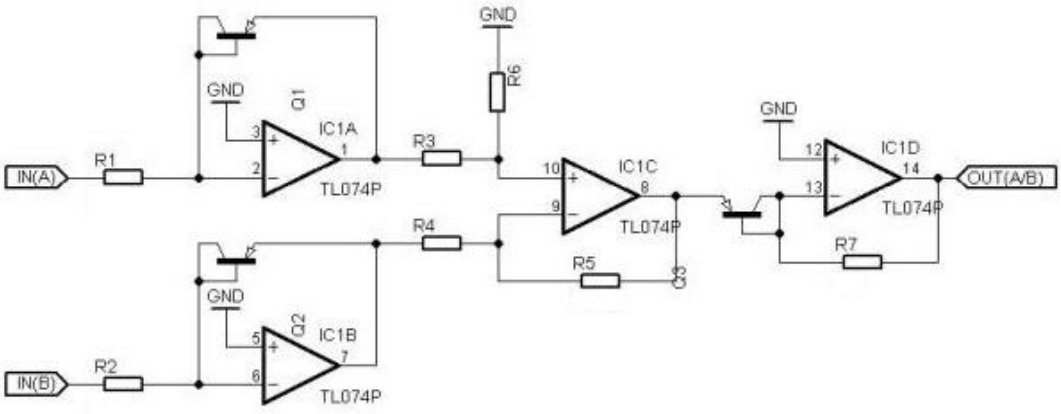
М. Г. Тарновський, Л. В. Крупельницький

АНАЛОГОВІ ТА АНАЛОГО-ЦИФРОВІ ПРИСТРОЇ



Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

М. Г. Тарновський, Л. В. Крупельницький

АНАЛОГОВІ ТА АНАЛОГО-ЦИФРОВІ ПРИСТРОЇ

Електронний конспект лекцій
комбінованого (локального та мережного) використання

Вінниця
ВНТУ
2022

УДК [004.387:621.38](075.8)
Т21

Рекомендовано до видання Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 7 від 31.03.2022 р.)

Рецензенти:
О. В. Осадчук, доктор технічних наук, професор
К. В. Овчинников, кандидат технічних наук, доцент
О. М. Кузьміна, кандидат технічних наук, доцент

Тарновський, М. Г.

Т 21 Аналогові та аналого-цифрові пристрої : електронний конспект лекцій комбінованого (локального та мережного) використання [Електронний ресурс] / М. Г. Тарновський, Л. В. Крупельницький. – Вінниця : ВНТУ, 2022. – 88 с.

У конспекті лекцій розглянуто особливості схемної реалізації на операційних підсилювачах базових пристроїв аналогової та аналого-цифрової техніки, їх призначення, особливості та основні принципи функціонування, викладено принципи структурної побудови та функціонування основних типів ЦАП та АЦП.

УДК [004.387:621.38](075.8)

© ВНТУ, 2022

ЗМІСТ

ВСТУП 4
ЛЕКЦІЯ 1. АНАЛОГОВЕ ТА ЦИФРОВЕ ПОДАННЯ ІНФОРМАЦІЇ .. 5
ЛЕКЦІЯ 2. ОСНОВНІ ПРАМЕТРИ ТА ХАРАКТЕРИСТИКИ АНАЛОГОВИХ ПРИСТРОЇВ 10
ЛЕКЦІЯ 3. ЗВОРОТНІЙ ЗВ′ЯЗОК В АНАЛОГОВИХ ПРИСТРОЯХ . 15
ЛЕКЦІЯ 4. ОСНОВИ ТЕОРІЇ ОПЕРАЦІЙНОГО ПІДСИЛЮВАЧА .. 20
ЛЕКЦІЯ 5. БАЗОВІ СХЕМИ ВМИКАННЯ ОПЕРАЦІЙНОГО ПІДСИЛЮВАЧА 23
ЛЕКЦІЯ 6. АНАЛОГОВІ ОБЧИСЛЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ 34
ЛЕКЦІЯ 7. ПРИСТРОЇ ЛІНІЙНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ.41
ЛЕКЦІЯ 8. ПРИСТРОЇ ПОРІВНЯННЯ АНАЛОГОВИХ СИГНАЛІВ 47
ЛЕКЦІЯ 9. ГЕНЕРАТОРИ 55
ЛЕКЦІЯ 10. ЦИФРО-АНАЛОГОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ (ЦАП) 60
ЛЕКЦІЯ 11. АНАЛОГО-ЦИФРОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ (АЦП) 69
ПЕРЕЛІК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ 87

ВСТУП

Аналогові пристрої обробки сигналів залишаються широко використовуваними у сучасній електронній техніці. Це пов′язано з тим, що більшість типів датчиків, або так званих перетворювачів фізичних величин, є джерелами аналогових сигналів, а для керування багатьма виконавчими елементами, наприклад, електродвигунами, використовується безперервний електричний струм. Виходячи з того, що сучасні інформаційні системи реалізуються на основі засобів обчислювальної техніки, які працюють з цифровими сигналами, спряження їх з об′єктами керування забезпечується аналоговими та аналого-цифровими пристроями.

Даний конспект лекцій орієнтований на студентів бакалаврського рівня вищої освіти спеціальності 123 Комп'ютерна інженерія та розроблений відповідно до робочої навчальної програми дисципліни «Аналогові та аналого-цифрові пристрої». Його метою є надання знань про основні принципи побудови та функціонування базових функціональних вузлів аналогової та аналого-цифрової техніки, ознайомлення з їх основними параметрами та характеристиками, формування навичок для самостійної розробки та аналізу схем аналогових та аналого-цифрових пристроїв. Автори сподіваються, що наведений матеріал буде корисний для студентів інших спеціальностей, які передбачають оволодіння теоретичними знаннями та практичними навичками в області електроніки та схемотехніки. Вивчення пропонованого лекційного матеріалу передбачає наявність знань з фізики, математики та теорії електричних та магнітних кіл.

Підготовка даного конспекту лекцій обумовлена обмеженою кількістю наявної україномовної навчальної літератури за даною тематикою та тим, що більшість з виданих підручників та навчальних посібників з аналогової електроніки розраховані на більшу кількість аудиторних годин і в основному орієнтовані на вивчення елементної бази та транзисторної схемотехніки. Дане видання спрямоване на стисле викладання матеріалу з основ схемотехнічної побудови на базі операційних підсилювачів основних функціональних вузлів аналогової та аналого-цифрової техніки.

Матеріал лекцій поділений на три змістовні модулі:

Змістовий модуль 1. Основні поняття аналогової електроніки (лекції 1-3).

Змістовий модуль 2. Аналогові операційні пристрої на операційних підсилювачах (лекції 4-9).

Змістовий модуль 3. Цифро-аналогові та аналого-цифрові перетворювачі (лекції 10-11).

ЛЕКЦІЯ 1. АНАЛОГОВЕ ТА ЦИФРОВЕ ПОДАННЯ ІНФОРМАЦІЇ

План

1. Поняття сигналу. Аналогові та цифрові сигнали.
2. Аналогове та цифрове подання інформації.

1. Поняття сигналу. Аналогові та цифрові сигнали

Сигнал – це будь-яка фізична величина (наприклад, температура, тиск повітря, інтенсивність світла, сила струму і т.д.), що змінюється з часом. Саме завдяки цій зміні сигнал може нести в собі якусь інформацію.

Електричний сигнал – це електрична величина (наприклад, напруга, струм, потужність), що змінюється з часом. Вся електроніка в основному працює з електричними сигналами, хоча зараз все більше використовуються світлові сигнали, які представляють собою змінюється в часі інтенсивність світла.

Аналоговий сигнал – це сигнал, який може приймати будь-які значення в певних межах (наприклад, напруга може плавно змінюватися в межах від нуля до десяти вольт) (рис. 1.1 а). Пристрої, що працюють тільки з аналоговими сигналами, називаються аналоговими пристроями.

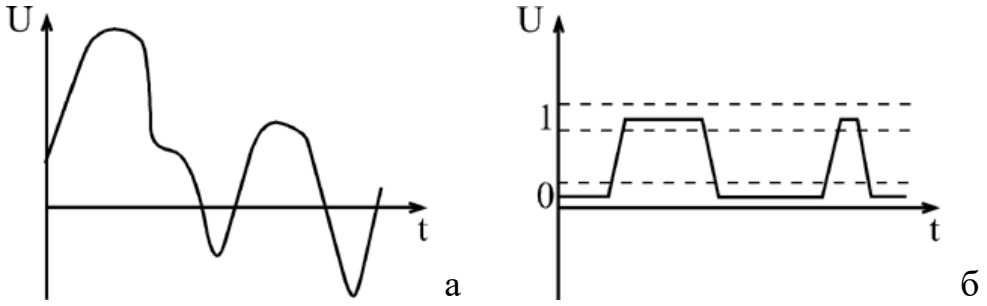


Рисунок 1.1 – Електричні сигнали: аналоговий (а) і цифровий (б)

Цифровий сигнал – це сигнал, який може приймати тільки два (іноді три) значення, причому дозволені деякі відхилення від цих значень (рис. 1.1 б). Наприклад, напруга може приймати два значення: від 0 до 0,5 В (рівень нуля) або від 2,5 до 5 В (рівень одиниці). Пристрої, що працюють виключно з цифровими сигналами, називаються цифровими пристроями.

Отже, головна відмінність між аналоговими та цифровими сигналами полягає у тому, що аналоговий сигнал є безперервним, а цифровий – дискретним. У зв′язку з цим немає ніякого двозначного тлумачення

цифрової величини, тоді як значення аналогової величини часто може мати різну інтерпретацію.

Можна сказати, що в природі практично всі сигнали – аналогові, тобто вони змінюються безперервно в якихось межах. Саме тому перші електронні пристрої були аналоговими. Вони перетворювали фізичні величини в пропорційні їм напругу або струм, здійснювали над ними якісь операції і потім виконували обернені перетворення у фізичні величини. Наприклад, голос людини (коливання повітря) за допомогою мікрофона перетворюється в електричні коливання, потім ці електричні сигнали посилюються електронним підсилювачем і за допомогою акустичної системи знову перетворюються в коливання повітря – в більш потужний звук.

Однак аналогові сигнали і аналогова електроніка, що працює з ними, мають значні недоліки, пов'язані саме з природою аналогових сигналів. Справа у тому, що аналогові сигнали чутливі до дії всіляких паразитних сигналів – шумів, наведень, перешкод. Шум – це внутрішні хаотичні слабкі сигнали будь-якого електронного пристрою (мікрофона, транзистора, резистора і т. д.).

Всі операції, що здійснюються електронними пристроями над сигналами, можна умовно розділити на три великі групи:

• обробка (або перетворення);

• передача;

• зберігання.

У всіх цих трьох випадках корисні сигнали спотворюються паразитними – шумами, перешкодами, наводками. Крім того, в процесі обробки сигналів (наприклад, під час посилення, фільтрації) ще і спотворюється їх форма – через недосконаліть, неідеальної електронних пристроїв. А під час передачі на великі відстані і у разі зберігання сигнали до того ж послаблюються.

У випадку аналогових сигналів все це суттєво погіршує корисний сигнал (рис. 1.2, а). Тому кожне перетворення, кожне проміжне зберігання, кожна передача по кабелю або ефіру погіршує аналоговий сигнал, іноді аж до його повного знищення. Треба ще врахувати, що всі шуми, перешкоди і наведення принципово не піддаються точному розрахунку, тому точно описати поведінку будь-яких аналогових пристроїв абсолютно неможливо. До того ж з часом параметри всіх аналогових пристроїв змінюються через старіння елементів, тому характеристики цих пристроїв не залишаються постійними.

На відміну від аналогових, цифрові сигнали, які мають лише два дозволених значення, захищені від дії шумів, наведень і перешкод набагато

краще. Невеликі відхилення від дозволених значень ніяк не спотворюють цифровий сигнал, тому що завжди існують зони допустимих відхилень (рис. 1.2, б). Саме тому цифрові сигнали допускають набагато більш складну і багатоступеневу обробку, набагато більш тривале зберігання без втрат і набагато більш якісну передачу, ніж аналогові. До того ж поведінку цифрових пристроїв завжди можна абсолютно точно розрахувати і передбачити. Цифрові пристрої набагато менш схильні до старіння, оскільки невелика зміна їх параметрів ніяк не відбивається на їх функціонуванні. Крім того, цифрові пристрої простіше проектувати і налагоджувати. Зрозуміло, що всі ці переваги забезпечують бурхливий розвиток цифрової електроніки.

