення пріоритету імпульсу, що встановлює тригер в одиничний стан.

1.4 Проектування АЦП

Розгляд властивостей і закономірностей проектування АЦП з точки зору його аналізу проводиться, виходячи з представлення про процедуру перетворення як про деякий М-кроковий процес порівняння множини еталонів з значенням вхідної величини. Такий підхід дозволяє відволіктися від особливостей перетворювачів конкретного виду і аналізувати тільки їх загальні властивості.

В роботі використано за основу мікросхему АЦП AD571 – це 10-розрядний послідовний АЦП, що складається з ЦАП, опорної напруги, тактового генератора, компаратора, регістра та вихідних буферів — усе це

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		25

виготовлено на одній мікросхемі. Для повної точності 10-бітного перетворення за 40 мкс не потрібні зовнішні компоненти.

Працюючи від джерел живлення від +5 В до +15 В і -15 В, AD571 приймає аналогові входи від 0 В до +10 В уніполярного чи ± 5 В біполярного типу. Коли на вході BLANK і CONVERT встановлений низький рівень, виходи з трьома станами будуть відкриті і почнеться перетворення. Після завершення перетворення рядок DATA READY стає низьким і дані з'являються на виході. Витягування вхідного сигналу BLANK і CONVERT на високий рівень гасить виходи та готує пристрій до наступного перетворення. AD571 виконує справжнє 10-бітне перетворення без пропущених кодів за 40 мкс максимум.

AD571 доступний у двох версіях для температурного діапазону від 0°C до +70°C: AD571J і K. AD571S гарантує 10-бітну точність і відсутність пропущених кодів від -55°C до +125°C.

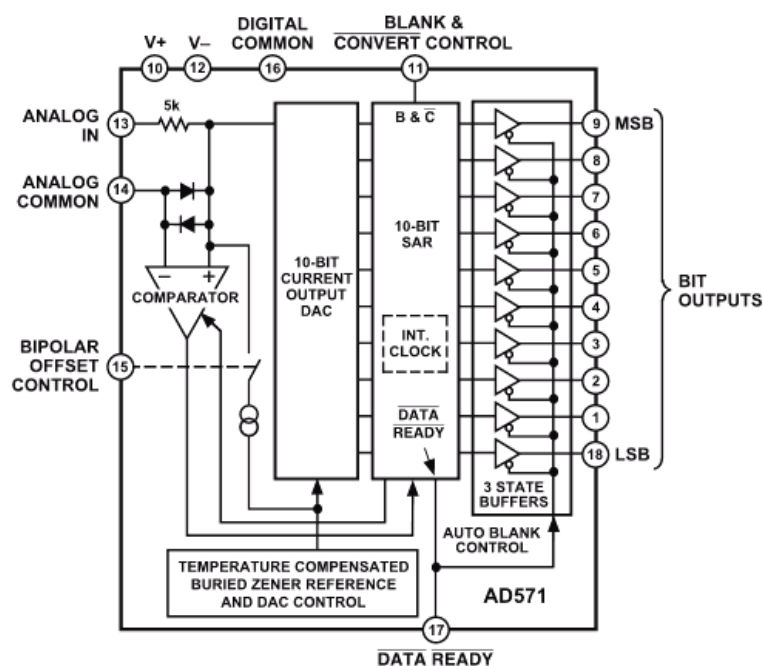


Рисунок 1.4 – Функціональна блок-схема

Точність повного калібрування $\pm 0,3\%$. AD571 — це однокристальний пристрій.

AD571 приймає однополярні (0 В до +10 В) або біполярні (від -5 В до +5 В) аналогові входи шляхом заземлення або розмикання одного контакту.

Пристрій забезпечує справжню 10-бітну точність і не демонструє пропущених кодів у всьому діапазоні робочих температур.

Робота гарантується при напрузі -15 В і +5 В або +15 В. Пристрій також працюватиме з джерелом живлення -12 В.

AD571 — це АЦП, якому не потрібні зовнішні компоненти для забезпечення повної функції аналого-цифрового перетворення послідовного наближення. Блок-схема AD571 показана на першій сторінці цього опису даних. Після отримання команди CONVERT внутрішній 10-розрядний струмовий вихід ЦАП упорядковується регістром послідовного наближення I2L (SAR) від його старшого біта (MSB) до молодшого біта (LSB), щоб забезпечити вихідний струм, який точно балансує струм вхідного сигналу через вхідний резистор 5 кОм. Компаратор визначає, чи додавання кожного послідовно зваженого біта струму призводить до того, що сума струму ЦАП буде більшою або меншою за вхідний струм; якщо сума менша, біт залишається включеним, якщо більша, біт вимикається. Після перевірки всіх бітів SAR містить 10-бітний двійковий код, який точно представляє вхідний сигнал з точністю до $\pm 1/2$ LSB (0,05%).

Після завершення послідовності SAR надсилає сигнал DATA READY (активний низький рівень), який також виводить буфери з трьома станами з їхнього «відкритого» стану, завдяки чому вихідні лінії бітів стають активними на високому або низькому рівні, залежно від коду у SAR. Коли рядок BLANK і CONVERT стає високим, вихідні буфери знову «відкриваються», і SAR готується до іншого циклу перетворення.

Прихований опорний стабілітрон з температурною компенсацією забезпечує опорну первинну напругу для ЦАП і гарантує відмінну

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
						27
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		

стабільність як за часом, так і за температурою. Вхід біполярного зсуву керує перемикачем, який дозволяє вводити позитивний біполярний струм зміщення (точно рівний значенню MSB мінус 1/2 LSB) у вузол підсумовування (+) компаратора для зміщення виходу ЦАП. Таким чином, номінальний уніполярний вхідний діапазон від 0 В до +10 В стає діапазоном від -5 В до +5 В. Тонкоплівковий вхідний резистор 5 кОм налаштований таким чином, що при повномасштабному вхідному сигналі генерується вхідний струм, який точно відповідає виходу ЦАП з усіма бітами.

AD571 розроблено для оптимальної продуктивності за джерела живлення +5 В і -15 В, для яких призначені AD571J і AD571S. AD571K також працюватиме з живленням до +15 В, що забезпечує прямий інтерфейс до логіки CMOS. Логічний поріг вхідного сигналу є функцією V+. Струм живлення, що споживається пристроєм, є функцією як V+, так і режиму роботи (BLANK або CONVERT).

AD571 містить усі активні компоненти, необхідні для виконання повного аналого-цифрового перетворення. Для більшості ситуацій все, що необхідно, це підключення джерела живлення (+5 В і -15 В), аналогового входу та імпульсу початку перетворення. Однак є деякі особливості та спеціальні з'єднання, які слід враховувати для оптимальної роботи. Функціональна розпіновка показана на рис. 1.5.

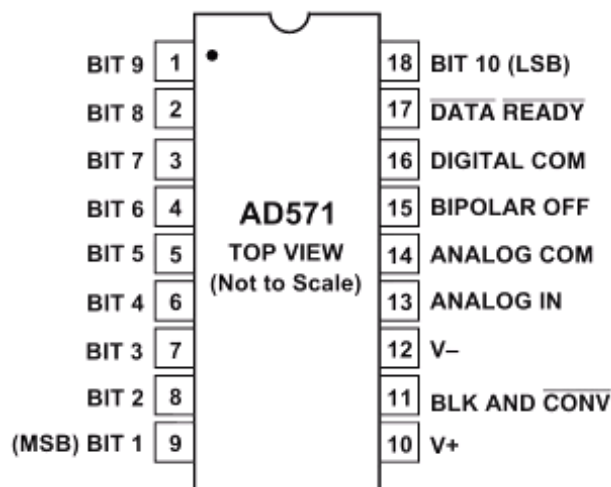


Рисунок 1.5 – Підключення контактів AD571

Тонкоплівковий вхідний резистор 5 підстроюється лазером для отримання струму, який відповідає повному струму внутрішнього ЦАП (плюс приблизно 0,3%), коли повна шкала аналогової вхідної напруги становить 9,990 вольт (10 вольт — 1 LSB). Вхідний резистор підлаштовується таким чином, щоб, якщо потенціометр точного підстроювання вставити послідовно з вхідним сигналом, вхідний струм при повній вхідній напрузі можна зменшити, щоб відповідати повній шкалі ЦАП. Однак для багатьох застосувань номінальна повна шкала 9,99 вольт може бути досягнута з достатньою точністю, просто вставивши резистор 15 Ом послідовно з аналоговим входом на контакт 13. Типова похибка калібрування повної шкали становитиме близько ± 2 LSB або $\pm 0,2\%$. Якщо потрібне більш точне калібрування, замість цього слід використовувати тример на 50 Ом. Встановіть аналоговий вхід на 9,990 вольт і встановіть тример так, щоб вихідний код знаходився саме на переході між 1111111110 і 1111111111. Тоді кожен LSB матиме вагу 9,766 мВ. Якщо бажана номінальна повна шкала 10,24 вольт (що робить LSB рівним 10,00 мВ), резистор 100 Ом, включений послідовно з підстроювачем 100 Ом (або підстроювач на 200 Ом з хорошою роздільною здатністю) слід використовувати. Звичайно, більші повномасштабні діапазони можна організувати за допомогою більшого вхідного резистора, але лінійність і повномасштабний температурний коефіцієнт можуть бути нівельовані, якщо зовнішній резистор стає відмінним від 5 кОм.

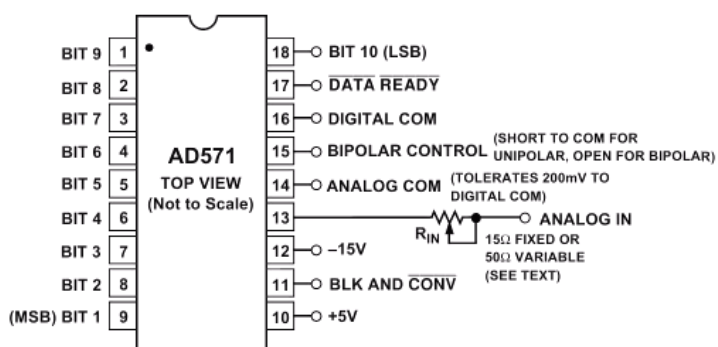


Рисунок 1.6 – Стандартні підключення AD571

Стандартний уніполярний діапазон від 0 В до +10 В досягається замиканням біполярного контакту керування зсувом на цифровий загальний. Якщо залишити відкритим, біполярний струм зміщення буде перемикатися на вузол підсумовування компаратора, даючи діапазон від -5 В до +5 В із двійковим вихідним кодом зсуву. (-5,00 вольт дасть 10-бітний код 0000000000; вхід 0,00 вольт призводить до вихідного коду 1000000000, а 4,99 вольт на вході дає 1111111111). Біполярний вхід керування зміщенням не сумісний безпосередньо з TTL, але TTL-інтерфейс для логічного керування може бути створений, як показано на рис. 1.7.

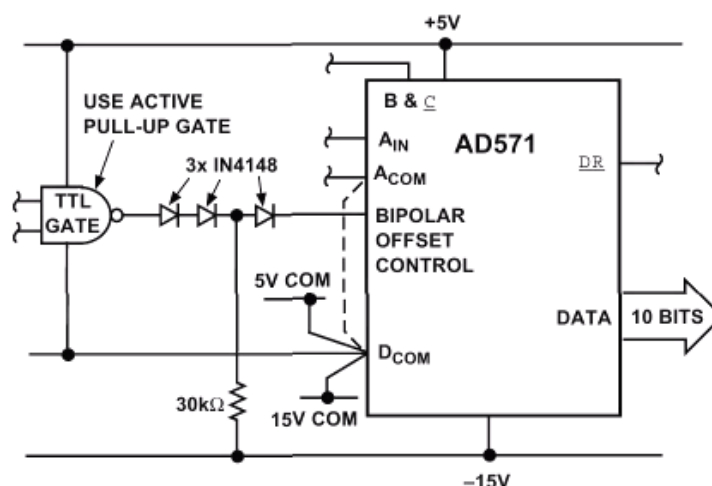


Рисунок 1.7 – Біполярне зміщення

AD571 забезпечує окремі аналогові та цифрові загальні з'єднання. Схема буде працювати належним чином із діапазоном синфазного сигналу до + 200 мВ між двома загальними. Це дозволяє більш гнучко контролювати загальну шину системи та цифрові та аналогові повернення.

У нормальній роботі загальний аналоговий термінал може генерувати перехідні струми до 2 мА під час перетворення. Крім того, статичний струм близько 2 мА буде надходити в аналоговий загальний струм в уніполярному режимі після завершення перетворення. Додатковий 1 мА надходить протягом

порожнього інтервалу з нульовим аналоговим входом. Аналоговий загальний струм буде модулюватись змінами вхідного сигналу.

Абсолютна максимальна напруга між двома загальними контактами становить ± 1 вольт.

Уявну нульову точку AD571 можна відрегулювати шляхом введення напруги зміщення між аналоговою загальною клемою пристрою та фактичним зворотним або загальним сигналом. Рисунок 1.8 ілюструє два методи забезпечення цього зсуву. На рисунку 1.8, а показано, як нульовий показник перетворювача може бути зміщений на ± 3 біта, щоб виправити початкове зміщення пристрою та/або зміщення вхідного сигналу. Як показано, схема забезпечує приблизно симетричне регулювання в однополярному режимі. У біполярному режимі R2 слід опускати, щоб отримати симетричний діапазон.

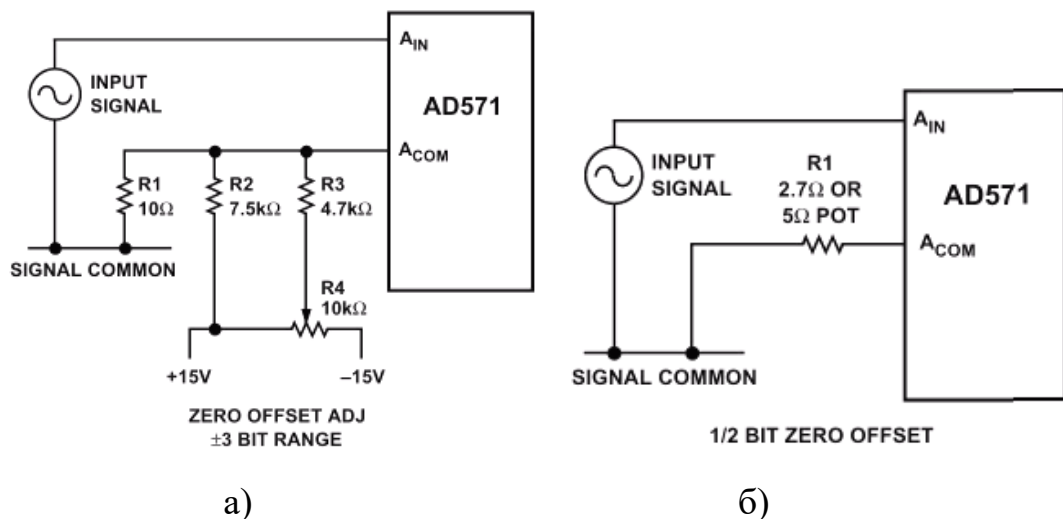


Рисунок 1.8 – Два методи забезпечення зсуву

На рис. 1.9 показана номінальна крива передачі поблизу нуля для AD571 в уніполярному режимі. Кодові переходи знаходяться на краях номінальних бітових ваг. У деяких програмах буде краще зміщувати переходи коду так, щоб вони потрапляли між номінальними вагами бітів, як показано в характеристиках зміщення. Це зміщення можна легко виконати, як показано на рис. 1.8, б. При балансі (після перетворення) приблизно 2 мА надходить на аналогову загальну клему. Резистор 2,7 Ом, з'єднаний послідовно з цим

виводом, призведе до приблизно бажаного 1/2 біта зміщення характеристик передачі. Номінальний аналоговий загальний струм 2 мА не контролюється у виробництві. Якщо потрібна висока точність, потенціометр 5 Ом (підключений як реостат) можна використовувати як R_l. Додатковий негативний діапазон зміщення може бути отриманий за допомогою більших значень R_l. Звичайно, якщо нульова точка переходу змінюється, повномасштабна точка переходу також переміститься.

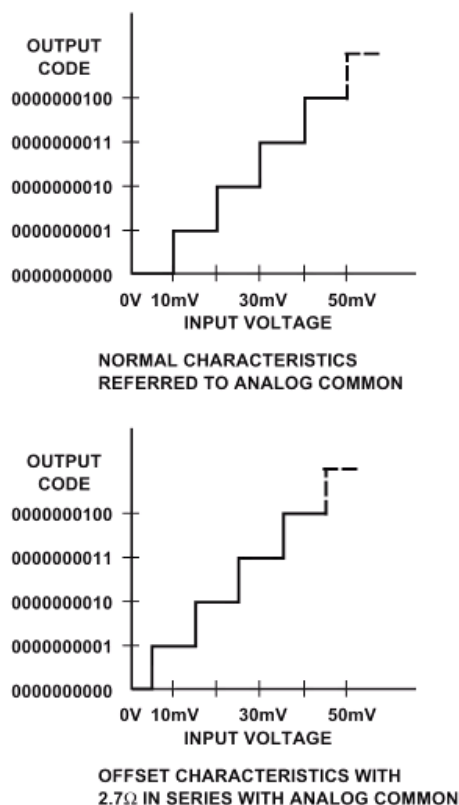


Рисунок 1.9 – Крива передачі AD571 — уніполярна робота

Для отримання біполярного діапазону від -5 В до +5 В зі зміщеним двійковим вихідним кодом біполярний керуючий контакт зміщення залишається відкритим.

Сигнал -5,0 вольт дасть 10-бітний код 0000000000; вхід 0,00 вольт призводить до вихідного коду 1000000000; +4,99 вольт на вході дає 1111111111. Номінальна крива передачі показана на рис. 1.10.

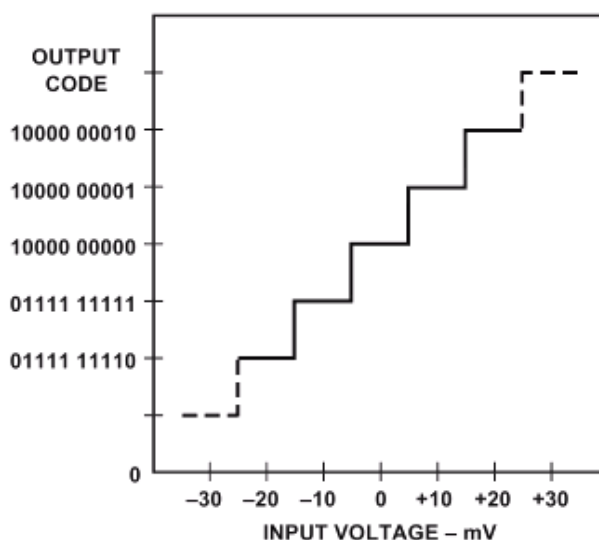


Рисунок 1.10 – Крива передачі AD571 — біполярна робота

У AD571 є кілька важливих функцій синхронізації та керування, які необхідно чітко розуміти, щоб забезпечити оптимальний інтерфейс із мікропроцесором чи іншими типами систем керування. Усі ці функції показано на часовій діаграмі на рис. 1.11.

Звичайна ситуація в режимі очікування показана в лівому кінці рис. 10. Рядок BLANK і CONVERT (B & C) утримується на високому рівні, вихідні рядки будуть «відкритими», а рядок DATA READY (DR) буде високим. Цей режим є найнижчим станом потужності пристрою (зазвичай 150 мВт). Коли лінія (B & C) знижується, починається цикл перетворення; але DR і лінії даних не змінюють стан. Після завершення циклу перетворення лінія DR стає низькою, і протягом 500 нс лінії даних стають активними з новими даними.

Коли лінія B & C знову буде низька, почнеться нове перетворення. Мінімальна ширина імпульсу для рядка B & C для порожніх даних і початку нового перетворення становить 2 мкс або довший імпульс подається на лінію B & C під час перетворення, конвертер очистить і почне новий цикл перетворення.

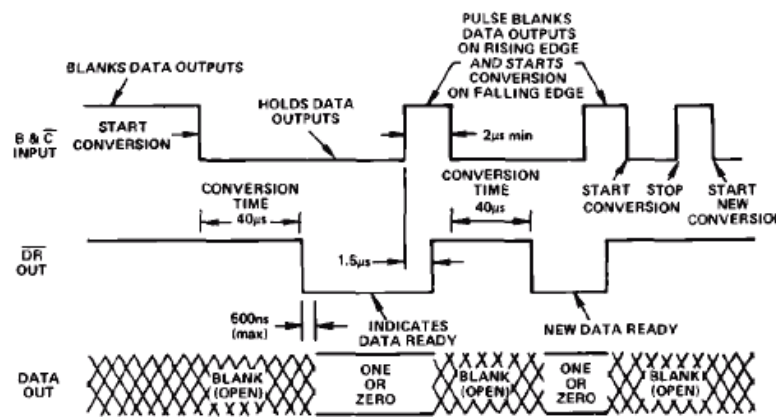


Рисунок 1.11 – AD571 Хронометраж і послідовності керування

Послідовність синхронізації AD571, розглянута вище, дозволяє легко працювати з пристроєм у різноманітних системах з різними режимами керування. Тут показано два найпоширеніші режими керування: імпульсний режим перетворення та мультиплексний режим.

Імпульсний режим перетворення – у цьому режимі дані присутні на виході перетворювача в будь-який час, за винятком перетворення. Рис. 1.12 ілюструє хронометраж цього режиму. Рядок BLANK і CONVERT зазвичай низький, і перетворення запускаються позитивним імпульсом. Типове застосування для цього режиму синхронізації показано на рис. 1.15, у якому uP шинний інтерфейс легко досягається за допомогою буферів із трьома станами.

Мультиплексний режим — у цьому режимі виходи порожні, за винятком випадків, коли пристрій вибрано для перетворення та зчитування; цей час показаний на рис. 1.13.

Цей режим роботи дозволяє декільком пристроям AD571 управляти загальними лініями передачі даних. Усі рядки BLANK і CONVERT утримуються на високому рівні, щоб виходи були порожніми. Вибрано один AD571, його рядок BLANK і CONVERT переводиться в низький рівень, а в кінці перетворення, що вказується низьким рівнем DATA READY, результат перетворення буде присутній на виходах. Коли ці дані зчитуються з 10-бітної

шини, функція BLANK і CONVERT повертається до порожнього режиму, щоб очистити шину даних для інших перетворювачів. Коли кілька AD571 мультиплексуються послідовно, нове перетворення може бути розпочато в одному AD571, поки дані зчитуються з іншого. Поки дані зчитуються та перший AD571 очищається протягом 15 мкс після початку перетворення другого AD571, жодного накладання даних не відбудеться.

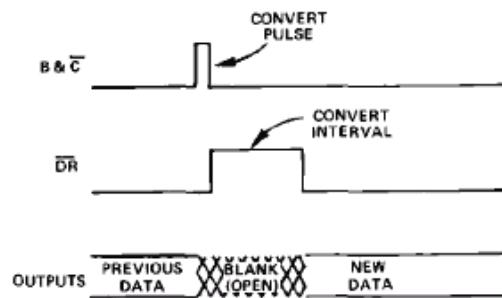


Рисунок 1.12 – Імпульсний режим перетворення

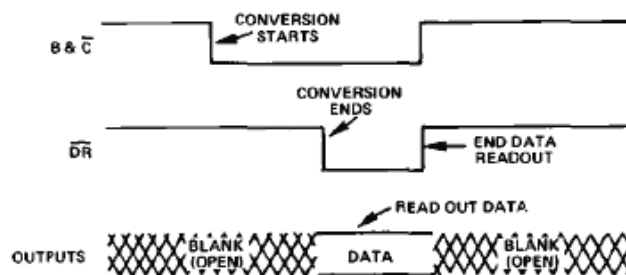


Рисунок 1.13 – Мультиплексний режим

У багатьох ситуаціях у високошвидкісних системах збору даних або оцифровці сигналів, що швидко змінюються, потрібен підсилювач дискретизації (SHA) перед аналого-цифровим перетворювачем. SHA може отримати та утримувати сигнал швидше, ніж конвертер може виконати перетворення. SHA також може бути використаний для точного визначення точного моменту часу, коли сигнал дискретизується. Для AD571 SHA також може служити буфером високого вхідного опору.