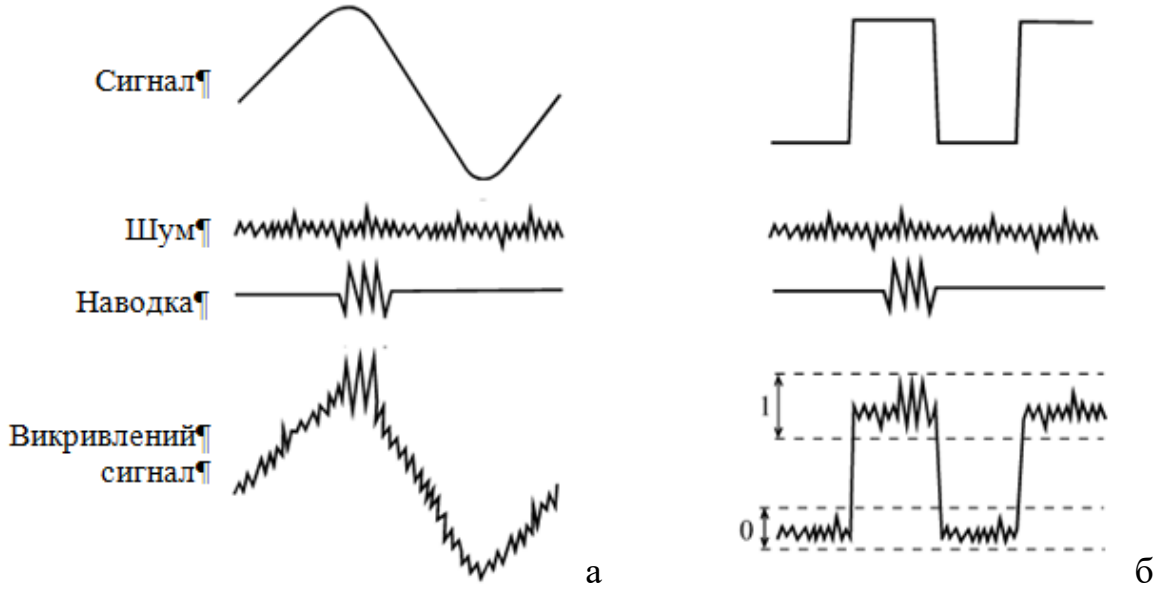


Рисунок 1.2 – Спотворення аналогового (а) та цифрового (б) сигналів

Не зважаючи на це, аналогові пристрої обробки сигналів продовжують займати важливе місце в промисловій електроніці. Це пояснюється тим, що більшість типів первинних перетворювачів фізичних величин – датчики температури, тиску та ін. – є джерелами аналогових сигналів, а керування багатьма виконавчими елементами в об'єктах управління – електродвигунами, електромагнітами і т. п. – відбувається електричним струмом, що безперервно змінюється. Складні системи управління, основою яких є цифрові обчислювальні комплекси, з′єднуються з об'єктами управління і датчиками за допомогою аналогових та аналого-цифрових пристроїв.

Не зважаючи на усі переваги цифрових сигналів, у них є і великий недолік. Справа в тому, що на кожному зі своїх дозволених рівнів цифровий сигнал має залишатися хоча б протягом якогось мінімального

часового інтервалу, інакше його неможливо буде розпізнати. А аналоговий сигнал може набувати будь-якого свого значення нескінченно малий час. Можна сказати й інакше: аналоговий сигнал визначений в безперервному часі (тобто в будь-який момент часу), а цифровий – в дискретному (тобто тільки у виділені моменти часу). Тому максимально досяжна швидкодія аналогових пристроїв завжди принципово більша, ніж цифрових. Швидкість обробки і передачі інформації аналоговим пристроєм завжди може бути вищою, ніж швидкість обробки і передачі цифровим пристроєм.

Крім того, цифровий сигнал передає інформацію тільки двома рівнями і зміною одного свого рівня на інший, а аналоговий – ще і кожним поточним значенням свого рівня, тобто він більш ємний з погляду передачі інформації. Тому для передачі того обсягу інформації, що міститься в одному аналоговому сигналі, найчастіше доводиться використовувати кілька цифрових (найчастіше від 4 до 16).

До того ж, як уже зазначалося, в природі усі сигнали – аналогові, тобто для перетворення їх у цифрові і для оберненого перетворення потрібно застосовувати спеціальні пристрої (аналого-цифрових і цифро-аналогових перетворювачів). Так що ніщо не дається даром, і плата за переваги цифрових пристроїв може з часом виявитися неприйнятно великою.

2. Аналогове та цифрове подання інформації

З врахуванням поділу сигналів на аналогові та цифрові розрізняють аналогову і цифрову форми подання інформації. З філософського погляду **форма подання інформації** є нічим іншим, як способом відображення вихідної різноманітності. У разі **аналогового подання** результат відображення схожий на те, що відображається, аналогічний йому. У випадку **цифрового подання** відображення умовне, і функція, що описує його, більш-менш довільна. Цифрове подання інформаціє є частковим випадком більш загального кодового подання, за якого кодовими символами є цифри.

Не потрібно змішувати пару понять «аналог – код» з парою понять «безперервне – дискретне (переривчасте)». Справедливо, що кодові символи завжди дискретні за змістом; але це не перешкоджає їх передачі сигналами, що плавно змінюються. Так, фонеми в «членороздільній» мові ми сприймаємо як окремі дискретні одиниці, у той час як мовний сигнал на осцилограмі виглядає як безперервна функція часу. З іншого боку, аналогове подання інформації може бути переривчастим у часі або у просторі (дискретизованим), а також і за розміром (квантованим), – наприклад, вихідний сигнал ЦАП, заздалегідь аналоговий, є квантованим

за розміром. Відзначимо, що існують «дискретно-аналогове» подання інформації, наприклад, значення відображається перемиканням світлодіодів в лінійці, в якій світиться завжди один світлодіод з багатьох, розташованих впритул один до одного.

Переваги аналогового подання – наочність, простота виявлення тенденцій зміни, багатство деталей; недоліки – складність обробки (зазвичай для кожної операції потрібно самостійний функціональний блок) і схильність спотворень (наприклад, на електричний аналоговий сигнал впливає опір лінії). За цифрового подання обробка, як математична, так і логічна, може виконуватися уніфікованими засобами. Що ж стосується спотворень, то завдяки смисловій дискретності кодових символів, не надто великі спотворення не змінюють їх смислу. Тому, зокрема, теоретично можлива як завгодно висока точність цифрового подання інформації, що залежить тільки від розрядності коду (реально точність визначається похибкою отримання інформації, але і в цьому відношенні цифрові засоби з ряду причин виявляються кращими).

Контрольні питання

1. Що таке сигнал?
2. Який сигнал називається аналоговим?
3. Який сигнал називається цифровим?
4. Які особливості аналогового сигналу?
5. Які особливості цифрового сигналу?
6. Які особливості аналогового подання інформації?
7. Які особливості цифрового подання інформації?

ЛЕКЦІЯ 2. ОСНОВНІ ПРАМЕТРИ ТА ХАРАКТЕРИСТИКИ АНАЛОГОВИХ ПРИСТРОЇВ

План

1. Основні параметри аналогових пристроїв.
2. Амплітудно-та фазочастотна характеристики.
3. Лінійні та нелінійні спотворення.
4. Перехідна та передавальні характеристики.
5. Власні завади аналогових електронних пристроїв.

1. Основні параметри аналогових пристроїв

Основними технічними характеристиками аналогового пристрою є: підсилення, викривлення, точність перетворення і т. д. Ці показники дозволяють оцінити можливості використання аналогового пристрою для тих чи інших цілей. Більшість параметрів аналогового пристрою збігається з параметрами підсилювачів, оскільки переважна більшість аналогових пристроїв будується на їх основі. Виходячи з цього, розглянемо такі основні характеристики та параметри аналогових пристроїв.

Вхідний опір – внутрішній опір пристрою між його вхідними контактами. У більшості випадків – це паралельне з'єднання вхідного опору (активного, резистивного) $R_{вх}$ і вхідної ємності $C_{вх}$. Бажано, як правило, мати великий опір $R_{вх}$ і малу місткість $C_{вх}$.

Вихідний опір – внутрішній опір між його вихідними контактами. Відносно навантаження аналоговий пристрій є джерелом електричного сигналу з внутрішнім опором $Z_{вих}$. В області середніх частот $Z_{вих}$ можна вважати активним.

Коефіцієнт підсилення – відношення значень електричних параметрів вихідного та вхідного сигналів підсилювача. Відповідно до цього розрізняють коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U = \frac{U_{вих}}{U_{вх}},$$

струмом

$$K_I = \frac{I_{вих}}{I_{вх}}$$

та потужністю

$$K_P = K_U \cdot K_I = \frac{P_{вих}}{P_{вх}}.$$

За каскадного з'єднання кількох пристроїв загальний коефіцієнт підсилення визначається як добуток коефіцієнтів підсилення окремих каскадів:

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot ... \cdot K_N .$$

Оскільки коефіцієнт підсилення є дуже великим числом, його найчастіше виражають в логарифмічних одиницях – децибелах (дБ):

$$K[\text{дБ}]_{U,I} = 20 \lg K_{U,I} ,$$
$$K[\text{дБ}]_{P} = 10 \lg K_{P} .$$

Загальний коефіцієнт підсилення в логарифмічних одиницях (децибелах) дорівнює сумі коефіцієнтів підсилення окремих каскадів:

$$K[\text{дБ}] = K_1[\text{дБ}] + K_2[\text{дБ}] + ... + K_N[\text{дБ}].$$

У загальному випадку коефіцієнти підсилення є комплексною величиною, що відображає наявність фазових спотворень підсилюваного сигналу.

$$\dot{K} = |K| \cdot e^{j\varphi}$$

де $|K|$ – модуль коефіцієнта підсилення;

φ – фаза вихідного сигналу відносно вхідного.

2. Амплітудно-та фазочастотна характеристики

Залежність модуля коефіцієнта підсилення від частоти називається **амплітудно-частотною характеристикою** (АЧХ). Приклад типової АЧХ наведено на рис. 2.1.

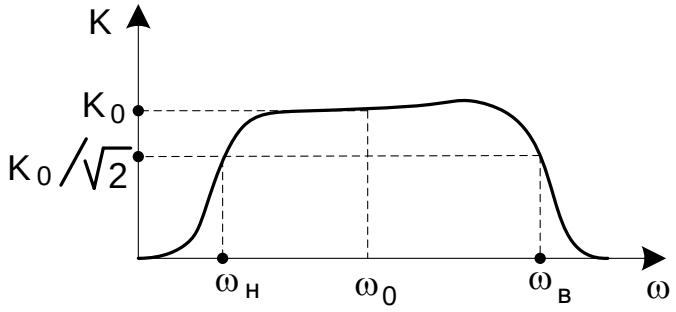


Рисунок 2.1 – Амплітудо-частотна характеристика

Для АЧХ типовим є наявність так званої області середніх частот, де К майже не залежить від ω (ω = 2πf) і позначається K_0. Як правило, по осі

ординат використовують відносний масштаб, відкладаючи відносне підсилення K/K_0. Така АЧХ називається **нормованою**.

На нижніх і верхніх частотах АЧХ зазвичай спадає. Частоти, на яких коефіцієнт підсилення K_0 зменшується у $\sqrt{2}$ раз, називаються нижньою $\omega_н$ та верхньою $\omega_в$ **граничними частотами**, відповідно. Діапазон від нижньої $\omega_н$ до верхньої $\omega_н$ граничної частоти називається **смугою пропускання**. Отже, **смуга пропускання** – це діапазон частот, в межах якого коефіцієнт підсилення не зменшується нижче рівня $1/\sqrt{2} \approx 0{,}7$ від свого значення на середніх частотах.

Через спад АЧХ на краях смуги пропускання не всі спектральні складові складного вхідного сигналу підсилюються однаково – виникають **частотні спотворення** (амплітудно-частотні). Вони оцінюються коефіцієнтом частотних спотворень:

$$M = \frac{K_0}{K},$$

який визначають на граничній частоті і вимірюють в децибелах:

$$M\ [\text{дБ}] = 20\lg M.$$

Для звукових частот такі спотворення призводять до зміни тембру.

Залежність фази φ вихідного сигналу відносно вхідного від частоти називається **фазочастотною характеристикою** (ФЧХ). Приклад типової ФЧХ наведено на рис. 2.2

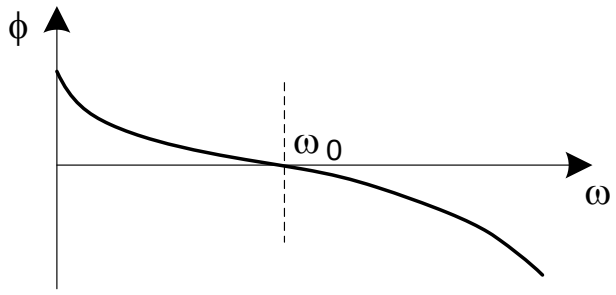


Рисунок 2.2 – Фазочастотна характеристика

Якщо фазова характеристика (ФЧХ) пристрою не є прямою, що виходить із початку координат, то час проходження через такий пристрій різних спектральних складових сигналу є різним. Це призводить до спотворення його форми, тобто до **фазових** (фазочастотних) **спотворень**.

3. Лінійні та нелінійні спотворення

Частотні і фазові спотворення називаються лінійними, оскільки створюються внаслідок наявності індуктивності та ємності, які є лінійними елементами. Лінійні спотворення змінюють форму лише складного сигналу (форма гармонічного (синусоїдального) сигналу за лінійних спотворень не змінюється).

Крім лінійних існують **нелінійні спотворення** – зміна форми сигналу через нелінійність вольт-амперних характеристик активних напівпровідникових елементів, таких як діоди, транзистори та ін. Відмінною ознакою нелінійних спотворень є те, що ним піддаються навіть гармонічні сигнали.

У звукових підсилювачах ці спотворення сприймаються на слух як хрипи, деренчання. Нелінійні спотворення збільшуються у разі наближення амплітуди вихідної напруги до максимально можливого значення.

4. Перехідна та передавальні характеристики

Перехідною характеристикою називається залежність миттєвого значення вихідної напруги або струму від часу під час подачі на вхід перепаду значень напруги або струму. Ця характеристика використовується для визначення динамічних властивостей пристрою.

Передавальною характеристикою називається залежність вихідної напруги або струму від напруги або струму на вході. Якщо передавальна функція лінійна, то

$$U_{вих} = a \cdot U_{вх}.$$

У цьому випадку коефіцієнт пропорційності a є коефіцієнтом підсилення, що є однаковим для усіх частот.

5. Власні завади аналогових електронних пристроїв

Власні завади виникають всередині аналогових пристроїв. Переважно це фон, наведення, шуми, дрейф нуля.