На рис. 1.14 показано AD571, підключений до монолітного SHA AD582 для отримання високошвидкісного сигналу. У цій конфігурації AD582 отримуватиме сигнал напругою 10 вольт менш ніж за 10 мкс із швидкістю

спаду менше ніж 100 мкВ/мс. Керуючі сигнали розташовані таким чином, що коли контрольна лінія стає низькою, AD582 переходить у режим утримання, а AD571 починає свій цикл перетворення. (AD582 встановлюється на кінцеве значення задовго до першого рішення компаратора всередині AD571). Лінія DATA READY повертається на інший бік вентиля управління диференціальним входом, щоб AD582 не міг вийти з режиму «утримання» під час циклу перетворення. Наприкінці циклу перетворення рядок DATA READY стає низьким, автоматично повертаючи AD582 у режим вибірки. Ця функція дозволяє легко керувати як SHA, так і аналого-цифровим перетворювачем за допомогою однієї лінії.

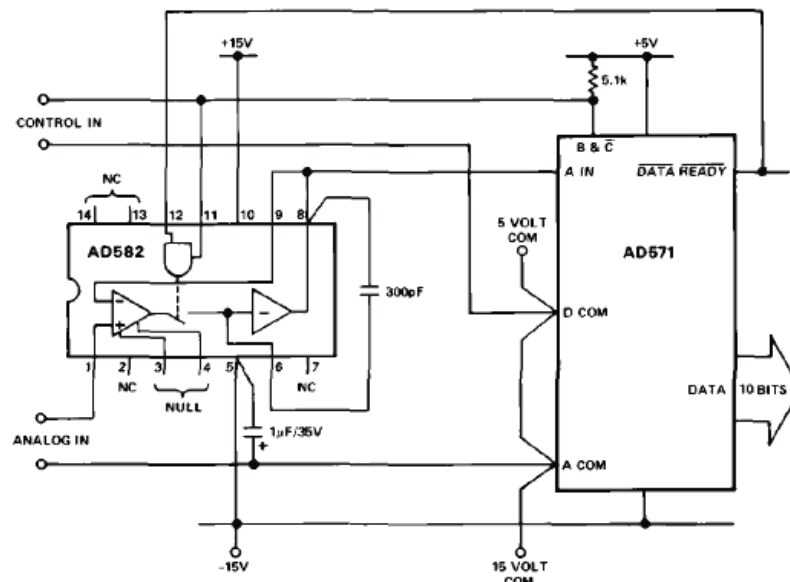


Рисунок 1.14 – Інтерфейс Sample-Hold для AD571

AD571 може бути легко організований для керування стандартними мікропроцесорними лініями керування та для подання даних на будь-яку стандартну мікропроцесорну шину (4-, 8-, 12- або 16-розрядну) з мінімумом додаткових компонентів керування. Конфігурація, показана на рис. 1.15, розроблена для роботи з 8-розрядною шиною та стандартними керуючими сигналами 8080.

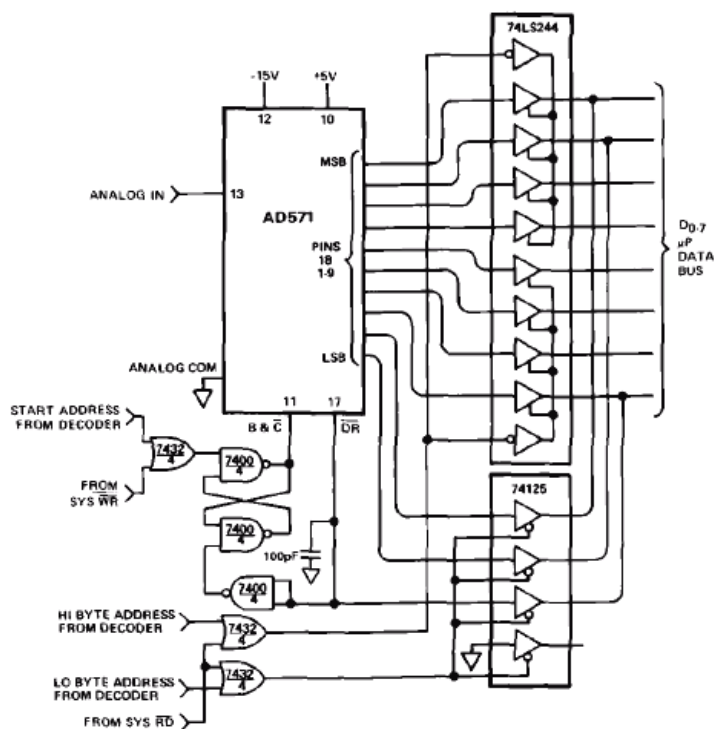


Рисунок 1.15 – Інтерфейс AD571 до 8-розрядної шини (структура керування 8080)

Показана схема керування входом необхідна для того, щоб AD571 отримував достатньо довгий вхідний імпульс В & С. Коли конвертер готовий розпочати нове перетворення, рядок В & С низький, а DR низький. Щоб отримати команду перетворення, рядок декодування початкової адреси стає низьким, а потім WR. Лінія В & С тепер буде високою, а потім приблизно на 1,5 мкс пізніше як DR. Це скидає зовнішній тригер і повертає В & С до низького рівня, що ініціює цикл перетворення. Наприкінці циклу перетворення лінія DR стає низькою, виходи даних стають активними з новими даними, а лінії керування повертаються в стан очікування. Конденсатор ємністю 100 пФ уповільнює лінію DR настільки, що його можна використовувати як сигнал фіксатора для вихідних даних. Нові дані залишатимуться активними, доки не буде надано команду на нове перетворення. Самоімпульсний характер цієї схеми гарантує достатню ширину імпульсу перетворення.

Ці нові дані тепер можна представити в шину даних, увімкнувши буфери з трьома станами за бажанням. Слово даних (8- або 2-розрядне) завантажується в шину, коли його декодована адреса стає низькою, а лінія RD стає низькою. Таке розташування представляє дані в шину "вирівняно за лівим краєм", із старшими бітами у 8-бітовому слові; «вирівняне по правому краю» розташування даних може бути налаштовано простим перепідключенням. Опитування перетворювача, щоб визначити, чи завершено перетворення, можна виконати, звернувшись до шлюза, який буферизує лінію DR. У цій конфігурації немає потреби в додатковому зберіганні буферного регістра: дані можуть зберігатися в AD571 необмежений час, оскільки лінія B & C постійно утримується на низькому рівні.

В роботі даний АЦП AD571 розглядається як деякий багатомірний набір однорозрядних двійкових квантувачів (ОДК). Кожен із них включає деякий j -й еталон X_{ej} , визначаючий один рівень квантування із загальної множини рівнів $\{n\}$ на передатній характеристиці, і аналоговий віднімач Δ_j , визначаючий знак різниці між вхідним перетворюваним сигналом X_x і еталоном X_{ej} . В залежності від знаку приймається рішення в вигляді 0 або 1 (рис.1.16).

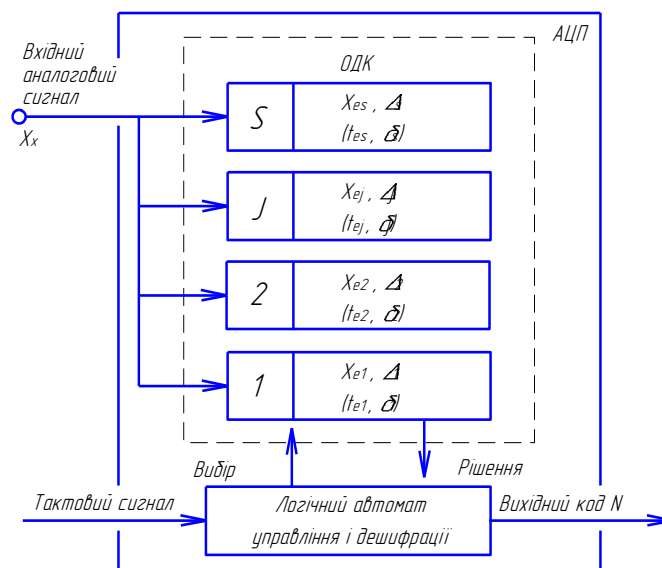


Рисунок 1.16 – Лінійна динамічна модель аналогових вузлів АЦП

Вказані ОДК можуть існувати і виконувати функцію перетворення одночасно (розгортка в просторі) або формуватися по одному (або групам) по чергово за рахунок послідовної зміни внутрішніх станів логічних і аналогових пристроїв АЦП (розгортка у часі і в просторі).

Спосіб розгортки і послідовність опиту ОДК задаються логічним автоматом, який реалізує алгоритм перетворення сигналу. При розгортці ОДК у часі кожен із X_{ej} може бути сумою декількох еталонів меншої ваги. Мета функціонування АЦП – визначити ОДК з максимальним номером j , для якого $X_{ej} < X_x$. При цьому припускається, що вага еталона підвищиться з ростом порядкового номера j . Реальні відхилення статистичних властивостей елементів ОДК від номінальних враховуються значеннями X_{ej} , а динамічні і випадкові – шляхом введення затримок у віднімачі (τ_{zj}) і генераторі хибних спрацьовувань або шумів (σ_j). Оскільки еталони X_{ej} представлені у виді упорядкованого набору, то їх можна об'єднати в множину $\{X_e\}$ з потужністю R' .

Потужність множини $\{n\}$, рівна R , визначає роздільну здатність перетворювача. Зі сторони виходу АЦП представлений множиною Y вихідних кодів. Для АЦП, що мають однозначну передаточну характеристику, потужність множини $\{Y\}$ також рівна R і існує однозначне відображення множини $\{n\}$ в множині $\{Y\}$ у відповідності з передаточною характеристикою.

В загальному випадку рівні n_j можуть утворюватися деякою підмножиною еталонів:

$$n_j \rightarrow (X_{j1}, X_{j2}, \dots, X_{j m_j}), \quad (1.1)$$

де m_j – потужність підмножини еталонів рівня j . Якщо потужність множини еталонів в ОДК $R' > R$, то АЦП вважають структурно-надлишковими; при $R' \equiv R$ АЦП є структурно-мінімальними.

Введення надлишкових ОДК необхідно для елементарного резервування і виправлення помилок, які виникли в процесі порівняння всередині одного циклу перетворення або накопичених за певну серію циклів. Проте надлишок має зміст тільки в багатокрокових АЦП (з розгорткою в часі).

Динамічні і шумові властивості кожного ОДК (t_{zj} і σ_j) визначаються їх внутрішніми елементами і схемотехнікою. Як правило, вони слабо

взаємозв'язані. Оскільки характеристики АЦП здебільшого задають по мінімаксімним критеріям, то для аналізу вказаних властивостей достатньо виявити найгірший ОДК і провести детермінований аналіз часу затримки t_{zj} і σ_j .

Розглянена модель нашого АЦП універсальна, оскільки інваріантна до систем кодування і алгоритмів функціонування. Вона дозволяє обґрунтувати можливість роздільного аналізу логічного функціонування АЦП, його статичних і динамічних параметрів.

Загальною властивістю всіх структур багатокрокових АЦП, які використовують принцип розгортки ОДК у часі, є обов'язкова зміна внутрішніх еталонів, що проходить в процесі формування наступного ОДК (при переході від одного кроку порівняння до другого). Це супроводжується перехідними процесами в аналогових пристроях, які визначають мінімальну тривалість кожного кроку t_q і загального часу перетворення t_c .

Перехідні процеси в ОДК однокрокових АЦП (зчитування) визначають максимально допустиму швидкість зміни вхідного сигналу. Вони, як правило, мають нелінійний характер.

Розрахункові залежності коефіцієнта затримки сигналів в КН ($K_{з.к.}$) від числа розрядів b і відношення τ_0/τ_k показані на рис. 1.17. Для порівняння там

же відмічені точки, отримані при розрахунку на ЕОМ 10-розрядного АЦП К1108ПВ1 методами математичного моделювання на елементному рівні.