Фон – це коливання з частотою мережі живлення, або кратною їй. Виникає як результат недостатності згладжування пульсацій випрямленої напруги.

Наведення – перешкоди, що наводяться в аналоговому пристрої електричними або магнітними полями. Джерела цих полів –

трансформатори, з'єднувальні дроти, електромережі.

Для кількісної оцінки фону і наведень використовується відношення їх напруги на виході підсилювача до номінальної вихідної напруги за номінальної вихідної потужності. Як правило, норма ≈ -60 ÷ -70 дБ.

Власні шуми – флуктуаційні коливання, обумовлені хаотичним рухом вільних носіїв заряду (електронів, дірок) у всіх електропровідних матеріалах.

Шуми виникають на мікроскопічному рівні, а тому дуже слабкі. Проте, будучи підсиленими, можуть бути порівнянні з рівнем корисного сигналу.

Дрейф нуля – повільна мимовільна зміна вихідної напруги або струму навіть за відсутності вхідного сигналу. Дрейф нуля виникає через нестабільність напруги джерела живлення і характеристик транзисторів. Як правило, цей вид спотворень відноситься до підсилювачів постійного струму.

Контрольні питання

1. Що розуміють під вхідним опором?
2. Що розуміють під вихідним опором?
3. Що таке коефіцієнт підсилення? В яких одиницях виражається коефіцієнт підсилення?
4. Чому дорівнює коефіцієнт підсилення багатокаскадного пристрою?
5. Яка характеристика називається амплітудно-частотною? Який вигляд має типова АЧХ?
6. Яка АЧХ називається нормованою?
7. Що таке смуга пропускання?
8. У чому полягають частотні спотворення? Як вони оцінюються?
9. Яка характеристика називається фазочастотною?
10. У чому полягають фазові спотворення?
11. Які спотворення називаються лінійними?
12. Які спотворення називаються нелінійними?
13. Яка характеристика називається перехідною?
14. Яка характеристика називається передавальною?
15. Що характеризують такі поняття як «фон», «наведення», «власний шум» та «дрейф нуля»?

ЛЕКЦІЯ 3. ЗВОРОТНИЙ ЗВ′ЯЗОК В АНАЛОГОВИХ ПРИСТРОЯХ

План

1. Поняття зворотного зв'язку. Види зворотного зв'язку.
2. Вплив зворотного зв'язку на параметри та характеристики пристрою.

1. Поняття зворотного зв'язку. Види зворотного зв'язку

Поняття «зворотний зв'язок» (ЗЗ) широко використовується як в техніці, так і в інших галузях знань.

Зворотним зв'язком називається зв'язок, за якого відбувається передача сигналу (напруги, струму) з виходу пристрою на його вхід. Усі види зворотного зв′язку значно впливають на характеристики пристрою, тому широко використовуються для спрямованої зміни його параметрів.

У загальному випадку сигнал зворотного зв′язку може або додаватися до вхідного сигналу, або відніматися від нього. Залежно від цього розрізняють позитивний або негативний зворотний зв′язок.

Зворотний зв'язок називається позитивним, якщо фази вхідного сигналу та сигналу зворотного зв′язку збігаються. У цьому випадку для, наприклад, напруги на виході пристрою можна записати:

$$U_{вих} = K_{U0} \cdot (U_{вх} + K_{U\,ЗЗ} \cdot U_{вих}),$$

де K_{U0} – модуль коефіцієнта підсилення за напругою без зворотного зв′язку;

$K_{U\,ЗЗ}$ – коефіцієнт підсилення за напругою у колі зворотного зв′язку.

Звідки для загального коефіцієнта підсилення пристрою з позитивним зворотним зв′язком отримаємо:

$$K_U = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{U_{вих}}{\frac{U_{вих} - K_{U0} \cdot K_{U\,ЗЗ} \cdot U_{вих}}{K_{U0}}} = \frac{K_{U0}}{1 - K_{U0} \cdot K_{U\,ЗЗ}}$$

Отриманий вираз показує, що введення позитивного зворотного зв'язку збільшує коефіцієнт підсилення. Фізично це означає збільшення нахилу передавальної характеристики. Якщо $K_{U\,ЗЗ}$ досягає значення $1/K_{U0}$, то знаменник у виразі для коефіцієнта підсилення K_U пристрою, охопленого позитивним зворотним зв′язком, дорівнює нулю, що фізично відповідає

отриманню нескінченного коефіцієнта посилення. За подальшого збільшення $K_{U\,33}$, K_U стає негативним, що означає отримання на передавальній характеристиці ділянки з від′ємним нахилом. Передавальний характеристика при цьому перестає бути однозначною.

Зворотний зв'язок називається негативним, якщо фази вхідного сигналу і сигналу зворотного зв'язку відрізняються на π. У цьому випадку для напруги на виході пристрою можна записати:

$$U_{вих} = K_0 \cdot (U_{вх} - K_{33} \cdot U_{вих}).$$

Тоді для загального коефіцієнта підсилення пристрою з негативним зворотним зв′язком отримаємо:

$$K_U = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{U_{вих}}{\frac{U_{вих} + K_{U\,0} \cdot K_{U\,33} \cdot U_{вих}}{K_{U\,0}}} = \frac{K_{U\,0}}{1 + K_{U\,0} \cdot K_{U\,33}}.$$

З отриманого виразу витікає, що введення негативного зворотного зв'язку зменшує коефіцієнт підсилення. Це проявляється в зменшенні нахилу передавальної характеристики.

За способом отримання сигналу зворотного зв'язку прийнято розрізняти зворотний зв'язок за напругою та струмом. Для отримання зворотного зв'язку за напругою сигнал зворотного зв'язку має бути пропорційним вихідній напрузі (рис. 3.1).

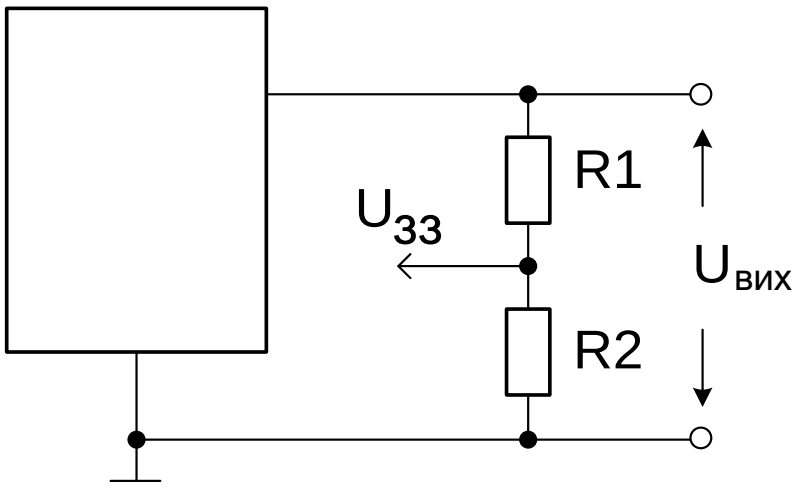


Рисунок 3.1 – Зворотний зв′язок за напругою

Для отримання зворотного зв'язку за струмом сигнал зворотного зв'язку знімають з додаткового вимірювального елемента, що вмикається послідовно з навантаженням (рис. 3.2).

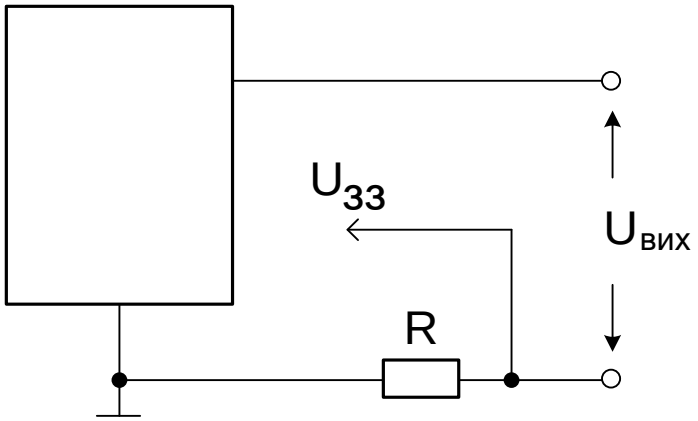


Рисунок 3.2 – Зворотний зв′язок за струмом

За способом введення сигналу зворотного зв′язку можна виділити послідовний і паралельний зворотний зв′язок.

Для отримання послідовного зворотного зв'язку сигнал з виходу вводиться послідовно з джерелом вхідного сигналу. У цьому випадку на вході виконується алгебраїчне додавання напруг:

$$u'_{вх} = u_{вх} + u_{ЗЗ}.$$

Для отримання паралельного зворотного зв'язку сигнал з виходу вводиться паралельно джерелу вхідного сигналу. У цьому випадку відбувається алгебраїчне додавання струмів:

$$i'_{вх} = i_{вх} + i_{ЗЗ}.$$

Конкретний знак вхідних сигналів пристрою залежить від того, який (позитивний або негативний) зворотний зв′язок використовується. Відповідно до розглянутого вище, можна виділити чотири основних типи кіл зворотного зв'язку:

– послідовний зворотний зв'язок за напругою;
– послідовний зворотний зв'язок за струмом;
– паралельний зворотний зв'язок за напругою;
– паралельний зворотний зв'язок за струмом.

Кожен із зазначених типів може здійснювати як позитивний, так і

негативний зворотний зв'язок.

У загальному випадку значення коефіцієнта передачі кола зворотного зв'язку може як залежати, так і не залежати від частоти сигналу. Відповідно до цього розрізняють частотозалежний (інерційний) і частотонезалежний зворотні зв'язки. Застосування частотозалежного кола зворотного зв'язку дозволяє змінювати властивості пристрою лише в потрібному діапазоні частот.

Як коло передачі сигналу зворотного зв'язку можуть бути використані як лінійні так і нелінійні елементи. Це дозволяє змінювати властивості пристрою тільки для заданих значень вхідного сигналу.

Перераховані особливості надають широкі можливості використання кіл зворотного зв′язку для спрямованої зміни властивостей пристрою.

2. Вплив зворотного зв'язку на параметри та характеристики пристрою

На завершення розглянемо вплив кіл зворотного зв′язку на характеристики пристрою. **Негативний зворотний зв′язок розширює смугу пропускання,** а **позитивний** – **звужує**. Введення негативного зворотного зв′язку знижує коефіцієнт частотних, фазових та нелінійних спотворень, зменшує вплив на вихідний сигнал зовнішніх завад. Позитивний зворотний зв′язок має протилежний вплив. Крім того, за позитивного зворотного зв′язку зростає вплив на вихідний сигнал не лише зовнішніх завад, а й фону та наведень.

У разі введення зворотного зв′язку змінюється вхідний опір пристрою. Так, **послідовний негативний зворотний зв′язок збільшує вхідний опір**, а **послідовний позитивний**, так само **як і паралельний негативний**, – **зменшує**. Вплив паралельного позитивного зворотного зв′язку на вхідний опір не є однозначним, і залежить від конкретних параметрів самого пристрою та кола позитивного зворотного зв′язку.

Будь-який негативний зворотний зв′язок намагається підтримати зміну того параметра, який використано для отримання сигналу зворотного зв′язку. Тому негативний зворотний зв′язок за напругою за дії зовнішніх збурень, зокрема зміні вихідного струму (наприклад внаслідок впливу температури або коливаннях опору навантаження), намагається підтримати незмінним значення вихідної напруги. Це еквівалентно зменшенню вихідного опору.

Позитивний зворотний зв′язок за напругою у випадку збільшення коефіцієнта передачі у колі зворотного зв′язку веде до збільшення вихідного опору, який в такому разі прямує до нескінченності. За

$K_{U\,33} > 1/K_{U\,0}$, опір змінює знак і стає негативним. Вихідний опір за використання позитивного зворотного зв′язку за струмом, зменшується. На завершення додамо, що позитивний зворотний зв′язок в підсилювальних пристроях, як правило, не використовується, а застосовується лише в генераторах та спеціальних пристроях.

Контрольні питання

1. Що розуміють під зворотним зв'язком?
2. Який зворотний зв'язок називається позитивним? Як впливає позитивний зворотний зв'язок на коефіцієнт підсилення пристрою?
3. Який зворотний зв'язок називається негативним? Як впливає негативний зворотний зв'язок на коефіцієнт підсилення пристрою?
4. Який зворотний зв'язок є зворотним зв'язком за напругою?
5. Який зворотний зв'язок є зворотним зв'язком за струмом?
6. Який зворотний зв'язок є послідовним?
7. Який зворотний зв'язок є паралельним?
8. Як впливають різні види зворотного зв'язку на параметри та характеристики пристрою?

ЛЕКЦІЯ 4. ОСНОВИ ТЕОРІЇ ОПЕРАЙНОГО ПІДСИЛЮВАЧА

План

1. Операційний підсилювач.
2. Основні положення теорії ідеального операційного підсилювача.

1. Операційний підсилювач

Переважна більшість аналогових пристроїв реалізується з використанням операційних підсилювачів.

Операційний підсилювач (ОП) – це диференційний підсилювач напруги, призначений для підсилення як постійних, так і змінних сигналів. Слово «диференційний» говорить про те, що ОП реагує тільки на різницю вхідних напруг.

Операційний підсилювач має два входи (рис. 4.1). З урахуванням фазових співвідношень вхідного та вихідного сигналів один з входів (вхід «+») називається прямим, а інший (вхід «-»), що позначається кружечком – інверсним.

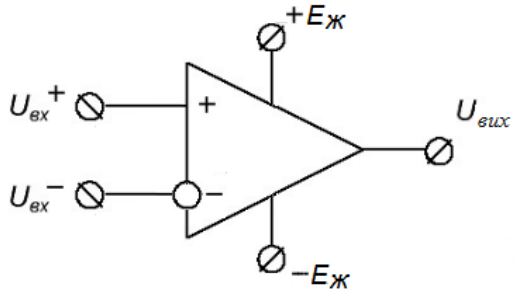


Рисунок 4.1 – Операційний підсилювач

Вихідна напруга пов′язана з вхідними напругами (передавальна характеристика) операційного підсилювача відповідно до виразу:

$$U_{вих} = K\left(U_{вх}^{+} - U_{вх}^{-}\right),$$

де K – коефіцієнт підсилення підсилювача.

З наведеного виразу випливає, що ОП сприймає тільки різницю вхідних напруг, звану **диференційним вхідним сигналом**, та нечутливий до будь-якої складової вхідної напруги, що однаково впливає одночасно на обидва його входи (синфазний вхідний сигнал). Для живлення ОП, як правило, використовується двополярне джерело живлення.

2. Основні положення теорії ідеального операційного підсилювача

Під час розгляду схем на ОП використовують припущення, які сформульовано в межах поняття ідеального операційного підсилювача:

1. Вхідний опір операційного підсилювача дорівнює нескінченності, тому вхідні струми дорівнюють нулю. Вхідний опір реального підсилювача складає кілька мегаомів (МОм).

2. Вихідний опір операційного підсилювача дорівнює нулю, тобто операційний підсилювач з боку виходу є ідеальним джерелом напруги. Вихідний опір реального підсилювача складає кілька сотень омів (Ом).

3. Коефіцієнт підсилення за напругою (коефіцієнт підсилення диференційного сигналу) дорівнює нескінченності. Коефіцієнт підсилення реального підсилювача має значення порядку 10^5.

4. Різниця напруг між входами ідеального операційного підсилювача дорівнює нулю. Це випливає із попереднього правила. Оскільки коефіцієнт підсилення нескінченно великий, то навіть за дуже незначної різниці потенціалів на входах, напруга на виході буде нескінченно великою.

5. У режимі насичення напруга на виході дорівнює за модулем напрузі живлення, знак якої визначається різницею напруг на входах підсилювача. За додатної різниці між напругами на прямому та інверсному входах (напруга на прямому вході більша за напругу на інверсному) вихідна наруга дорівнює позитивній напрузі живлення $E_{ж}^{+}$. У протилежному випадку – негативній напрузі живлення $E_{ж}^{-}$.

6. Напруга зміщення дорівнює нулю, тобто за однаковості напруг на прямому та інверсному входах підсилювача, вихідна напруга дорівнює нулю. У реальних ОП через неминучу неузгодженість параметрів внутрішніх схемних елементів навіть за відсутності вхідного сигналу на виході ОП з'являється невелика постійна напруга. Тому для реального ОП напруга зміщення – це напруга, яку потрібно прикласти до входу підсилювача, за якої напруга на його виході буде дорівнювати нулю. Типове значення напруги зміщення становить десятки мілівольт (мВ).

7. Відгук на зміну вхідного сигналу є миттєвим.

Практика розрахунків показує, що результати, одержувані на основі таких припущень, мають цілком прийнятну похибку.

Передавальну характеристику ідеального операційного підсилювача, яка характеризує залежність вихідної напруги від значення диференційної напруги $U_{вх}^{+}$ - $U_{вх}^{-}$ між його входами, подано на рис. 4.2.

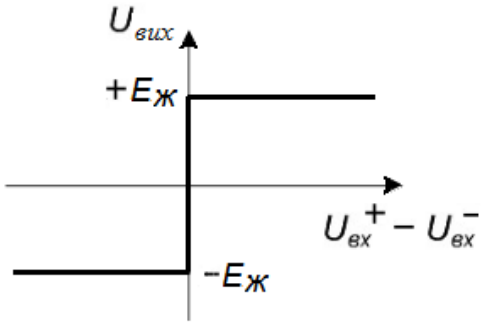


Рисунок 4.2 – Залежність вихідної напруги операційного підсилювача від різниці напруг між його входами

Нині операційні підсилювачі знаходять широке використання в найрізноманітніших аналогових та імпульсних пристроях. У той самий час існують і часто використовуються типові лінійні схеми на основі операційних підсилювачів (схеми, параметри яких не залежать від струмів, що протікають в них, а значить і від прикладених о них напруг). Саме такі схеми будуть розглянуті у наступних лекціях.

Контрольні питання

1. У чому полягає особливість диференційного підсилювача?
2. Як реагує операційний підсилювач на синфазний вхідний сигнал?
3. Чому дорівнює вхідний опір операційного підсилювача (ідеального, реального)?
4. Чому дорівнює вихідний опір операційного підсилювача (ідеального, реального)?
5. Чому дорівнює коефіцієнт підсилення операційного підсилювача (ідеального, реального)?
6. Чому дорівнює різниця напруг між входами ідеального операційного підсилювача?
7. Якою буде напруга на виході операційного підсилювача за позитивної та негативної різниці напруг на прямому та інверсному входах?
8. Чому дорівнює напруга зміщення ідеального операційного підсилювача і що розуміють під напругою зміщення реального операційного підсилювача?

ЛЕКЦІЯ 5. БАЗОВІ СХЕМИ ВМИКАННЯ ОПЕРАЦІЙНОГО ПІДСИЛЮВАЧА

План

1. Інвертувальний підсилювач.
2. Неінвертувальний підсилювач.
3. Повторювач.

1. Інвертувальний підсилювач

Схему інвертувального підсилювача наведено на рис. 5.1.

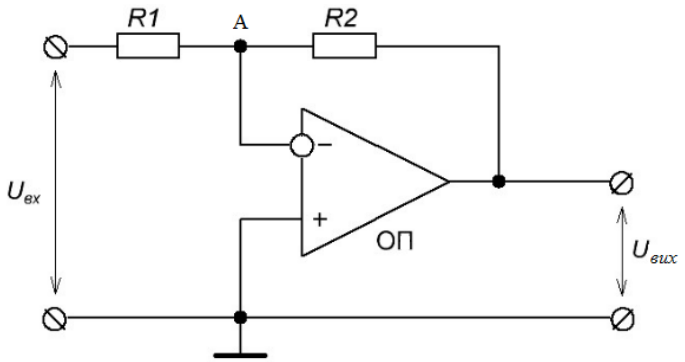


Рисунок 5.1 – Інвертувальний підсилювач

Вхідний сигнал подається на інверсний вхід ОП. Потенціал на прямому вході дорівнює нулю. У разі збільшення вхідної напруги $U_{вх}$ різниця потенціалів між прямим та інверсним входом (диференційна напруга) $U^+ - U^-$ змінюється у бік зниження. Дійсно, оскільки $U^+ = 0$, то диференційна напруга $U^+ - U^- = - U^-$. Якщо $U_{вх}$ зростає, то зростає і U^-; а значить диференційна напруга, збільшуючись за абсолютним значенням, знижується (-x1 < -x2, якщо |-x1| > |-x2|). Оскільки вхідна диференційна напруга зменшується, вихідна напруга збільшується. За зниження вхідної напруги $U_{вх}$ вихідна напруга буде зростати. Отже вихідна напруга змінюється протилежно зміні вхідної, тобто вхідна напруга інвертується.

Для того, щоб знайти співвідношення між вхідною та вихідною напругами, скористаємося одним з припущень, що використовуються для аналізу схем на ОП, а саме: різниця напруг між входами ОП дорівнює нулю (див. лекцію 4). Звідси витікає, що напруга на інверсному вході дорівнює напрузі на прямому. Оскільки прямий вхід з′єднаний із «землею», то напруга на інверсному вході (т. А) теж дорівнює нулю. Це так званий віртуальний нуль або віртуальна «земля». Оскільки напруга в т. А має проміжне значення між $U_{вх}$ та $U_{вих}$, необхідно, щоб останні мали

протилежні знаки.

У ідеального ОП вхідний опір нескінченно великий, тому вхідний струм дорівнює нулю. Тобто у вузловій т. А маємо лише два струми: I_{R1}, який протікає через резистор $R1$, та I_{R2}, який протікає через резистор $R2$. Відповідно до першого правила Кірхгофа сума струмів, що втікають у вузол, дорівнює сумі струмів, що витікають з нього. Тому один зі струмів I_{R1} та I_{R2} втікає у т. А, тоді як інший витікає (який саме втікає, а який витікає визначається полярністю вхідної напруги). Водночас абсолютні значення цих струмів однакові. Оскільки потенціал т. А дорівнює нулю, то вся напруга $U_{вх}$ спадає на резисторі $R1$. Напруга на резисторі $R2$ буде дорівнювати 0 - $U_{вих}$ = -$U_{вих}$. Використовуючи закон Ома, з рівності струмів маємо:

$$\frac{U_{вх}}{R1} = \frac{-U_{вих}}{R2}. \qquad (5.1)$$

Звідси для коефіцієнта підсилення інвертувального підсилювача отримаємо:

$$K_U = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = -\frac{R2}{R1}. \qquad (5.2)$$

Як видно з цього виразу, коефіцієнт підсилення підсилювача повністю визначається параметрами елементів кола зворотного зв'язку. Оскільки потенціал т. А дорівнює нулю, то вхідний опір інвертувального підсилювача дорівнює опору резистора $R1$. Якщо від схеми потрібне високе підсилення, то згідно з (5.2) доведеться застосувати резистор $R1$ низьким опором, або високоомний резистор $R2$. У першому випадку отримаємо низький вхідний опір, який буде сильно навантажувати джерело вхідного сигналу, у другому – знижується стабільність коефіцієнта підсилення.

Входи реального ОП споживають невеликий струм, який називається струмом зміщення. В англомовній документації він називається Input Bias Current. Якщо вхідні кола ОП побудовано на біполярних транзисторах, то такий струм зміщення буде становити кілька десятків наноамперів. У вхідних колах, побудованих на польових транзисторах, струм зміщення оцінюється десятими частками пікоамперів. Отже, струм зміщення дуже важливий саме для ОП, у яких вхідні кола побудовано на біполярних транзисторах.

Навіть якщо не подавати на вхід підсилювача ніякого сигналу, то на виході все одно буде якась мала постійна напруга. Це є наслідком того, що

струм зміщення має скінченне значення (навіть якщо вхідна напруга дорівнює нулю, між входом та шинами живлення існує різниця потенціалів, яка спадає на внутрішніх колах ОП і викликає протікання малих струмів у них). Струм зміщення, протікаючи через резистор *R*1, утворює спад напруги на ньому. Внаслідок цього вихідна напруга стає відмінною від нуля (додатковий спад напруги на резисторі *R*1, викликаний струмом зміщення, діє так само, як і незначна зміна вхідної напруги; для компенсації цієї зміни для підтримання однаковості напруг на інверсному та прямому входах ОП вихідна напруга набуває відповідної зміни, викликаючи зміну струму, що тече через резистор *R*2 та додатковий спад напруги на ньому).

Для компенсації впливу струму зміщення у схему вводять додатковий резистор *R*к (рис. 5.2)

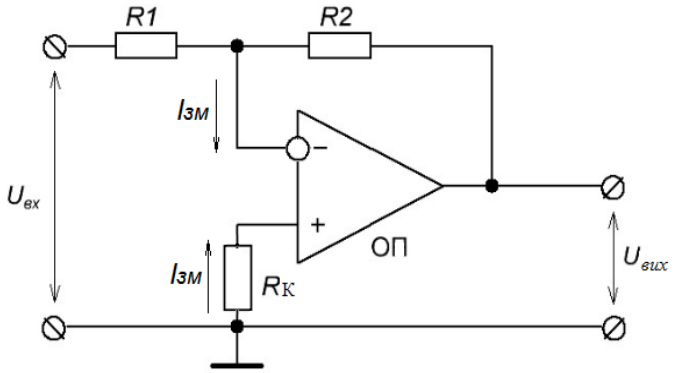


Рисунок 5.2 – Інвертувальний підсилювач з компенсацією струму зміщення

Струм зміщення прямого входу, протікаючи через резистор *R*к, створює на ньому спад напруги, який вирівнює потенціали на входах ОП. Як результат – за $U_{вх} = 0$ вихідна напруга теж дорівнює нулю.

Виконання умови $U_{вих} = 0$ за $U_{вх} = 0$ забезпечується резистором *R*к, що дає змогу визначити його опір. Якщо $U_{вх} = 0$, то потенціал на лівому електроді резистора *R*1 дорівнює нулю. Аналогічно, якщо $U_{вих} = 0$, то потенціал на правому електроді резистора *R*2 теж дорівнює нулю. Тоді у цьому випадку можна взяти, що лівий електрод резистора *R*1 та правий електрод резистора *R*2 підключено до нульової шини (рис. 5.3).

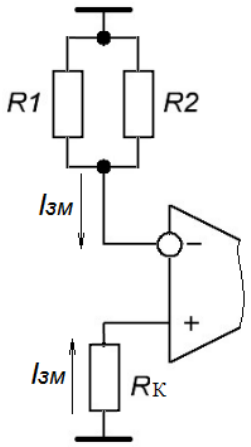


Рисунок 5.3 – Еквівалентна схема для розрахунку опору резистора компенсації *R*к

Оскільки струми зміщення для інверсного та прямого входів майже однакові, однаковість потенціалів інверсного та прямого входів, яка забезпечить нульову напругу між ними, буде досягатися у разі опору резистора *R*к, що дорівнює опору паралельно з′єднаних резисторів *R*1 та *R*2:

$$Rк = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}. \qquad (5.3)$$

Часові діаграми підсилення гармонічного сигналу інвертувальним підсилювачем наведено на рис. 5.4.