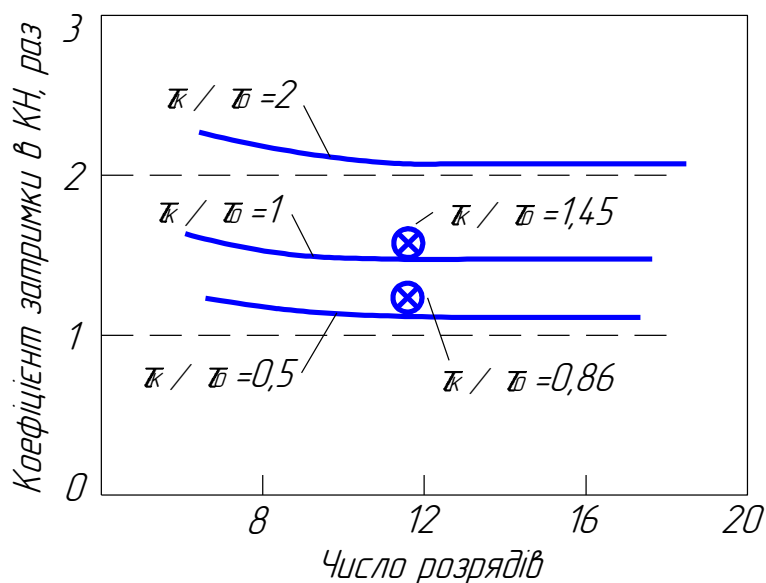


Рисунок 1.17 – Залежність коефіцієнта затримки КН від числа розрядів АЦП при різних співвідношеннях постійних часу τ_0 і τ_k .

По значенні $t_{зjmax}$ (застосовано до моделі на рис.1.16) можна визначити сумарну тривалість кроків порівняння багатокрокового АЦП. В найпростішому випадку

$$t_{пр} = M t_{зjmax} \varepsilon, \quad (1.2)$$

де M – число кроків процесу порівняння; $\varepsilon = t_{пр}/t_c$ – коефіцієнт, який характеризує ступінь використання часу перетворення АЦП для здійснення кроків порівняння; t_c – повний час перетворення АЦП; $t_{пр}$ – сумарна тривалість кроків порівняння одної процедури перетворення.

Для класичного варіанту побудови АЦП ПП, який працює з постійною тактовою частотою, число кроків процесу порівняння рівне числу розрядів. Тому полоса вхідного сигналу КН не повинна бути вужчою, ніж

$$\Delta f \geq [K_{з.к.} b(b+b_\delta) \ln 2] / 2\pi t_c \varepsilon \quad (1.3)$$

В той же час полоса пропускання ОП залежить тільки від числа розрядів перетворення молодшого ступеня ПП АЦП і визначається як

$$\Delta f \geq f_{cp} / 2K_{o.c.} \geq [b_{mol} + b_{\delta}] \ln 2 / 2\pi t_{ce} \quad (1.4)$$

Очевидно, що Δf тим менше, чим менше b_{mol} .

Мінімальний час, необхідний для реалізації одного кроку порівняння t_q визначається як корінь рівняння

$$1 - h(t) - 2^{-(b+b_{\delta})} = 0 \quad (1.5)$$

і залежить від числа розрядів і порядку передаточної функції $K(j\omega)$.

Значення t_q , знайдене при розв'язанні даного рівняння, буде більше, ніж для системи 1-го порядку, і залежить від співвідношення постійних часу τ_0 і τ_k . Степінь його збільшення може бути врахована при введенні коефіцієнта затримки сигналу в КН ($K_{з.к.}$):

$$t'_q = K_{з.к.} (b + b_{\delta}) \tau_0 \ln 2$$

Таким чином, викладений підхід дозволяє оцінити залежність гранично досягаючої швидкодії АЦП від числа розрядів і підсилюючих властивостей ОДК, представлених добутком:

$$K_f = \Delta f K_{\pi}$$

де K_{π} – потрібний коефіцієнт підсилення лінійної частини входних ланцюгів АЦП; K_f – коефіцієнт підсилення в динамічному режимі роботи.

Власні шуми елементів АЦП також мають вплив на швидкодію. Їх оцінку можна проводити, коли ввести в лінійну динамічну модель ОДК еквівалентні джерела шуму (рис.1.18), що є розвитком шумової моделі для ОДК АЦП.

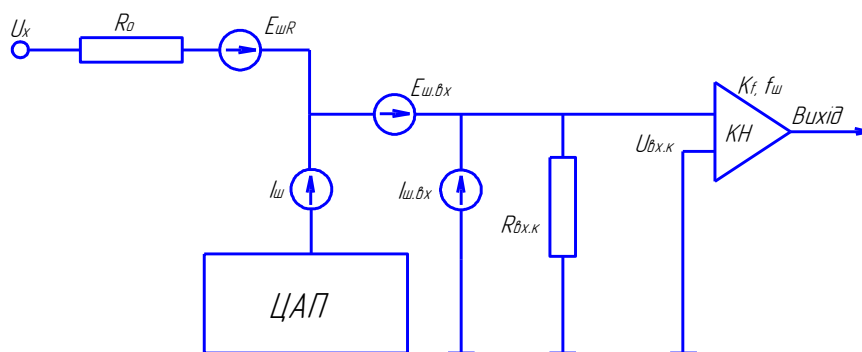


Рисунок 1.18 – Типова лінійна електрична модель ОДК з еквівалентними джерелами шуму

В моделі враховані:

- дробовий шум вихідного струму ЦАП I_0 з спектральною густиною

$$S_{\text{ш}} = 2q_e I_0 \quad (1.6)$$

де $q_e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд електрона;

теплові шуми резистора R_0 і вхідного транзистора диференціального каскаду КН з спектральними густинами

$$S_{R_{\text{ш}}} = 4kTR_0; \quad S_{E_{\text{ш.вх}}} = 8kTr'_6$$

де r'_6 – опір бази вхідного транзистора; T – температура; k – стала Больцмана;

Шум вхідного струму $I_{\text{вх}}$ підсилювача КН з спектральною густиною

$$S_{\text{ш.вх}} = 2q_e I_{\text{вх}} \quad (1.7)$$

Середньоквадратичне значення напруги шуму, приведенного до входу КН з врахуванням шумової полоси $f_{\text{ш}}$, визначається з рівності

$$E_{\text{ш.пр}}^2 = S_{\text{ш.пр}} f_{\text{ш}}$$

Якщо інші джерела шуму відсутні, то, приймаючи за критерій допустимості рівня власних шумів АЦП (по відношенню до значення кванта q) рівність $E_{\text{ш.пр}}^2 = \sigma_{\text{кв}}^2$, де $\sigma_{\text{кв}}^2 = q^2 / 12$ – дисперсія методичної похибки квантування, можна записати умову визначення максимально допустимого значення частоти шумової полоси

$$f_{\text{ш.макс}} = q^2 / 12 S_{\text{ш.пр}}$$

Мінімальне значення часу перетворення для режиму встроєного ЦАП з виходом по струму:

$$t_c \geq [10,5 K_{\text{з.к}} M (b + b_{\delta})^{2b} 2q_e] / \epsilon I_0 \quad (1.8)$$

На рис. 1.19 наведені розраховані залежності для значень $t_c = 500\text{нс}$ (АЦП ПП) при струмах $I_{\text{б}}$ ЦАП, рівних 1 і 10мА. Але ці залежності можуть бути застосовані тільки для грубої оцінки швидкодії АЦП, оскільки в них не враховані інші складові шумів.

Швидкодія АЦП з $b < 10$ обмежується в основному інерційними властивостями підсилюючих пристроїв, а при $b \geq 12$ – впливом власних шумів елементів.

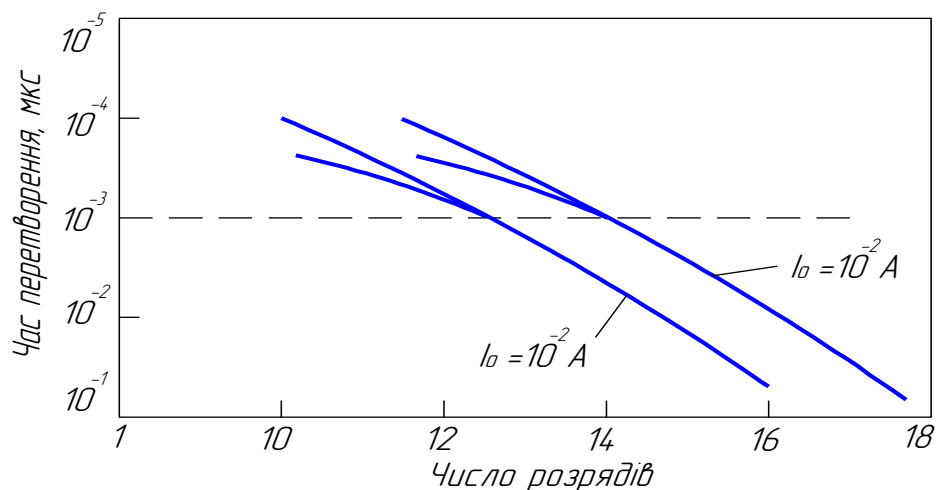


Рисунок 1.19 – Типові залежності часу перетворення від розрядів АЦП при дії дробового шуму струму ЦАП I_0 .

Застосування лінійної динамічної моделі для аналізу структури АЦП і виявлення взаємозв'язків між його основними електричними параметрами і сукупністю технологічних і фізичних факторів дозволяють сформуванати систему критеріїв для цілеспрямованого проектування АЦП методами багатоваріантного аналізу і системного синтезу.

Одну з таких систем можна представити, наприклад, в наступному виді:

$$\Phi = \{V_i, b, t\};$$

$$t = \{\Phi, b\};$$

$$Q = \{N_{T.o}, t, b, T\};$$

.....

$$P = \{t, \Phi, b, T\};$$

$$B = \{\Phi, V_i, t\};$$

.....

де V_i – вибране структурне рішення, t – швидкодія, Φ – показник функціональної складності (в балах для кожного із функціональних елементів схеми); Q – показник конструкторсько-технологічної складності (число технологічних операцій, допуски та ін.); $N_{T.o}$ – число технологічних операцій;

P – потужність, розсіяна кристалом; T – температура навколишнього середовища.

В залежності від проектної ситуації аргументи в розглядуваній системі цільових функцій утворюють сукупності множин початкових даних на розробку (або з самого початку належать їм):

$$D = \{Y, O_s, K, O_k\},$$

де $Y = \{Y_1, \dots, Y_i\}$ – умови експлуатації; $O_s = \{O_{s1}, \dots, O_{sj}\}$ – обмеження на структуру і технологію перетворювача при заданих вимогах на основні

параметри; $K = \{K_1, \dots, K_i\}$ – показники якості основних електричних параметрів; $O_k = \{O_{k1}, \dots, O_{km}\}$ – обмеження на показники якості (фізичні, топологічні, метрологічні).

Таким чином, багатоваріантний аналіз і синтез структур та експлуатаційних особливостей ВІС АЦП дозволяють встановлювати залежності між їх електрофізичними і топологічними характеристиками, при цьому появляється можливість врахування фундаментальних фізичних обмежень, які накладені на технологію виготовлення і побудови ВІС, в тому числі даного АЦП.

1.5 Проектування структурної, функціональної схем

Виходячи з вимог та потреби розв’язання поставлених при проектуванні задач розробляємо структурну схему пристрою.

Проектування найкраще проводити поетапним методом, який передбачає перехід від нагромадження експериментальних даних і вихідних

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		46

величин. Вибираємо функціональні блоки, їх технічне та програмне забезпечення, а також зв'язки між ними.

Структурна схема складається з наступних блоків:

- малошумного операційного підсилювача;
- аналогового фільтра низьких частот;
- власне АЦП AD571;
- мультівібратора з можливістю перезапуску;
- двох 4-х розрядних паралельних регістрів.

Побудуємо функціональну схему, яка відповідає блокам схеми структурної.