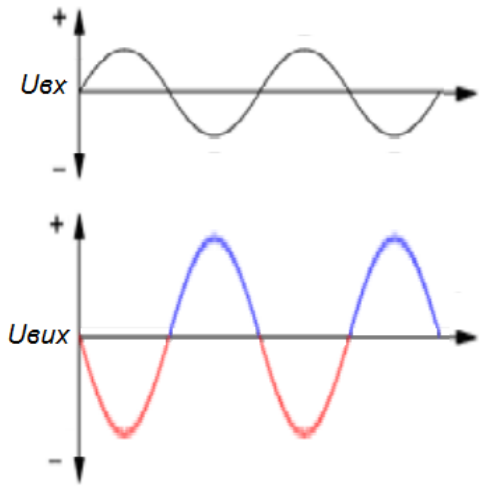


Рисунок 5.4 – Підсилення гармонічного сигналу інвертувальним підсилювачем

Півперіоди вихідного сигналу, позначені синім кольором, відповідають негативним півхвилям вхідного сигналу, а позначені червоним –

позитивним.

За однополярного живлення ОП, наприклад, від джерела позитивної напруги ($E_{ж}^{-} = 0$), нижню частину сигналу буде втрачено (рис. 5.5). Це обумовлено тим, що максимальне та мінімальне значення напруги на виході ОП обмежено напругами живлення $E_{ж}^{+}$ та $E_{ж}^{-}$. Оскільки $E_{ж}^{-} = 0$, то і вихідна напруга на може набувати від'ємних значень.

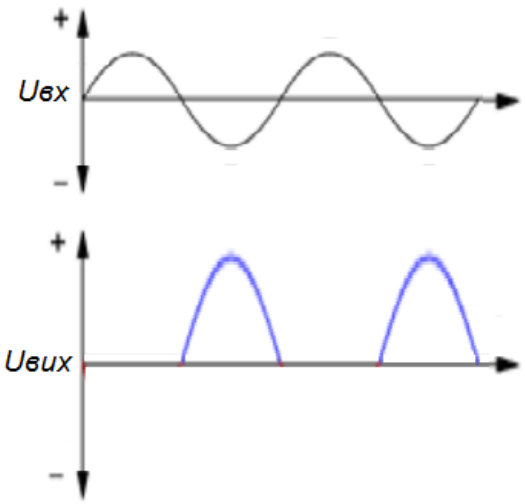


Рисунок 5.5 – Підсилення гармонічного сигналу інвертувальним підсилювачем за живлення лише від джерела позитивної напруги

Для того, щоб не втратити від'ємну частину значення сигналу за живлення схеми лише від джерела позитивної напруги, на прямому вході ОП потрібно створити позитивний потенціал U_0. Оскільки згідно з теорією ідеального ОП різниця напруг між його входами дорівнює нулю, то потенціал на інверсному вході також дорівнює U_0. На резисторі $R1$ спадає напруга $U_{вх} - U_0$, а на резисторі $R2$ – напруга $U_0 - U_{вих}$. Тоді вираз (5.1) для струмів, що течуть через $R1$ та $R2$, набуде вигляду:

$$\frac{U_{вх} - U_0}{R1} = \frac{U_0 - U_{вих}}{R2}. \qquad (5.4)$$

Звідси

$$R2\left(U_{вх} - U_0\right) = R1\left(U_0 - U_{вих}\right),$$

$$U_{вих} = -\frac{R2}{R1} \cdot U_{вх} + \frac{R1 + R2}{R1} \cdot U_0. \qquad (5.5)$$

Якщо напруга U_0 вибрана так, що

$$\frac{R1 + R2}{R1} \cdot U_0 \geq \frac{R2}{R1} \cdot \left|U_{вх}\right|,$$

тобто

$$U_0 \geq \frac{R2}{R1+R2} \cdot |U_{вх}|,$$

то різниця напруг $U^- - U^+$ між інверсним та прямим входами ОП завжди буде негативною. Оскільки напруга на інверсному вході завжди залишається меншою за напругу на прямому вході, то напруга на виході ОП завжди буде позитивною. Часові діаграми вхідного та вихідного сигналів у цьому випадку будуть такими, як наведено на рис. 5.6.

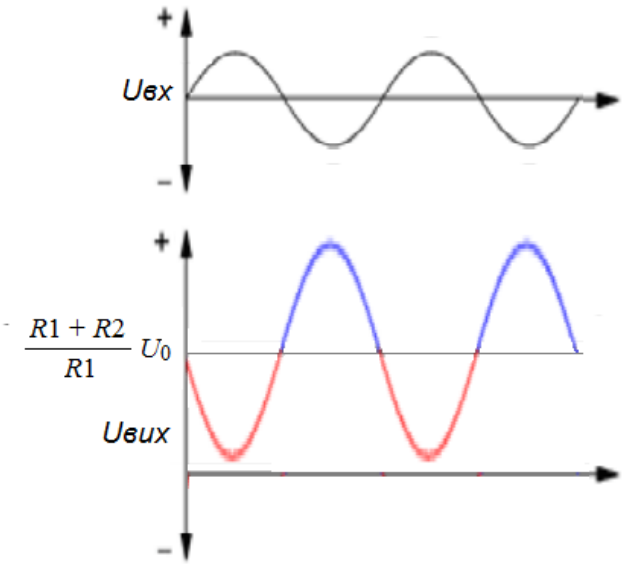


Рисунок 5.6 – Підсилення гармонічного сигналу інвертувальним підсилювачем з однополярним живленням та постійним, відмінним від нуля, потенціалом на прямому вході

Через наявність потенціалу U_0 на прямому вході ОП, напруга на виході ОП відповідно до виразу (5.5) змінюється відносно рівня

$$\frac{R1+R2}{R1} \cdot U_0.$$

Позитивний потенціал U_0 може бути створений за допомогою резистивного подільника напруги (рис. 5.7).

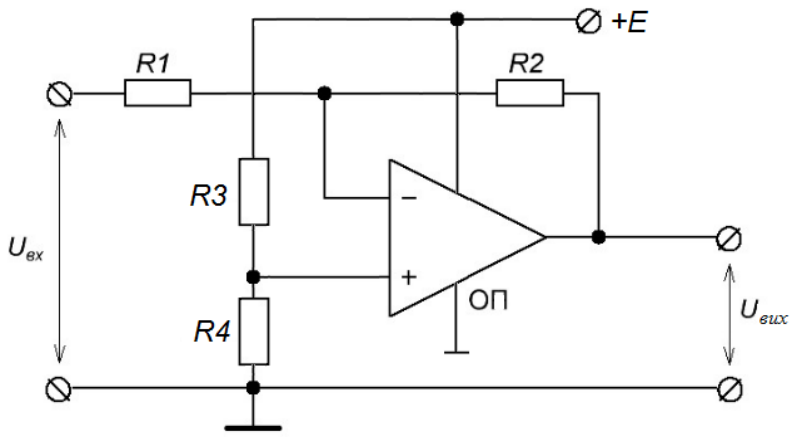


Рисунок 5.7 – Інвертувальний підсилювач гармонічного сигналу у разі однополярного живлення від джерела позитивної напруги

Напруга U_0 на прямому вході ОП дорівнює:

$$U_0 = \frac{R4}{R3 + R4} \cdot E \,.$$

2. Неінвертувальний підсилювач

У випадку неінвертувального включення вхідний сигнал подається на прямий вхід ОП. На інверсний вхід через подільник напруг на резисторах $R1$ і $R2$ надходить сигнал з виходу підсилювача (рис. 5.8).

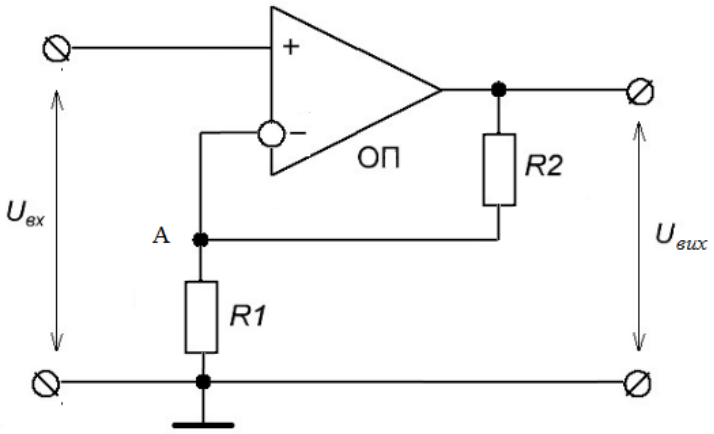


Рисунок 5.8 – Неінвертувальний підсилювач

Оскільки вхідні струми ідеального ОП дорівнюють нулю, струм, що тече через резистор $R1$, дорівнює струму, що тече через резистор $R2$. Для ідеального ОП напруга між входами дорівнює нулю, тому напруга у т. А (рис. 5.8) дорівнює $U_{вх}$. З врахуванням цього за однаковості струмів I_{R1} та I_{R2} маємо:

$$\frac{U_{вх}}{R1} = \frac{U_{вих}}{R1 + R2}. \qquad (5.6)$$

Звідси для коефіцієнта підсилення неінвертувального підсилювача отримаємо:

$$K_U = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{R1 + R2}{R1}. \qquad (5.7)$$

Як видно з виразу (5.7), коефіцієнт підсилення неінвертувального підсилювача завжди більший одиниці і, так само як і інвертувального, визначається лише параметрами кола зворотного зв′язку. Вихідний сигнал неінвертувального підсилювача змінюється синфазно з вхідним (рис. 5.9).

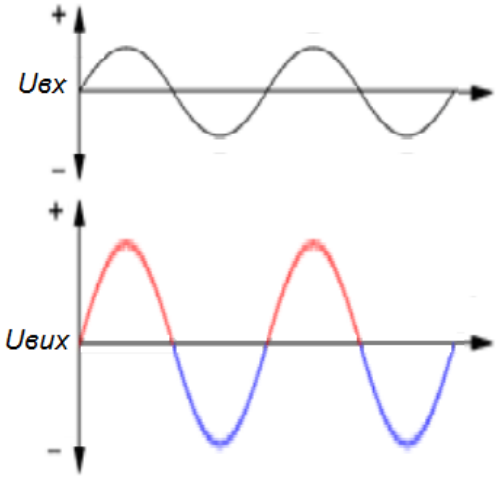


Рисунок 5.9 – Підсилення гармонічного сигналу інвертувальним підсилювачем

Як було зазначено вище, під час розгляду інвертувального підсилювача вхідні струми реального ОП мають скінченне значення, відмінне від нуля, і називаються струмами зміщення. Через це за нульової вхідної напруги напруга на виході підсилювача відрізняється від нуля. Для компенсації впливу струмів зміщення у схему вводять додатковий резистор *R*к (рис. 5.10).

Так само, як і для інвертувального підсилювача, значення опору резистора *R*к знайдемо з умови, що $U_{вих} = 0$ за $U_{вх} = 0$. За цієї умови можна вважати, що лівий електрод резистора *R*к та верхній електрод резистора *R*2 підключено до нульової шини (рис. 5.11). З врахуванням того, що струми зміщення інверсного та прямого входів майже однакові, однаковість потенціалів інверсного та прямого входів, яка забезпечить нульову напругу між ними, буде досягатися за опору резистора *R*к, що дорівнюватиме опору паралельно з′єднаних резисторів *R*1 та *R*2, тобто такому, який визначається виразом (5.3).

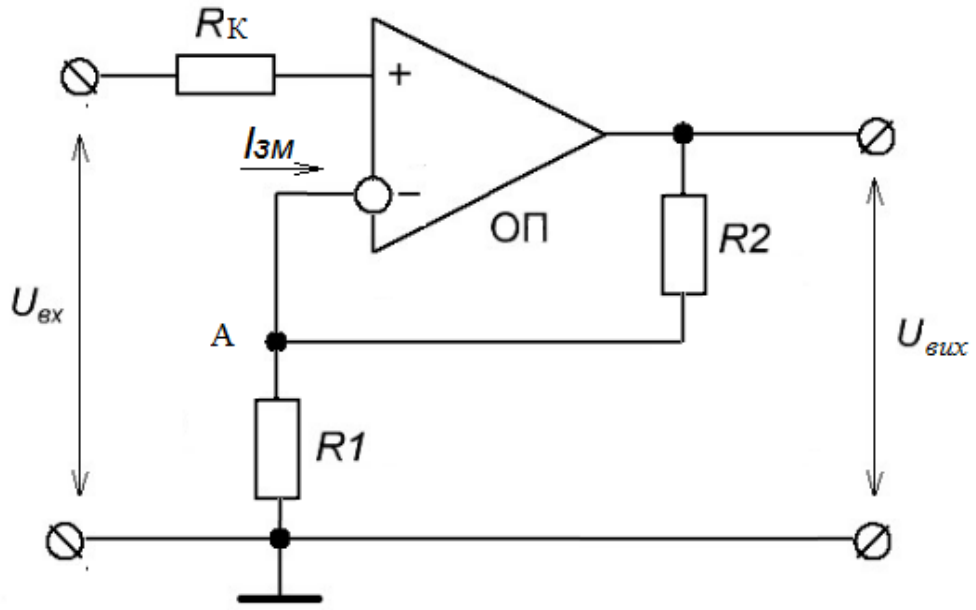


Рисунок 5.10 – Неінвертувальний підсилювач з компенсацією струму зміщення

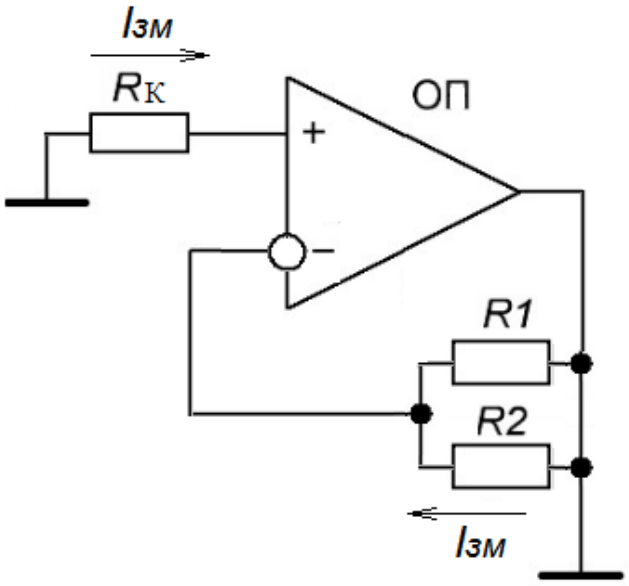


Рисунок 5.11 – Еквівалентна схема для розрахунку опору резистора компенсації *R*к

Вхідний опір неінвертувального підсилювача дорівнює вхідному опору ОП, тобто має дуже велике значення (близько кількох гігаомів (ГОм). Вихідний опір є близьким до нуля і становить кілька десятків омів (Ом).

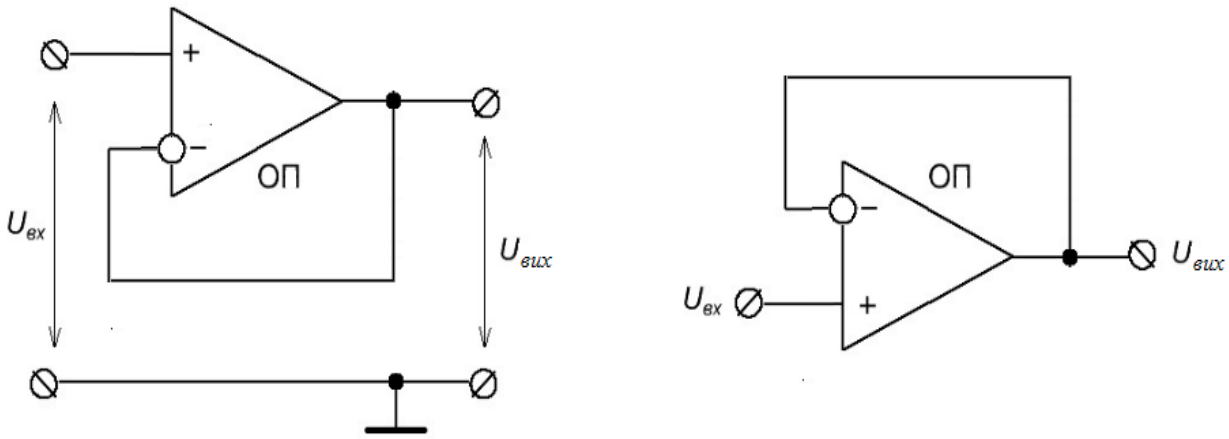
3. Повторювач

Якщо в схемі неінівертувального підсилювача вибрати $R2$ таким, що дорівнює нулю, то відповідно до виразу (5.7) коефіцієнт підсилення стане дорівнювати 1 і неінвертувальний підсилювач вироджується у повторювач, оскільки $U_{вих} = U_{вх}$.

Водночас резистор $R1$ ніяк не впливає на коефіцієнт підсилення, тому його можна забрати (рис. 5.12, а).

Найбільш типовим є зображення повторювача, подане на рис. 5.12, б.

Як і в неінвертувальному підсилювачі, вхідний опір повторювача дорівнює вхідному опору ОП і є дуже високим. Вихідний опір є малим. Завдяки цим характеристикам повторювач майже не споживає струму від джерела сигналу, і дозволяє отримати досить високий струм зі свого виходу.



а б

Рисунок 5.12 – Повторювач

Тому він використовується як буфер для зменшення впливу одних електричних кіл на інші.

Наприклад, мікрофон або фотодіод не можуть бути безпосередньо підключеними до електричного блока з низьким вхідним опором, оскільки дають дуже малий струм, а тому низькоомне навантаження зменшить напругу генерованого ними сигналу до слабко відрізнюваних значень. Використання повторювача дозволяє усунути цю проблему.

Контрольні питання

1. Яка електрична схема інвертувального підсилювача?
2. Чому дорівнює коефіцієнт підсилення інвертувального підсилювача? Яким він може бути: меншим за 1, дорівнювати 1 чи більшим за 1?
3. Яке призначення у схемі інвертувального підсилювача має резистор *R*к, що вмикається між прямим входом ОП та загальною шиною?
4. Який характер зміни напруги на виході інвертувального підсилювача порівняно зі зміною напруги на його вході?
5. Яка електрична схема неінвертувального підсилювача?
6. Чому дорівнює коефіцієнт підсилення неінвертувального підсилювача? Яким він може бути: меншим за 1, дорівнювати 1 чи більшим за 1?
7. Яке призначення у схемі неінвертувального підсилювача має резистор *R*к, що вмикається між входом схеми та прямим входом ОП?
8. Який характер зміни напруги на виході неінвертувального підсилювача порівняно зі зміною напруги на його вході?
9. Чи є відмінності між вхідними опорами інвертувального та неінвертувального підсилювача? Якщо так, то охарактеризуйте ці відмінності.
10. Яка електрична схема повторювача?
11. Чому дорівнює коефіцієнт підсилення повторювача: менший за 1, дорівнює 1 чи більший за 1?
12. Який характер зміни напруги на виході повторювача порівняно зі зміною напруги на його вході?
13. Для чого використовується повторювач? Чим пояснюється можливість такого застосування?

ЛЕКЦІЯ 6. АНАЛОГОВІ ОБЧИСЛЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ

План

1. Пристрій масштабування.
2. Диференційний підсилювач.
3. Суматор.
4. Інтегратор.
5. Диференціатор.

1. Пристрій масштабування

Для пропорційної зміни сигналу, або масштабування, або, що те саме, що й множення на постійний коефіцієнт, можуть бути застосовані ОП як в інвертувальному, так і в неінвертувальному включенні. Інвертувальне включення краще з таких причин:

– проста реалізація коефіцієнтів передачі як більших, так і менших за одиницю;

– відсутній синфазний сигнал;

– легко забезпечити захист входів ОП від перевантаження.

Порівняння масштабувальних пристроїв за інвертувального та неінвертувального включення операційного підсилювача наведено у табл. 6.1.

Таблиця 6.1 – Порівняння масштабувальних пристроїв на інвертувальному та неінвертувальному підсилювачах

Інвертувальний	**Неінвертувальний**
Вихідний сигнал в протифазі відносно вхідного	Вихідний сигнал у фазі з вхідним.
Відсутній синфазний сигнал	Є синфазний сигнал
Низький вхідний опір	Високий вхідний опір
Коефіцієнт передачі може бути як більшим, так і меншим за одиницю	Коефіцієнт передачі не менший за одиницю

2. Диференційний підсилювач

Схему диференційного підсилювача наведено на рис. 6.1. Фактично вона є комбінацією розглянутих раніше схем інвертувального та неінвертувального підсилювачів.

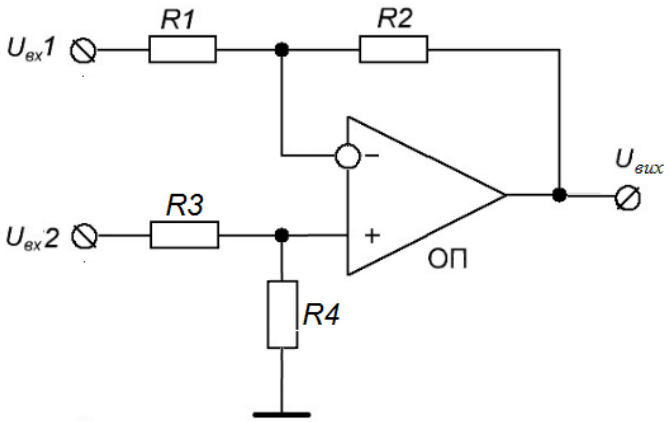


Рисунок 6.1 – Диференційний підсилювач

З врахуванням того, що вхідні струми ОП дорівнюють нулю, напруги на інверсному та прямому входах ОП становитимуть, відповідно:

$$U^{-} = U_{вх1} - \frac{R1}{R1+R2}\cdot\left(U_{вх1} - U_{вих}\right), \tag{6.1}$$

$$U^{+} = \frac{R4}{R3+R4}\cdot U_{вх2}\ . \tag{6.2}$$

Оскільки для ідеального ОП напруга між входами дорівнює нулю, то $U^{-} = U^{+}$: З врахуванням цього, прирівнюючи вирази (6.1) та (6.2), для вихідної напруги отримаємо:

$$U_{вих} = \frac{R1+R2}{R1}\cdot\frac{R4}{R3+R4}\cdot U_{вх2} - \frac{R2}{R1}\cdot U_{вх1}.$$

Помножимо та поділимо перший доданок на $R2$:

$$U_{вих} = \frac{R2}{R1}\cdot\frac{R1+R2}{R2}\cdot\frac{R4}{R3+R4}\cdot U_{вх2} - \frac{R2}{R1}\cdot U_{вх1}$$

або

$$U_{вих} = \frac{R2}{R1}\cdot\left(\frac{R1\cdot R4 + R2\cdot R4}{R2\cdot R3 + R2\cdot R4}\cdot U_{вх2} - U_{вх1}\right). \tag{6.3}$$

За виконання співвідношення:

$$R1 \cdot R4 = R2 \cdot R3 \qquad (6.4)$$

вираз (6.3) набуде вигляду:

$$U_{вих} = \frac{R2}{R1} \cdot \left(U_{вх2} - U_{вх1}\right). \qquad (6.5)$$

З виразу (6.5) витікає, що за виконання умови (6.4) сигнал на виході схеми пропорційний різниці напруг на її входах. Водночас коефіцієнт пропорційності дорівнює коефіцієнту підсилення інвертувального підсилювача. Таким чином диференційний підсилювач може виконувати математичну операцію віднімання.

3. Суматор

Операційний підсилювач в інвертувальному вмиканні може бути використаний для формування сигналу, пропорційного сумі вхідних напруг. Вхідні напруги через додаткові резистори подаються на інверсний вхід ОП (рис. 6.2).

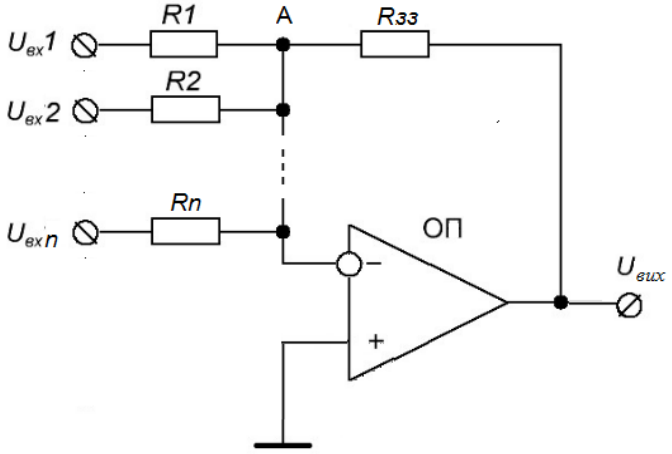


Рисунок 6.2 – Суматор

Якщо вважати ОП ідеальним, то його вхідний струм дорівнює нулю (струм, що тече через інверсний вхід ОП). Звідси, відповідно до закону Кірхгофа для вузла А можна записати:

$$I_{R1} + I_{R2} + \cdots + I_{Rn} = I_{R33}\,. \qquad (6.6)$$

Для ідеального ОП напруга U^- на інверсному вході дорівнює напрузі U^+ на прямому. Оскільки прямий вхід з′єднаний із землею, то:

$$U^- = U^+ = 0\,.$$

Це означає що напруга $U_{вх1}$ падає на резисторі $R1$, напруга $U_{вх2}$ – на резисторі $R2$ і т.д., а напруга $U_{вих}$ – на резисторі зворотного зв′язку $R_{зз}$. При цьому вхідні та вихідна напруги мають протилежні знаки. Тоді на основ закону Ома вираз (6.6) набуде вигляду:

$$\frac{U_{вх1}}{R1}+\frac{U_{вх2}}{R2}+\cdots+\frac{U_{вхn}}{Rn}=-\frac{U_{вих}}{R_{зз}}. \qquad (6.7)$$

Звідси:

$$U_{вих}=-\left(\frac{R_{зз}}{R1}\cdot U_{вх1}+\frac{R_{зз}}{R2}\cdot U_{вх1}+\cdots+\frac{R_{зз}}{Rn}\cdot U_{вхn}\right). \qquad (6.8)$$

В окремому випадку, коли $R1 = R2 = \ldots = Rn = R$:

$$U_{вих}=-\frac{R_{зз}}{R}\cdot\left(U_{вх1}+U_{вх1}+\cdots+U_{вхn}\right). \qquad (6.9)$$

Якщо і $R_{зз} = R$, то

$$U_{вих}=-\left(U_{вх1}+U_{вх1}+\cdots+U_{вхn}\right). \qquad (6.10)$$

Якщо $R_{зз} = nR$, то

$$U_{вих}=-\left(U_{вх1}+U_{вх1}+\cdots+U_{вхn}\right)/n, \qquad (6.11)$$

Тобто вихідна напруга у цьому випадку дорівнює середньому арифметичному вхідних напруг.