Сигнал поступає на вхідний підсилювач ОП, який забезпечує високий вхідний опір і нормований коефіцієнт підсилення. Аналоговий НЧ фільтр (ФНЧ), забезпечує відсіювання гармонічних складових вхідного сигналу з частотами, що перевищують 0.8 від частоти Найквіста, яка визначається як $F_t/2$, де F_t - частота дискретизації АЦП, яка рівна 1/33 мкс, тобто ~ 30 кГц. Застосування такого фільтра дозволяє позбутися від ефекту "накладення", що спотворює спектр досліджуваного сигналу після його дискретизації.

Два виводи АЦП використовуються для задання опорної напруги $U_{оп}$: $U_{в.м.}$ – верхня межа $U_{оп}$, $U_{н.м.}$ – нижня межа $U_{оп}$. Різниця потенціалів на входах $U_{в.м.}$ і $U_{н.м.}$ і складає $U_{оп}$. Для досягання максимальної точності вимірювання потрібно вибрати максимально допустиме значення $U_{оп}$. В цьому випадку напруга зміщення нуля вхідного буфера і нелінійність передаточної характеристики АЦП буде вносити відносно малі похибки.

Тривалість такту перетворення задає мультівібратор синхронізації. Один цикл рівний двом періодам частоти мультівібратора. Час перетворення для АЦП AD571 складає 30мкс.

Для забезпечення взаємодії ЕОМ і зовнішнього пристрою на рівні одноразових команд або рівнобіжних кодів ТТЛ рівня, у АЦП передбачений доступ до двох 4-розрядних паралельних регістрів.

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
						47
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		

1.6 Проєктування та розрахунки схеми електричної принципової

Для спеціально розроблених блоків структурних та функціональних схем методом евристичного пошуку принципових схемних рішень будуюмо схему електричну принципову.

Номінальні значення напруг джерел живлення $U_{cc1} = 5V \pm 5\%$ і $U_{cc2} = -15V \pm 5\%$. Діапазони їх граничних змін складають $4,5V \leq U_{cc1} \leq 5,5V$ і $-16,5V \leq U_{cc2} \leq -13,5V$.

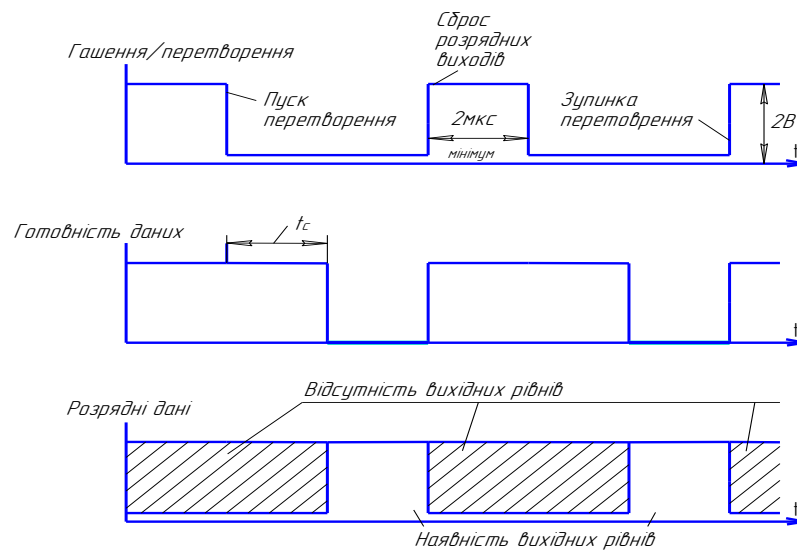


Рисунок 1.20 – Часова діаграма роботи ВІС АЦП AD571

Типові залежності основних електричних параметрів приведені на рис.1.21 і рис.1.22.

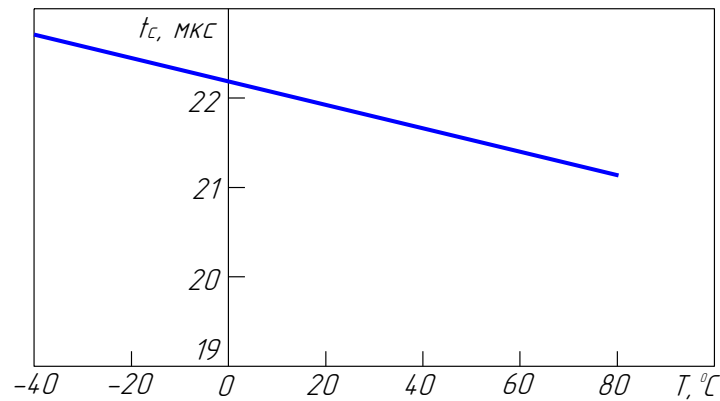


Рисунок 1.21 – Залежність часу перетворення від температури ВІС АЦП AD571

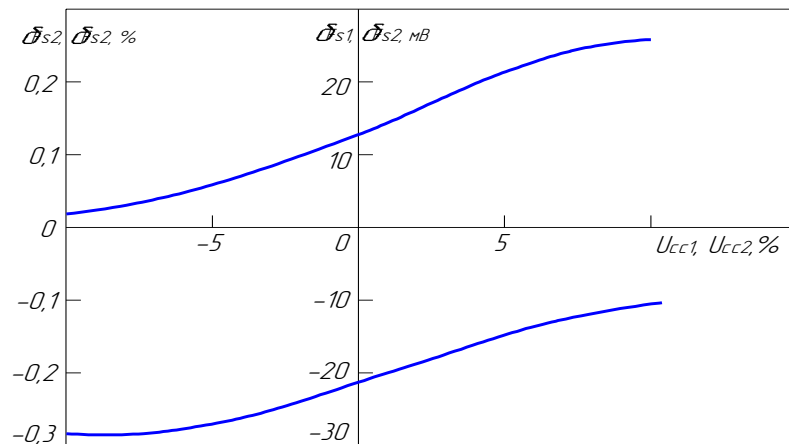


Рисунок 1.22 – Залежності від зміни напруг живлення абсолютних похибок перетворення в кінцевій точці шкали при уніполярній і біполярній напругах на вході ВІС АЦП AD571.

У ВІС AD571 вихідний струм ЦАП порівнюється з струмом, який протікає через вхідний резистор від джерела сигналу. Тим самим формується логічний сигнал управління РПП. Стабілізація розрядних струмів ЦАП здійснюється встроєним ІОН на основі стабілітрона зі „скритою” структурою.

Включення АЦП в режимі роботи з уніполярною вхідною напругою припускає під'єднання виводу 15 до цифрової землі (вивід 16). При цьому на

виході встроєного ЦАП задається струм, рівний струму СР, але протилежної полярності. При роботі АЦП з біполярною вхідною напругою електричні сигнали на вивід 15 не подаються.

Тактування РПП забезпечується імпульсами встроєного ГТІ з частотою слідкування 300-400кГц. Установка РПП в початкове положення і запуск його в режим перетворення виконується по зовнішньому сигналу Гашення і перетворення. По закінченні перетворення АЦП виробляє сигнал Готовність даних і інформація із РПП поступає на цифрові виходи через каскади з трьома станами. Часові діаграми вхідних і вихідних сигналів приведені на рис.2.1.

При необхідності напруга $U_{огН}$ може бути дедована до значення 10,24В за допомогою резистора з змінним опором до 250Ом.

Напруги від джерел живлення і вхідних сигналів подаються на ВІС АЦП AD571 в наступній послідовності: потенціал землі, напруга живлення U_{cc1} і U_{cc2} , напруга на входи управління, вхідна аналогова напруга. Порядок зняття напруг протилежний. Допускається їх одночасна подача і зняття.

Вимоги, які пропонувані до параметрів операційних підсилювачів (ОП), залежать від функцій, які вони виконують. Однак у всіх практичних випадках важливо зменшити похибку виконуваної операції, підвищити надійність, збільшити швидкодію. Вимоги мінімальної похибки і максимальної швидкодії суперечать як одна одній, так і вимогам надійності і простоти. Тому для конкретного застосування ОП доводиться вибирати компромісні рішення.

Інтегральні ОП є досить складними підсилювальними пристроями, які містять не менше трьох каскадів, не рахуючи пристроїв захисту, корекції і трансляторів рівня постійного потенціалу вниз.

По своїм параметрам і характеристикам інтегральний ОП наближається до ідеального ОП, фізично не реалізованого.

Сама назва „операційний підсилювач” зв’язана з відомими математичними операціями (сумування, ділення, диференціювання, логарифмування, інтегрування, порівняння). Інтегральні ОП

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		50

використовуються в якості інвертуючих і неінвертуючих підсилювачів і повторювачів напруги в багатьох електронних пристроях.

Коефіцієнт підсилення K рівний відношенню приросту вихідної напруги (струму) до визваної цим приріст вхідної напруги (струму).

Для визначення коефіцієнта підсилення ОП необхідно вимірювати напругу на його вхідних і вихідних виводах.

Для підсилення сигналу використовуємо малошумний операційний підсилювач загального призначення із середньою точністю К140УД6.

$$K_n = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} \quad (1.9)$$

$$K_n = \frac{10}{5} = 2$$

Коефіцієнт підсилення K_n обчислюється за формулою:

$$K_n = 1 + \frac{R_{23}}{R_{22}} \quad (1.10)$$

Виберемо $R_{23} = 75 \text{ кОм}$. Тоді,

$$R_{22} = \frac{R_{23}}{K_n - 1};$$

$$R_{22} = \frac{75}{2 - 1} = 75 (\text{кОм})$$

Дана мікросхема SN74LS123 (рис.1.23) – два мультивібратора з можливістю перезапуску. Кожен мультивібратор має виходи Q і $\bar{Q}$, вхід сбросу R (активний рівень – низький) і два входи запуску B – прямий з активним високим рівнем і A – інверсний з активним низьким рівнем.

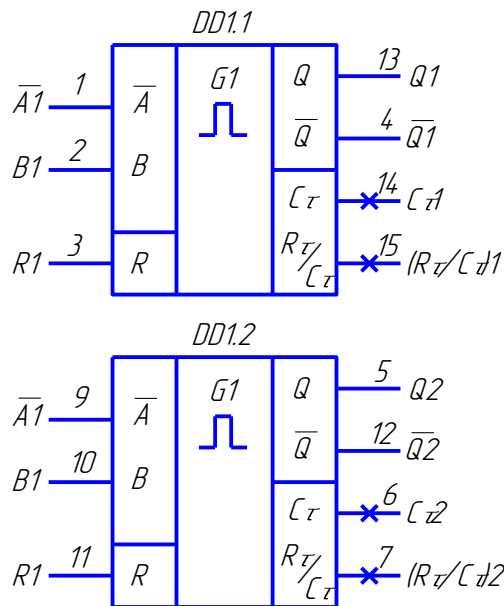


Рисунок 1.23 – Мультивібратор SN74LS123

Розрахуємо тривалість імпульсу за формулою:

$$\tau_{\text{вих}} = 0,28R_{\tau}C_{\tau}(1 + 0,7/R_{\tau}) \quad (1.11)$$

В нашому випадку $R_{\tau} = 10\text{кОм}$, $C_{\tau} = 0,1\text{мкФ}$.

Отже,

$$\tau_{\text{вих}} = 0,28 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} (1 + 0,7/10 \cdot 10^3) = 2\text{мкс}.$$

1.7 Вибір електрорадіокомпонентів

Вибір електрорадіокомпонентів пристрою є дуже відповідальним етапом у розробці. На даний момент є дуже багато типоміналів радіоелементів. Серед цього різноманіття необхідно вибрати саме той елемент, який би найкраще підходив по своїм характеристикам (допустимій напрузі, струму, граничній частоті, температурі, відносній вологості і т.д.) для включення його у схему. Нормальне функціонування пристрою, його

стабільна робота залежить в першу чергу від надійності і параметрів роботи елементів з яких він складається.