4. Інтегратор

Найпростіша схема інтегратора отримується з використанням інвертувального включення ОП, у коло зворотного зв′язку якого замість резистора увімкнено конденсатор (рис. 6.3).

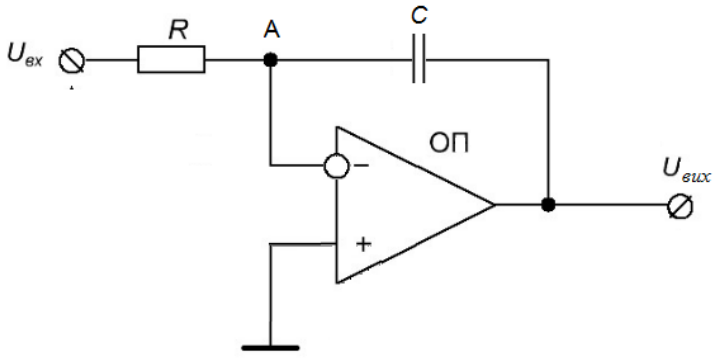


Рисунок 6.3 – Інтегратор

В цій схемі вихідна напруга пропорційна інтегралу за часом від вхідної напруги. Дійсно, для струмів у т. А у випадку ідеального ОП отримаємо:

$$\frac{U_{вх}}{R} = -C \cdot \frac{dU_{вих}}{dt}. \qquad (6.12)$$

Звідси

$$dU_{вих} = -\frac{1}{CR} \cdot U_{вх} \cdot dt$$

або

$$U_{вих} = -\frac{1}{CR} \cdot \int U_{вх} \cdot dt. \qquad (6.13)$$

Для гармонічного (синусоїдального) вхідного сигналу:

$$\frac{U_{вх}}{R} = -\frac{U_{вих}}{Xc},$$

де $Xc = \frac{1}{\omega C}$ – реактивний опір конденсатора.

Тоді

$$U_{вих} = -\frac{1}{\omega CR} U_{вх}. \qquad (6.14)$$

Тобто для гармонічного сигналу інтегратор є фільтром нижніх частот, коефіцієнт підсилення якого обернено пропорційний частоті. На високих частотах коефіцієнт підсилення дорівнює нулю, тобто високочастотні коливання не потрапляють на вихід схеми.

Вихідна напруга «ідеального» інтегратора не змінюється, якщо напруга на вході стає такою, що дорівнює нулю, тобто вхідний струм дорівнює нулю. Він ніби зберігає попереднє значення. Ця властивість інтегратора використовується в схемі динамічного запам′ятовувального пристрою. Однак реально вихідна напруга інтегратора за нульової вхідної напруги змінюється, досягаючи величини максимальної вихідної напруги ОП, за рахунок того, що конденсатор *C* перезаряджається вхідним струмом ОП і струмом зміщення, які визначаються вхідною напругою зміщення і опором резистора *R*. Для установленняи початкових умов інтегрування зазвичай застосовують ключі, один з яких підключають паралельно конденсатору *C*, а інший паралельно або послідовно до джерела вхідного сигналу.

5. Диференціатор

Замінивши місцями резистор і конденсатор в схемі інтегратора, отримують диференціатор, що виконує математичну операцію диференціювання (рис. 6.4).

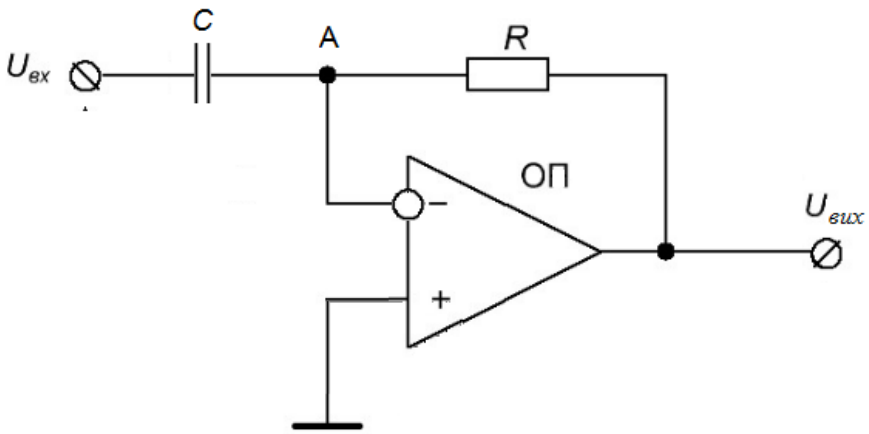


Рисунок 6.4 – Диференціатор

Для струмів у т. А у випадку ідеального ОП отримаємо:

$$C \cdot \frac{dU_{вх}}{dt} = -\frac{U_{вих}}{R} \qquad (6.15)$$

звідки

$$U_{вих} = -CR \cdot \frac{dU_{вх}}{dt}.$$

Для гармонічного (синусоїдального) вхідного сигналу:

$$\frac{U_{вх}}{Xc} = -\frac{U_{вих}}{R},$$

$$U_{вих} = -\omega \cdot C \cdot R \cdot U_{вх}. \qquad (6.16)$$

Звідси витікає, що для гармонічного сигналу диференціатор є фільтром високих частот, коефіцієнт підсилення якого пропорційний частоті вхідного сигналу. На низьких частотах коефіцієнт підсилення дорівнює нулю, тобто низькочастотні коливання не потрапляють на вихід схеми.

Недолік диференціатора – чутливість до шумів високої частоти. Усувається цей недолік обмеженням підсилення на високих частотах за допомогою резистора R_0, що вмикається послідовно до конденсатора C. У

цьому випадку схема буде працювати як диференціатор до частот, менших за частоту:

$$f = \frac{1}{3\pi R_0 C}.$$

Контрольні питання

1. Яке призначення пристрою масштабування?
2. За якою схемою з використанням ОП може бути реалізований пристрій масштабування? Яка з цих схем є кращою і чому?
3. Яка схема диференційного підсилювача?
4. Чому дорівнює напруга на виході диференційного підсилювача?
5. Яка схема суматора?
6. Чому дорівнює напруга на виході суматора?
7. Яка схема інтегратора?
8. Чому дорівнює напруга на виході інтегратора?
9. Для чого ще може використовуватися інтегратор, крім отримання напруги, пропорційної інтегралу за часом від вхідної напруги?
10. Яка схема диференціатора?
11. Чому дорівнює напруга на виході диференціатора?
12. Для чого ще може використовуватися диференціатор, крім отримання напруги, пропорційної диференціалу за часом від вхідної напруги?

ЛЕКЦІЯ 7. ПРИСТРОЇ ЛІНІЙНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ

План

1. Джерело напруги, кероване струмом.
2. Джерело струму, кероване напругою

1. Джерело напруги, кероване струмом

Для точних вимірювань слабих струмів в цифро-аналогових перетворювачах і в деяких інших пристроях потрібно отримувати напругу, пропорційну струму. Водночас в багатьох випадках необхідно, щоб джерело напруги, кероване струмом, яке також називається перетворювачем струм-напруга, мало, за можливості, мінімальні вхідний та вихідний опори.

Схему джерела напруги, керованого струмом, наведено на рис. 7.1.

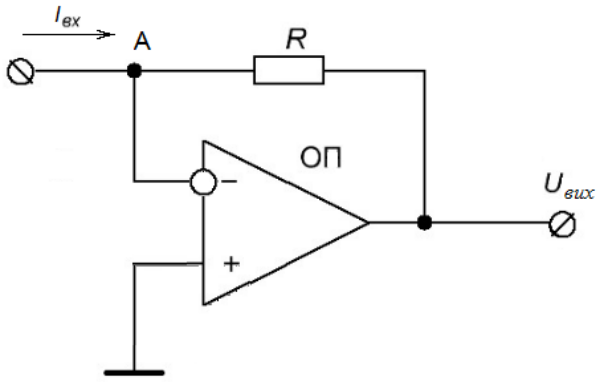


Рисунок 7.1 – Джерело напруги, кероване струмом

Якщо підсилювач ідеальний (різниця напруг між входами дорівнює нулю), то напруга у т. А, через те, що прямий вхід ОП з′єднаний із землею, дорівнює 0. Тому

$$U_{вих} = -R \cdot I_{вх}. \qquad (7.1)$$

2. Джерело струму, кероване напругою

Джерела струму, керовані напругою (перетворювачі напруга-струм), призначені для забезпечення навантаження струмом, який не залежить від вихідної напруги ОП і регулюється тільки вхідною напругою. Такі джерела застосовуються у вимірювальних схемах, наприклад, під час вимірювання опору, в електроприводі, якщо потрібно стабілізувати обертальний момент

електродвигуна та ін. Ідеальний перетворювач напруга-струм має нескінченно великий вхідний та вихідний опори.

В інвертувальному та неінвертувальному підсилювачах через резистор негативного зворотного зв'язку (резистор, що включений між виходом ОП та інверсним входом, – резистор $R2$ на рис. 5.1 та 5.8) протікає струм $I = U_{вх}/R1$ (див. лекц. 5). Таким чином, цей струм не залежить від спаду напруги на резисторі $R2$. Отже, обидва ці підсилювачі можна використовувати як джерело струму, в яких замість резистора зворотного зв'язку включено навантаження (рис. 7.2 та 7.3).

На підставі зазначеного вище:

$$I_{вих} = \frac{U_{вх}}{R} \qquad (7.2)$$

(вхідний струм ОП дорівнює нулю, тому струм, що тече через R дорівнює струму, що тече через навантаження; напруга між входами ОП дорівнює 0, тому струм, що тече через резистор R, а значить і струм навантаження, визначається виразом (7.2).

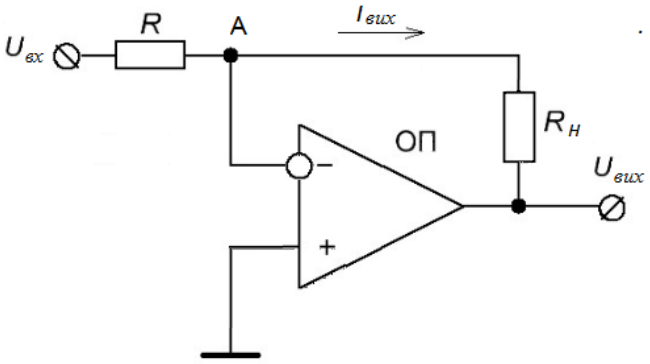


Рисунок 7.2 – Джерело струму на інвертувальному підсилювачі з навантаженням, увімкненим у коло зворотного зв′язку

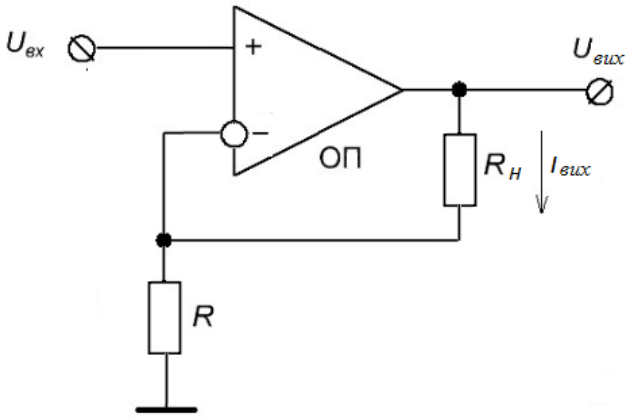


Рисунок 7.3 – Джерело струму на неінвертувальному підсилювачі з навантаженням, увімкненим у коло зворотного зв′язку

З виразу (7.2) витікає, що якщо вхідна напруга є постійною, то і струм, що тече через навантаження, також постійний і не залежить від опору навантаження (визначається лише опором резистора *R*). Якщо вхідна напруга буде змінюватися за деяким законом, то за тим самим законом буде змінюватися і струм навантаження.

Джерела струму, наведені на рис. 7.2 та 7.3, мають суттєвий недолік. Жоден з двох контактів навантаження не має з′єднання або із шиною живлення, або із загальною шиною. Якщо один з полюсів навантаження може бути з′єднаний із шиною живлення, то найбільш просто джерело струму можна виконати із використанням додаткового транзистора, підключеного до виходу ОП (рис. 7.4). Додання додаткового транзистора, крім того, дозволяє збільшити максимально допустимий вихідний струм джерела.

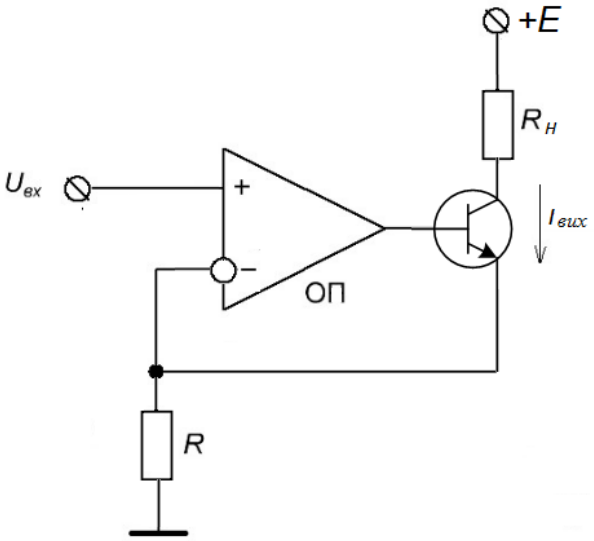


Рисунок 7.4 – Джерело струму на неінвертувальному підсилювачі із біполярним транзистором

Якщо до входу ОП прикладено напругу, відмінну від нуля, транзистор буде відкритий і вихідна напруга ОП встановлюється такою, що напруга на резисторі *R* дорівнює $U_{вх}$. Водночас струм, що тече через резистор *R* дорівнює $U_{вх}/R$. Оскільки цей струм є емітерним струмом транзистора, то струм, що тече через навантаження і який є струмом колектора, становитиме:

$$I_{вих} = I_к = I_е - I_б = I_е - \frac{I_е}{\beta} = I_е\left(1-\frac{1}{\beta}\right) = \frac{U_{вх}}{R}\left(1-\frac{1}{\beta}\right), \qquad (7.3)$$

де β – коефіцієнт підсилення струму транзистора в схемі із загальним емітером.