У схемі використані наступні типи радіоелементів:

мікросхеми: AD571, SN74LS123, Am2918, SN7486J та K140УД6

AD571 – повний аналого-цифровий перетворювач із еталонним сигналом і швидким послідовним наближенням: макс. 40 мкс. без пропусків кодів через температуру, цифрове мультимплексування AD571S: виходи з трьома станами, 18-контактний керамічний DIP, низька вартість, монолітна конструкція

SN74LS123 – моностабільні мультівібратори з повторним управлінням Ці мультівібратори, що запускаються постійним струмом, мають контроль ширини імпульсу трьома методами. Основна ширина імпульсу програмується вибором значень зовнішнього опору та ємності. LS122 має внутрішній резистор синхронізації, який дозволяє використовувати схеми лише із зовнішнім конденсатором. Після запуску базова ширина імпульсу може бути розширена шляхом повторного запуску стробованого низькорівневого активного (А) або високорівневого активного (В) входів або зменшена за допомогою перевизначального очищення. Перевизначення Clear завершує вихід Імпульс • Компенсація VCC і коливань температури • Постійний струм, що запускається від стробованих логічних входів Active-High або Active-Low • Можливість повторного запуску для дуже довгих вихідних імпульсів, до 100% робочого циклу • Внутрішні резистори синхронізації на LS122.

Am2918 – 4-розрядний паралельний регістр. Допускають безмежне нарощування розрядності;

SN7486J – 4 двохвхідних елемента АБО-НЕ;

Електричні параметри

Номінальна напруга живлення $5V \pm 5\%$

Вихідна напруга низького рівня $\leq 0,4V$

Вихідна напруга високого рівня $\geq 2,4V$

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		53

Струм споживання $\leq 50\text{мА}$

Споживча статична потужність на 1 логічний елемент $\leq 66\text{мВт}$

Час затримки розповсюдження при включенні $\leq 30\text{нс}$

К140УД6 – малошумний операційний підсилювач загального призначення.

Електричні параметри

Номінальна напруга живлення $\pm 15\text{В}$

Максимальна вихідна напруга $\geq 11\text{В}$

Вхідний струм $\leq 100\text{нА}$

Струм споживання $\leq 4\text{мА}$

Коефіцієнт підсилення напруги $30 \cdot 10^3$

Частота одиничного підсилення $\geq 0,4\text{МГц}$

Вхідний опір $\geq 1\text{МОм}$

Стабілітрони КС156А;

Електричні параметри

$U_{\text{ст.ном.}} = 5,6\text{В}; I_{\text{ст}} = 10\text{мА}; U_{\text{пр}} = 1\text{В}; \alpha U_{\text{ст}} = \pm 0,05\%/^{\circ}\text{C}$

Діоди КД522 - діоди кремнієві;

Електричні параметри

$U_{\text{обр.мах}} = 30\text{В}; I_{\text{прмах}} = 100\text{мА}; U_{\text{пр}} = 1,1\text{В при } I = 100\text{мА}; t_{\text{вос.обр.}} = 0,004\text{мкс}; C_{\text{д}} = 4\text{пФ}.$

С2-23 – резистор потужністю $0,125\text{Вт}$;

СПЗ-29 – підстроювальні резистори, однооборотні з круговим переміщенням рухомої системи.

Конденсатори

КМ-56 – керамічні конденсатори невеликої ємності біполярні з малим відхиленням від номінальної ємності і ТКЄ;

К50-35 – електролітичні конденсатори великої ємності для стабілізації і фільтрування напруги є досить новими і мають невеликі розміри;

Дроселі ДМ-0,1 – дросель індуктивністю 10мкГн

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
						54
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		

1.8 Розробка компоновки та монтажу друкованої плати виробу

Використовуючи САПР P-CAD 2006 та параметри типорозмірів корпусів вибраних елементів а також рекомендації щодо трасування окремих ліній електричного зв'язку для мікросхеми АЦП було спроектовано друковану плату та друкований вузол. Оформлені в середовищі Автокад креслення наведені на рис. 1.24 та рис. 1.25.

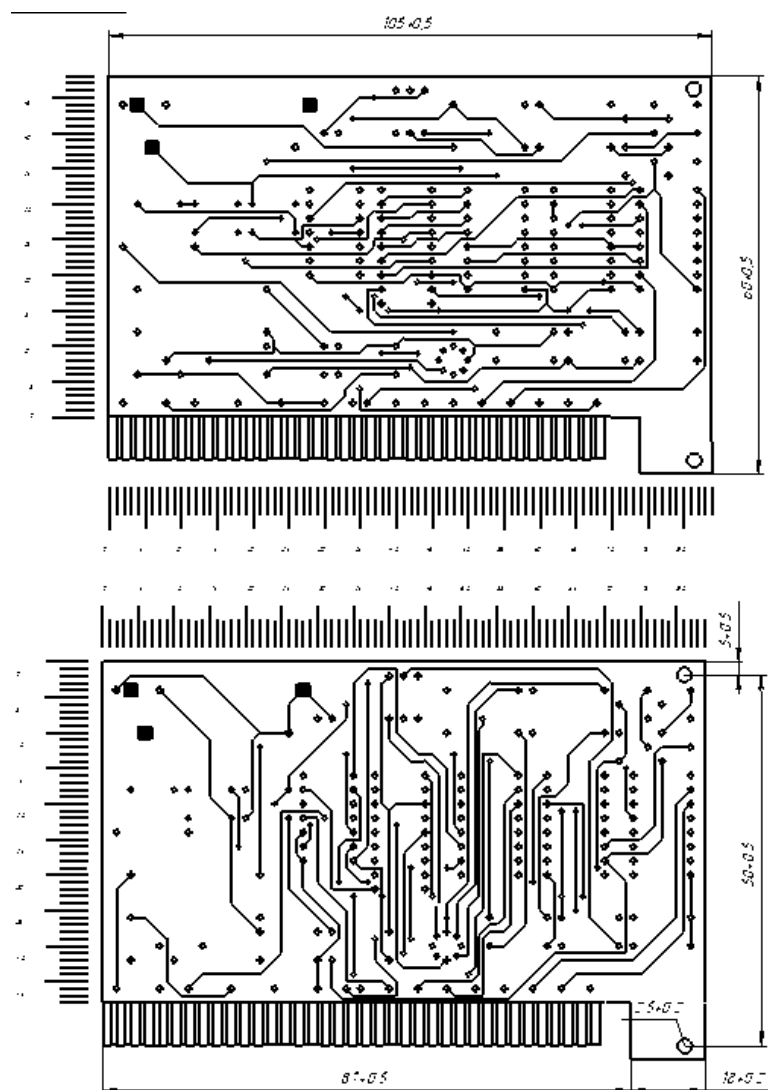


Рисунок 1.24 – Креслення друкованої плати

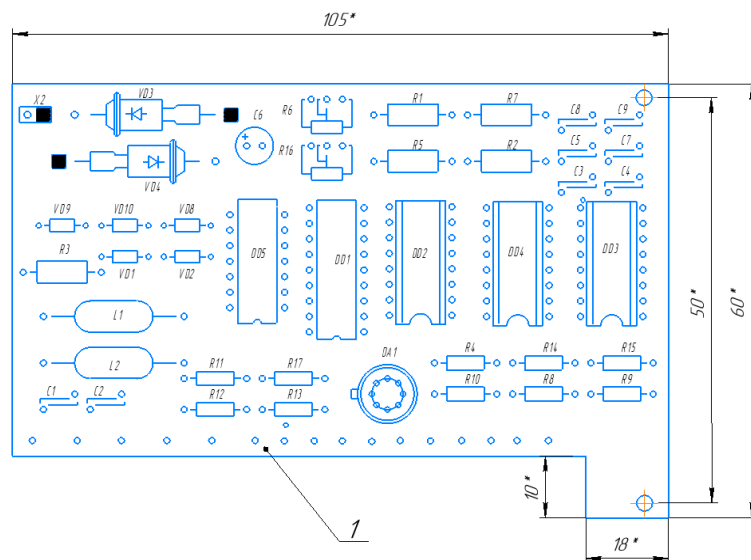


Рисунок 1.25 – Креслення друкованого вузла

1.9 Механічні розрахунки

Стійкість РЕА до механічних впливів прийнято характеризувати її віброміцністю і вібростійкістю. Перша характеристика зв'язана з транспортною вібрацією (апаратура включена), друга – з експлуатаційною (апаратура вимкнена). Віброміцністю називають здатність конструкції протидіяти руйнуючій дії вібрації. Вібростійкістю називають здатність конструкції РЕА виконувати свої функції при вібрації. Під міцністю розуміють здатність конструкції витримувати навантаження без остаточної деформації і руйнування.

Підвищення міцності в ряді випадків зв'язане із збільшенням маси конструкції або використанням дорогих і дефіцитних матеріалів (титану, легированих сталей і т.д.), складної технології їх обробки.

РЕА може піддаватися різноманітним механічним впливам. Найбільш часто РЕА піддається дії вібрації, яка може виникати при транспортуванні, при роботі різних механізмів.

Практика показує, що інтенсивність дії вібрації в деяких випадках може визначатися не тільки величиною амплітуди коливання, але і величиною максимального прискорення.

Найбільшу небезпеку для вібруючих елементів представляє випадок, коли частота вібрації співпадає з їх власними частотами коливань, тобто коли виникають резонансні явища.

В регулюючих радіоелементах під дією вібрації може спостерігатися порушення першовстановлених номіналів. Так, наприклад, у змінних резисторів можлива зміна опору, а у конденсаторів – зміна ємності. Крім того, вібрація пластин конденсаторів змінної ємності може викликати появу мікрофонного ефекту. Вібрація тяжких радіоелементів, кріплення яких здійснюється за допомогою шпильок, болтів і кронштейнів, може приводити до їх поломки. Зменшення вібрації може досягатися за рахунок встановлення між вібруючим об'єктом і основою прокладок, застосуванням амортизаторів, виготовленням ряду деталей із пластмас і проведенням цілого комплексу спеціальних конструкторських досліджень.

На розглядуваний АЦП вібраційні навантаження не впливають. Тому розрахунок вібростійкості в даному випадку проводити недоцільно.

1.10 Розрахунок надійності плати виробу

Надійність елементів являється одним із факторів, які впливають на інтенсивність відмов апаратури в цілому. Інтенсивність відмов визначається конструкцією, якістю виготовлення, умовами експлуатації і від електричних навантажень у схемі. Вплив зовнішніх факторів на надійність елементів можна оцінити за допомогою коефіцієнтів навантаження.

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
						57
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		

Таблиця 1.1 – інтенсивність відмов електрорадіоелементів

Назва елементу	Кількість	t_p	λ 1/год
Резистори постійні	14	$0,4 \cdot 10^{-6}$	$6 \cdot 10^{-6}$
Резистори підстроєні	2	$0,5 \cdot 10^{-6}$	$1,0 \cdot 10^{-6}$
Конденсатори електrolітичні	1	$1,2 \cdot 10^{-6}$	$3,6 \cdot 10^{-6}$
Конденсатори керамічні	7	$0,7 \cdot 10^{-6}$	$1,4 \cdot 10^{-6}$
Стабілітрони	2	$1,2 \cdot 10^{-6}$	$3,4 \cdot 10^{-6}$
Діоди	5	$1,0 \cdot 10^{-6}$	$2,0 \cdot 10^{-6}$
Мікросхеми	6	$1,5 \cdot 10^{-6}$	$3,05 \cdot 10^{-6}$
Пайка		$0,04 \cdot 10^{-6}$	$4,68 \cdot 10^{-6}$

Інтенсивність відмов системи:

$$\lambda_c = \sum_{j=1}^m \lambda_{0j} \cdot N_j \quad (1.12)$$

де m – число груп;

Імовірність безвідмовної роботи за 1000 годин:

$$P_c(t) = \exp(-\lambda_c \cdot t) \quad (1.13)$$

Середня наробка на відмову системи визначається по формулі:

$$T_c = \frac{1}{\lambda_c} \cdot 10^3 \quad (1.14)$$

Перед тим, як провести розрахунок, розіб'ємо всі наявні елементи схеми на групи по однаковій інтенсивності відмов (λ_{0j}) визначимо кількість елементів і запишемо дані в таблицю 1.1.

Інтенсивність відмов елементів схеми становить:

$$\lambda = \sum N \lambda_0 = 94 \cdot 10^{-6} \frac{1}{\text{год}} \quad (1.15)$$

Середнє напрацювання на відмову:

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		58

$$T_{сеп} = \frac{1}{\lambda} = 10309 \text{ год} \quad (1.16)$$

Загальна інтенсивність відмов елементів схеми:

$$t_{sym} = \sum \lambda = 28,78 \cdot 10^{-6} \text{ 1/год} \quad (1.17)$$

Середнє напрацювання на відмову:

$$E_{сеп} = 1/\lambda_{сум} = 0.0002053 \cdot 10^{+6} = 2053 \text{ год} \quad (1.18)$$

Імовірність безвідмовної роботи крім, фізичних властивостей. Часозалежна від t_p на протязі якого виріб повинен працювати безвідмовно. Підрахуємо ймовірність безвідмовної роботи протягом 4000 годин:

$$P(t) = e^{-\lambda t_p} = e^{-97^{-6} \cdot 4000} = 0,75$$

1.11 Висновки до розділу 1

В основній частині проведено аналіз технічного завдання, розглянуто принципи аналого-цифрового перетворення, проведено огляд схем-аналогів АЦП, проектування АЦП, проектування структурної, функціональної схем, проведено проектування та розрахунки схеми електричної принципової, проведено вибір електрорадіокомпонентів, розроблено компоновку та монтажу друкованої плати виробу, проведено механічні розрахунки, пораховано надійність плати виробу.

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		59

2 Безпека життєдіяльності, основи охорони праці

2.1 Планування заходів з охорони праці. Види планування та контролю стану охорони праці. Виявлення, оцінка та зменшення ризиків небезпечних подій

Метою планування заходів з охорони праці є визначення необхідних вкладень у заходи з охорони праці для ефективного впливу на стан охорони праці.

Система планів з охорони праці окремого підприємства може включати:

- перспективне планування (на період, більший одного року) ;
- поточне планування (на рік) ;
- оперативне планування (детальні плани, спрямовані на вирішення конкретних питань працезахоронної діяльності на підприємстві в короткостроковому, до одного року, періоді).

Планування в охороні праці може включати:

- визначення цілей діяльності з охорони праці на підприємстві та засобів їх досягнення;
- вибір методів і базових показників, за допомогою яких може здійснюватися оцінка необхідних вкладень в охорону праці;
- розрахунок суми вкладень у заходи з охорони праці та раціональний розподіл цієї суми за напрямками діяльності;
- забезпечення організації контролю виконання плану (при необхідності здійснення коригування запланованих показників) ;
- здійснення постійного контролю умов і безпеки праці на підприємстві та оперативне реагування на відхилення від нормативних вимог.

Перспективне планування вміщує найбільш важливі, трудомісткі і довгострокові за терміном виконання заходи з охорони праці, виконання яких,

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
						60
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		

як правило, вимагає сумісної роботи кількох підрозділів підприємства. Можливість виконання заходів перспективного плану повинна бути підтверджена обґрунтованим розрахунком необхідного матеріально-технічного забезпечення і фінансових витрат з зазначенням джерел фінансування.

До перспективних планів належить комплексний план покращення умов праці і санітарно-оздоровчих заходів, що передбачає створення, відповідно до нормативних актів з охорони праці, умов праці, пов'язаних з перспективними змінами підприємства. Таке планування, як правило, розраховане на термін від 2 до 5 років. Реалізація цих планів забезпечується через річні плани номенклатурних заходів з охорони праці, які вносяться до угоди, що є невід'ємною частиною колективного договору.

Поточне планування здійснюється у межах календарного року через розроблення відповідних заходів у розділі «Охорона праці» колективного договору.

Поточні плани передбачають реалізацію заходів із покращення умов праці, створення кращих побутових і соціальних умов на виробництві. Ці плани обов'язково забезпечуються фінансуванням згідно з розробленими кошторисами.

Питання охорони праці можуть віддзеркалюватися в інших поточних планах, які підприємства та організації можуть складати на вимогу трудових колективів:

- план соціального розвитку колективу;
- наукової організації праці;
- механізації важких і ручних робіт;
- охорони праці жінок;
- підготовки підприємства до робіт в осінньо-зимовий період;
- підвищення культури виробництва та ін.

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		61

Оперативне планування роботи з охорони праці здійснюється за підсумками контролю стану охорони праці в структурних підрозділах і на підприємстві в цілому.

Оперативні плани складаються для швидкого виправлення виявлених в процесі державного, відомчого і громадського контролю недоліків в стані охорони праці, а також для ліквідації наслідків аварій або стихійного лиха.

Оперативні заходи щодо усунення виявлених недоліків зазначаються безпосередньо у наказі власника підприємства, який видається за підсумками контролю, або у плані заходів, як додатку до наказу.

Організаційно-методичну роботу щодо складання перспективних, поточних та оперативних планів здійснює служба (спеціаліст) охорони праці.

2.2 Здійснення заходів щодо зниження дії радіоактивних випромінювань

Оцінка уразливості лабораторного блока живлення від радіоактивного забруднення і проникаючої радіації починається з визначення максимальних очікуваних значень рівня радіації і дози проникаючої радіації. За показник стійкості об'єкта приймається допустима доза радіації, яку можуть одержати люди за час робочої зміни.

Для характеристики радіоактивного забруднення застосовують ступінь (щільність) забруднення, який характеризується поверхневою щільністю забруднення радіонуклідами і вимірюється активністю радіонукліда на одиницю площі (об'єму). Основною дозиметричною величиною, за допомогою якої оцінюється дія радіації, є доза випромінювання - кількість енергії, яка поглинута одиницею маси опроміненого середовища. Експозиційна доза визначається тільки для повітря при гама і рентгенівському випромінюванні. Поглинута доза визначається для речовин. Місцевість, що забруднюється внаслідок радіаційної аварії, за щільністю забруднення радіонуклідами умовно поділяють на зони: зону відчуження, зону

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		62

безумовного (обов'язкового) відселення, зону гарантованого (добровільного) відселення і зону підвищеного радіоекологічного контролю.

За дозами опромінення зону забруднення поділяють на наступні зони: надзвичайно-небезпечного забруднення, небезпечного забруднення, сильного забруднення, помірного забруднення, і зону радіаційної небезпеки.

Також радіоактивне забруднення буде безпосередньо впливати лабораторного блока живлення, але і на його конструкцію, оскільки, до його складу входять метічні провідники з ізоляційним покриттям, металічний корпус, пласмасові роз'єми і самі радіоелементи (резистори, транзистори, мікросхема, конденсатори, діод).

Органічні речовини вельми чутливі до радіації. Вплив радіації призводить до перетворення молекул, що супроводжується хімічними реакціями, що викликають незворотні зміни природи речовини і її механічних властивостей.

Перетворення супроводжується виділенням газів, які в поєднанні з вологою утворюють кислоти, які здійснюють шкідливий вплив на ізоляційні матеріали. Більшість пластмас отримує механічне пошкодження навіть при малих дозах радіації.

Фенолформальдегід і метилметакрилат стають крихкими і деформуються. Поліетилен і полістирол - спочатку збільшується опір розриву і твердість, а потім вони стають крихкими. Більшість пластмас темніє і знебарвлюється. Просочення і ізоляційні масла псуються, як і оргматеріали. Синтетичний каучук і кремнійорганічна гума твердіють

Зміна електричних властивостей органічних речовин (провідність, діелектрична проникність, кут втрат) має оборотний характер. Час відновлення залежить від природи матеріалу та умов опромінення.

На неорганічні речовини (матеріали) радіація впливає менше, ніж на органічні. При опроміненні нейтронами можливо об'ємне розширення. Кварц і скло втрачають прозорість при великих дозах.

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
						63
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		

Вплив радіації на напівпровідниковий діод залежить від того, який ефект використаний в основі його роботи, виду матеріалу, питомого опору його, а також конструктивних особливостей діода. Оскільки в підсилювачі використані лише кремнієві діоди то розглянемо лише їхню реакцію.

Під впливом нейтронної радіації провідність точково-контактних діодів зменшується в прямому і зворотному напрямках; у площинних діодів провідність у прямому напрямку також зменшується. Пошкодження діодів обумовлюється зміною характеристик провідності в прямому напрямку. Вплив γ -опромінення викликає оборотні зміни зворотного струму.

Характеристика впливу радіоактивного забруднення на транзистор. Вплив опромінення викликає порушення кристалічної решітки матеріалу (основний ефект) і іонізацію (вторинний ефект). Внаслідок цього змінюються параметри напівпровідникових матеріалів – час життя основних носіїв, питома провідність, швидкість поверхневої рекомбінації дірок з електронами. Внаслідок зміни вищевказаних параметрів зменшується коефіцієнт підсилення по струму, збільшується зворотний струм колектора, зростають шуми транзистора.

Іонізація, створювана радіацією, інжектується надлишок носіїв у транзистор, внаслідок чого виникають значні шуми. Зміна коефіцієнта посилення є незворотнім, а зміни зворотного струму можуть бути оборотними і необоротними. Як бачимо змінюється основний із електричних параметрів підсилювача – коефіцієнт підсилення, а отже вихідна потужність.

Потрібно зазначити, що більшу радіаційну стійкість мають германієві транзистори в порівнянні з кремнієвими.

До основних методів захисту радіоелектронної апаратури відносять такі конструктивні рішення:

- правильно підбирати і розташовувати елементи;
- ширше використовувати керамічні ізолятори в частинах перемикачів, роз'ємах, гніздах і т.д.;

- застосовувати склотканина та інші неорганічні матеріали для манжет, кабельної ізоляції тощо;
- застосування елементів з неорганічних матеріалів, слюдяних і керамічних конденсаторів;
- застосовувати плівкові і металлопленочні опору;
- ретельно продумувати схему розташування, для зменшення струмів витоку і пробоя;
- екранувати найбільш чутливі елементи;
- правильно вибирати матеріали деталей конструкції;
- правильно вибирати напівпровідникові прилади (надавати перевагу германієвим).
- Для захисту від γ - променів добре екранують, захищають - свинець, вісмут, вольфрам, золото, платина, ртуть і деякі інші важкі матеріали.

2.3 Висновки до розділу 2

В розділі «Безпека життєдіяльності, основи охорони праці» розглянуто планування заходів з охорони праці. Види планування та контролю стану охорони праці. Виявлення, оцінка та зменшення ризиків небезпечних подій. Також описано заходи щодо зниження дії радіоактивних випромінювань

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
						65
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		

Висновки

В роботі було проведено проектування аналого-цифрового перетворювача низькочастотних сигналів.

Насамперед було проаналізовано різні архітектури АЦП та параметри і характеристики таких перетворювачів, зокрема роздільну здатність, помилки квантування, точність, нелінійність, частоту дискретизації, явище передискретизації, швидкість тощо. Також проведено аналіз схем аналогів АЦП, зокрема на інтегральних мікросхемах AD7737 та дискретних цифрових мікросхемах. За основу проектування використано мікросхему AD571, що є 10-розрядним послідовним АЦП, що складається з ЦАП, опорної напруги, тактового генератора, компаратора, регістра та вихідних буферів. Проаналізовано можливості цієї мікросхеми, її структуру та типові схеми включення, на основі чого розроблено схеми структурну, функціональну та принципову. Також проведено розрахунки схеми електричної. Далше було вибрано електрорадіокомпоненти та виходячи з типових вимог розроблено та оформлено відповідно до вимог креслення друкованої плати та компоновки друкованого вузла. Також проведено механічні розрахунки та розрахунки надійності спроектованого АЦП.

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
						66
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		

Список використаних джерел

1. https://en.wikipedia.org/wiki/Analog-to-digital_converter
2. Allen, Phillip E.; Holberg, Douglas R. (2002). CMOS Analog Circuit Design. ISBN 978-0-19-511644-1.
3. Walden, R. H. (1999). "Analog-to-digital converter survey and analysis". IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 17 (4): 539–550.
4. Ndjountche, Tertulien (May 24, 2011). CMOS Analog Integrated Circuits: High-Speed and Power-Efficient Design. Boca Raton, FL: CRC Press. ISBN 978-1-4398-5491-4.
5. Микитишин А. Г., Митник М. М., Стухляк П. Д. Телекомунікаційні системи та мережі. Тернопіль: Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, 2017. 384 с.
6. Яворський Б. І. Математичні основи радіоелектроніки. Частина І. Тернопіль: ТПІ імені Івана Пулюя. 1996. 184 с.
7. Драган Я.П., Яворський Б. І., Яворська Є. Б. Концепції і принципи побудови моделей для означення метрологічних характеристик ритміки кардіосигналів. Вісник нац. унів. "Львівська політехніка": зб. наук. пр. Львів: Національний університет "Львівська політехніка", 2002. № 443. С. 200-205.
8. Юзьків А. В., Яворський Б. І. Математичне моделювання електроретинографічних сигналів. Вісник ТДТУ. Тернопіль, 1997. № 2. С. 40-45.
9. Дедів І.Ю., Сверстюк А.С., Дедів Л.Є., Дозорський В.Г., Хвостівський М.О. Математичне моделювання, методи та програмне забезпечення опрацювання дихальних шумів у комп'ютерних аускультативних діагностичних системах: наукова монографія. Львів: Видавництво «Магнолія - 2006», 2021. 126 с. ISBN 978-617-574-219-8.
10. Дедів Л.Є., Сверстюк А.С., Дедів І.Ю., Хвостівський М.О., Дозорський В.Г., Яворська Є.Б. Математичне та комп'ютерне моделювання

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		67

електрокардіосигналів у системах голтерівського моніторингу: наукова монографія. Львів: Видавництво «Магнолія - 2006», 2021. 120 с. ISBN 978-617-574-218-1.

11. Khvostivska L., Khvostivskyi M., Dunets V., Dediv I. (2023) Matematychnе, alhorytmichne ta prohramne zabezpechennia synfaznoho vyivlennia radiosyhnaliv v elektronnykh komunikatsiinykh merezhakh iz zavadamy [Mathematical, algorithmic and software support of synphase detection of radio signals in electronic communication networks with noises]. Scientific Journal of TNTU (Tern.), vol. 111, no 3, pp. 48-57 [in Ukrainian].

12. Dozorskyi V., Dediv I., Sverstiuk S., Nykytyuk V., Karnaukhov A. The Method of Commands Identification to Voice Control of the Electric Wheelchair. Proceedings of the 1st International Workshop on Computer Information Technologies in Industry 4.0 (CITI 2023). CEUR Workshop Proceedings. Ternopil, Ukraine, June 14-16, 2023. P.233-240. ISSN 1613-0073.CEUR Workshop Proceedings. Ternopil, Ukraine.

13. Дозорський В.Г., Дозорська О.Ф., Дедів Л.Є., Дедів І.Ю., Паньків І. М., Яворська Є.Б. Структура системи відбору біосигналів для задачі відновлення комунікативної функції людини. Вісник Хмельницького національного університету: технічні науки. – Хмельницький: редакція журналу "Вісник Хмельницького національного університету". – 2019. - №2(271) – с. 183-186.

14. Хвостівська Л.В., Осухівська Г.М., Хвостівський М.О., Шадріна Г.М., Дедів, І. Ю. Розвиток методів та алгоритмів обчислення періоду стохастичних біомедичних сигналів для медичних комп'ютерно-діagnostичних систем. Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування. /Категорія В/ 2019. Вип. 79. С. 78-84. doi: 10.20535/RADAR.2019.79.78-84.

15. Дозорська О.Ф., Яворська Є.Б., Дозорський В.Г., Дедів Л.Є. і Дедів І.Ю. Метод виявлення ознак основного тону в структурі електроміографічних

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		68

сигналів для задачі компенсації порушеної комунікативної функції людини», Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування, (81), с. 56-64. doi: 10.20535/RADAP.2020.81.56-64.

16. Методичні вказівки для виконання курсового проекту з дисципліни «Матеріали та основи технології електронних апаратів» : для студентів напряму підготовки 6.050902 "Радіоелектронні апарати" / укл. : В. Г. Дозорський. – Тернопіль : ТНТУ імені Івана Пулюя, 2015. – 47 с.

17. Автоматизація виробничих процесів : навч. посіб. / Проць Я. І., Савків В. Б., Шкодзінський О. К., Ляшук О. Л. Тернопіль : ТНТУ ім. І.Пулюя, 2011. 344с.

18. Микитишин А. Г., Митник М. М., Стухляк П. Д., Пасічник В. В. Комп'ютерні мережі : навчальний посібник. Книга 1. Львів : «Магнолія 2006». 2013. 256 с.

19. Микитишин А. Г., Митник М. М., Стухляк П. Д., Пасічник В. В. Комп'ютерні мережі. Книга 2. [навчальний посібник]. Львів : "Магнолія 2006", 2014. 312 с.

20. Безпека в надзвичайних ситуаціях. Методичний посібник для здобувачів освітнього ступеня «магістр» всіх спеціальностей денної та заочної (дистанційної) форм навчання / укл.: Стручок В. С. Тернопіль: ФОП Паляниця В. А., 2022. 156 с.

21. Ткачук Р. А. Основи технології радіоелектронних апаратів: навчальний посібник / Р. А. Ткачук, В. Г. Дозорський, Л. Є. Дедів, І. Ю. Дедів. - Тернопіль : Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, 2017. - 336 с.

					ЮАВ 2.893.001 ПЗ	Арк
						69
Зм	Арк	№ докум	Підпис	Дат		

ДОДАТКИ

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ТЕРНОПІЛЬСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ ІМЕНІ ІВАНА ПУЛЮЯ

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри РТ
_____ к.т.н. Дунець В.Л.
“03” червня 2024 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

на кваліфікаційну роботу бакалавра

На тему: «Аналого-цифровий перетворювач низькочастотних сигналів»

Узгоджено:

Керівник кваліфікаційної роботи

Дедів І.Ю. _____

“ ____ ” _____ 2024 р.

“ВИКОНАВЕЦЬ”

Студент групи РАС-41

Юцишин А.В. _____

“ ____ ” _____ 2024 р.

Тернопіль 2024

1 НАЗВА КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ Й ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ

1.1 Назва: “Аналого-цифровий перетворювач низькочастотних сигналів”

1.2 Підставою для виконання кваліфікаційної роботи є наказ по університету на затвердження дипломного проекту № 4/7-581 від 03.06.2024 р.).

2 ВИКОНАВЕЦЬ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

2.1. Студент Ющишин А.В. групи РАС-41, кафедри радіотехнічних систем, Тернопільського національного технічного університету імені Івана Пулюя.

3 МЕТА КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Метою роботи є розробка аналого-цифрового перетворювача низькочастотних сигналів, що включає в себе:

- вибір апаратного забезпечення для даного пристрою;
- вибір елементної бази розроблювального пристрою;
- розрахунок і вибір компонентів для оптимальної роботи пристрою;
- розробку друкованої плати та друкованого вузла.

4 ТЕХНІЧНІ ВИМОГИ

АЦП повинен забезпечувати наступні технічні параметри:

- частота дискретизації – 10000 Гц;
 - розрядність квантування – 16 біт;
 - максимальна амплітуда вхідного сигналу – 25 мВ;
 - споживана потужність, не більше – 5 Вт;
 - температурні межі від +10 °С...+ 35 °С;
- Атмосферний тиск (760+30) мм рт. ст., (101,3 +4) кПа.

Відносна вологість повітря до 80% при температурі до +25 °С.

5 ВИМОГИ ДО ДОКУМЕНТАЦІЇ

5.1 Конструкторська документація повинна відповідати вимогам ЄСКД та ДСТУ.

5.2. Комплект конструкторської документації повинен складатися з:

- Пояснювальна записка;
- Структурна схема пристрою;
- Принципова схема пристрою;
- Друкована плата;
- Друкований вузол.

ПОРЯДОК ВИКОНАННЯ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Таблиця 6.1 - Стадії та етапи виконання кваліфікаційної роботи

№ етапу	Назва етапу виконання	Термін виконання
1	Розробка та затвердження технічного завдання	22.02. 2024
2	Аналіз технічного завдання, підбір бібліографічних матеріалів, необхідних для виконання роботи	1.03. 2024
3	Вибір власних схемо-технічних рішень	16.03.2024
4	Вибір елементної бази для розроблюваного пристрою;	29.03.2024
5	Розрахунок основних вузлів у схемі пристрою.	12.04.2024
6	Створення допоміжної документації	26.04.2024
7	Розроблення креслень	26.04.2024
8	Розділ охорони праці та безпеки життєдіяльності	10.05.2024
9	Нормоконтроль	24.05.2024
10	Попередній захист	31.05.2024
11	Захист	23.05.2024

ДОДАТКОВІ УМОВИ ВИКОНАННЯ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

.1 Під час виконання кваліфікаційної роботи в дане технічне завдання можуть вноситися зміни та доповнення.

Поз. познач.	Найменування	Кіл.	Примітка					
	<u>Конденсатори</u>							
	КМ ОЖО.460.861 ТУ							
	К50-16 ОЖО.464.111 ТУ							
C1-C5	КМ-5Б-Н90-0,1мкФ	5						
C6	К50-16-16В-10 мкФ	1						
C7,C8	КМ-5Б-Н90-0,1мкФ	2						
	<u>Резистори</u>							
	C2-23 ОЖО.467.104 ТУ							
	СПЗ-19 ОЖО.468.354 ТУ							
R1	C2-23-0,125-7,5кОм + 5%	1						
R2	C2-23-0,125-47кОм + 5%	1						
R3, R7	C2-23-0,125-75кОм + 5%	2						
R4	C2-23-0,125-1,2кОм + 5%	1						
R5	C2-23-0,125-9,1кОм + 5%	1						
R6	СПЗ-19-10кОм + 10%	1						
R8	C2-23-0,125-7,5кОм + 5%	1						
R9	C2-23-0,125-4,7кОм + 5%	1						
R10	C2-23-0,125-120кОм + 5%	1						
R11	C2-23-0,125-1,2кОм + 5%	1						
R12	C2-23-0,125-100м + 5%	1						
R13	C2-23-0,125-10кОм + 5%	1						
R14	C2-23-0,125-3кОм + 5%	1						
R15	C2-23-0,125-5кОм + 5%	1						
R16	СПЗ-19-100кОм + 10%	1						
	<u>Діоди</u> КД522 Р3.362.029 ТУ							
VD1, VD2	КД522	2						
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	ЮАВ 2.893.001 ПЕЗ			
Розроб.	Ющишин А.В				Аналогово-цифровий перетворювач	Лім.	Арк.	Аркушів
Перевір.	Дедів І.Ю.						2	1
Н. Контр.	Марценюк А.С.					ТНТУ, гр. РАС-41		
Затверд.	Дунець В.Л.							
Реценз.	Дозорська О.Ф.				Перелік елементів			

[illegible]

[illegible]

<i>Форма</i>	<i>Зона.</i>	<i>Поз.</i>	<i>Позначення</i>	<i>Назва</i>	<i>Кіл.</i>	<i>Примітка</i>
				Мікросхеми		
		9		AD571	1	DD1
		10		SN74LS123	2	DD2, DD3
		11		Am2918	1	DD4
		12		SN7486J	1	DD5
		13		K140УД6	1	DA1
				Резистори		
				C2-23-0,125 ОЖО.464.080 ТУ		
				СП3-39НА ОЖО.464.080 ТУ		
		14		7,5 кОм ±1%	1	R1
		15		47 кОм ±1%	1	R2
		16		75 кОм ±1%	2	R3,R7
		17		1,2 кОм ±1%	1	R4
		18		9,1 кОм ±1%	1	R5
		19		СП3-19-10кОм + 10%	1	R6
		20		7,5 кОм ±1%	1	R8
		21		4,7 кОм ±1%	1	R9
		22		120 кОм ±1%	1	R10
		23		1,2 кОм ±1%	1	R11
		24		10 Ом ±1%	1	R12
		25		10 кОм ±1%	1	R13
		26		3 кОм ±1%	1	R14
		27		5 кОм ±1%	1	R15
		28		СП3-19-100кОм + 10%	1	R16
				Дроселі		
		29		ДМ-0,1-10мкГн	2	L1,L2
		30		Вилка PLS2	1	X2
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дат	ЮАВ 2.893.001	
					Арк. 2	