Якщо вибрати транзистор з великим β, наприклад, складений, а ще краще польовий транзистор, для якого вхідний струм нескінченно малий, то

$$I_{вих} = \frac{U_{вх}}{R}. \tag{7.4}$$

На рис. 7.5 наведено аналогічну схему джерела струму з інвертувальним вмиканням операційного підсилювача.

Для цієї схеми вхідна напруга має бути негативною. Вихідний струм дорівнює:

$$I_{вих} = -\frac{U_{вх}}{R}\left(1-\frac{1}{\beta}\right), \tag{7.5}$$

тобто також доцільно використовувати складений або польовий транзистор.

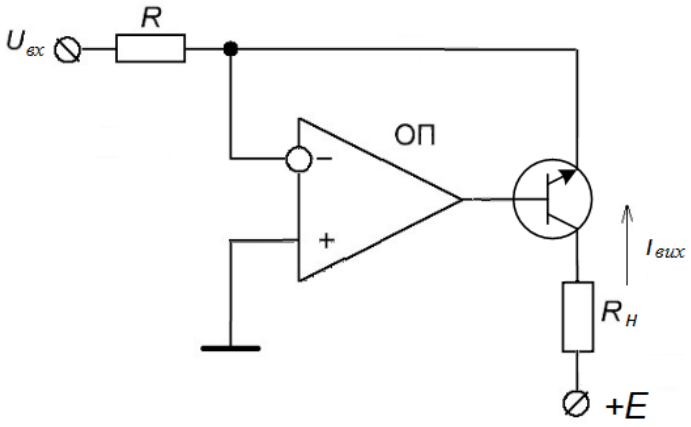


Рисунок 7.5 – Джерело струму на інвертувальному підсилювачі із біполярним транзистором

Недолік схеми джерела струму з інвертувальним вмиканням ОП полягає в тому, що через джерело вхідної напруги тече той самий струм, що й через навантаження, тому використовувати її у разі великих струмів навантаження не є доцільним.

Якщо один з полюсів навантаження має бути з'єднаний із загальною шиною живлення, то у цьому випадку використовується схема, зображена на рис. 7.6.

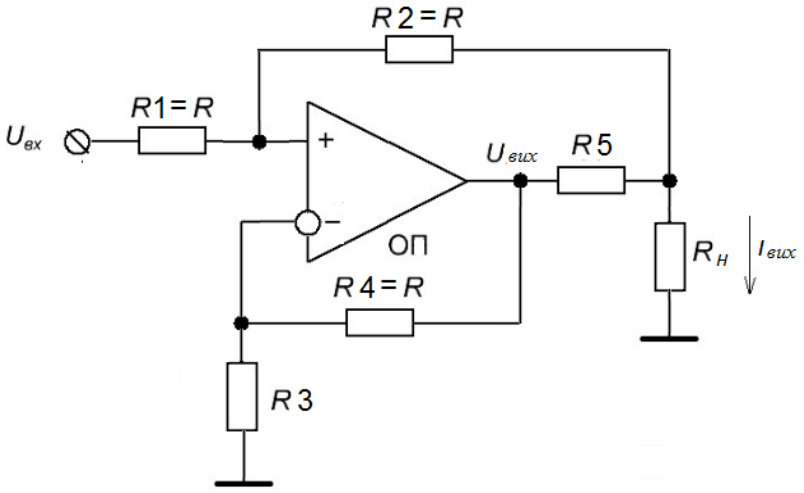


Рисунок 7.6 – Джерело струму із заземленим навантаженням

Принцип дії схеми полягає в тому, що вихідний струм визначається спадом напруги на резисторі $R5$. Вихідна напруга ОП набуває значення, за якого спад напруги на резисторі $R5$ стає пропорційним значенню вхідної напруги. Якщо позначити через U^+ напругу на прямому вході ОП, через U^- напругу на інверсному вході, а через $U_н$ – напругу на навантаженні, то на основі властивостей ідеального ОП можна записати:

$$\frac{U_{вх}-U^+}{R1}=\frac{U^+-U_н}{R2}, \tag{7.6}$$

$$\frac{U^-}{R3}=\frac{U_{вих}-U^-}{R4}, \tag{7.7}$$

$$\frac{U_{вих}-U_н}{R5}+\frac{U^+-U_н}{R2}=I_{вих}. \tag{7.8}$$

З врахуванням того, що для ідеального ОП $U^+ = U^-$, з рівнянь (7.6) – (7.8) отримаємо:

$$I_{вих}=\left(1+\frac{R2(R3+R4)}{R3R5}\right)\cdot\frac{U_{вх}}{R1+R2}+\frac{R1R4-R3(R2+R5)}{R3R5(R1+R2)}\cdot U_н. \tag{7.9}$$

Для джерела струму значення струму не має залежати від напруги на навантаженні, тому коефіцієнт біля $U_н$ має дорівнювати 0:

$$\frac{R1R4-R3(R2+R5)}{R3R5(R1+R2)}=0,$$

звідки

$$\frac{R4}{R2+R5}=\frac{R3}{R1}. \tag{7.10}$$

Якщо $R1 = R2 = R4 = R$, то з виразу (7.10) отримаємо:

$$R3 = \frac{R^2}{R + R5}, \tag{7.11}$$

а вираз (7.9) набуде вигляду:

$$I_{вих} = \left(1 + \frac{R(R3 + R)}{R3R5}\right) \cdot \frac{U_{вх}}{2R} = \left(\frac{1}{2R} + \frac{R3 + R}{2R3R5}\right) \cdot U_{вх}$$

або

$$I_{вих} = \left(\frac{R3R5 + R \cdot R3 + R^2}{2R \cdot R3 \cdot R5}\right) \cdot U_{вх} = \left(\frac{R3(R + R5) + R^2}{2R \cdot R3 \cdot R5}\right) \cdot U_{вх}. \tag{7.12}$$

З врахуванням (7.11) з виразу (7.12) для вихідного струму остаточно отримаємо:

$$I_{вих} = \left(\frac{\frac{R^2}{R + R5} \cdot (R + R5) + R^2}{2R \cdot \frac{R^2}{R + R5} \cdot R5}\right) \cdot U_{вх} = \left(\frac{2R^2}{\frac{2R^3R5}{R + R5}}\right) \cdot U_{вх} = \frac{R + R5}{R \cdot R5} \cdot U_{вх}. \tag{7.13}$$

Зазвичай опори резисторів R та $R5$ вибираються так, щоб $R >> R5$. Тоді

$$I_{вих} \approx \frac{U_{вх}}{R5}. \tag{7.14}$$

Контрольні питання

1. Яка схема джерела напруги, керованого струмом?
2. Які висуваються вимоги до вхідного та вихідного опорів ідеального джерела напруги, керованого струмом?
3. Чому дорівнює напруга на виході перетворювача струм-напруга?
4. Яке призначення перетворювачів напруга-струм?
5. Які висуваються вимоги до вхідного та вихідного опорів ідеального джерела струму, керованого напругою?
6. За схемою якого підсилювача на ОП, інвертувального чи неінвертувального, може бути реалізовано перетворювач напруга-струм? Які недоліки такого рішення?
7. Чому дорівнює струм на виході перетворювача напруга-струм?
8. Яке схемотехнічне рішення дозволяє реалізувати джерело струму для навантаження, що одним зі своїх двох контактів має бути підключено до шини живлення?

ЛЕКЦІЯ 8. ПРИСТРОЇ ПОРІВНЯННЯ АНАЛОГОВИХ СИГНАЛІВ

План

1. Компаратор.
2. Порогові пристрої. Тригер Шмітта.

1. Компаратор

Порівняння аналогових сигналів здійснюється компараторами. Компаратор виконує функції порівняння або двох вхідних сигналів між собою, або одного вхідного сигналу з деяким еталонним значенням. Результат порівняння відображається значенням напруги на виході компаратора: якщо один із сигналів більший за інший, то вихідна напруга набуває значення високого рівня, у протилежному випадку – низького. Відповідно до цього вхідні сигнали компаратора можуть бути як аналоговими, так і цифровими, а вихідний – цифровий. Таким чином, компаратор – це елемент переходу від аналогових до цифрових сигналів, і фактично є однорозрядним аналого-цифровим перетворювачем. Найчастіше параметром сигналу, що піддається порівнянню, є напруга. Потрібно відзначити, що, як правило, безпосередньо під компаратором розуміють спеціалізований пристрій. Проте компаратор може бути реалізований і на операційному підсилювачі (рис. 8.1).

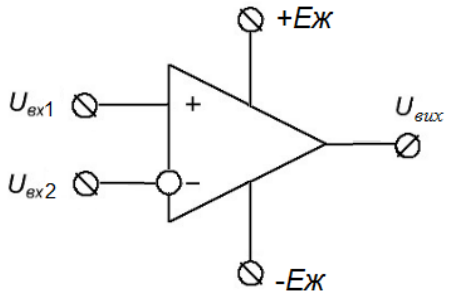


Рисунок 8.1 – Компаратор на ОП

Відповідно до характеристик ОП:

$$U_{вих} = \begin{cases} +Еж, & якщо\ U_{вх1} > U_{вх2} \\ -Еж, & якщо\ U_{вх1} < U_{вх2} \end{cases}$$

Перемикання схеми на рис. 8.1 відбувається в момент, коли $U_{вх1} = U_{вх2}$.

2. Порогові пристрої. Тригер Шмітта

Якщо до одного з входів ОП прикласти постійну напругу $U_{пор}$ (рис. 8.2), отримаємо так званий пороговий пристрій.

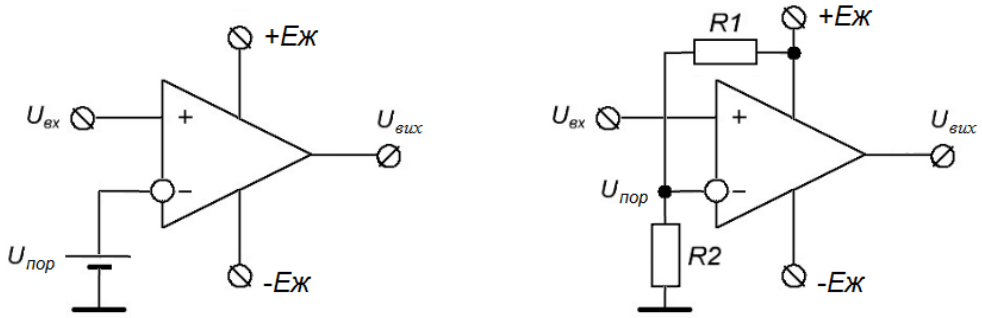


Рисунок 8.2 – Пороговий пристрій на основі компаратора на ОП

Перемикання схеми відбувається в момент, коли вхідна напруга у випадку свого змінення проходить через значення $U_{пор}$ (рис. 8.3). Напруга $U_{пор}$ називається пороговою напругою або просто порогом спрацювання пристрою.

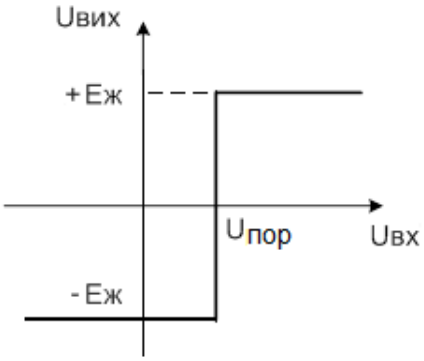


Рисунок 8.3 – Передавальна характеристика порогового пристрою на компараторі

Якщо на вхід компаратора на рис. 8.2 подати синусоподібну напругу, то вихідна напруга буде мати вигляд меандра (рис. 8.4).

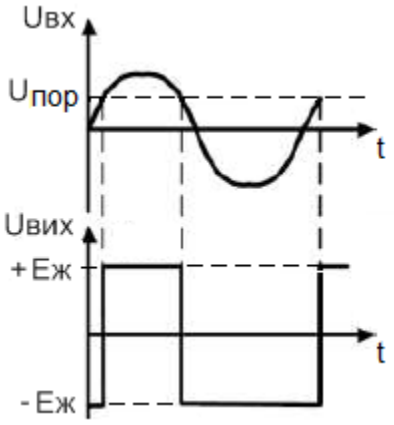


Рисунок 8.4 – Часові діаграми роботи порогового пристрою за синусоподібного вхідного сигналу

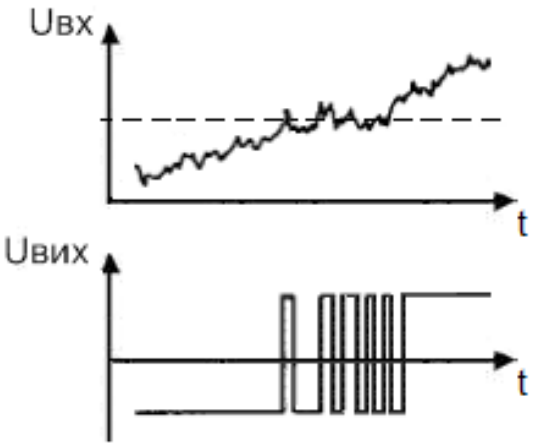
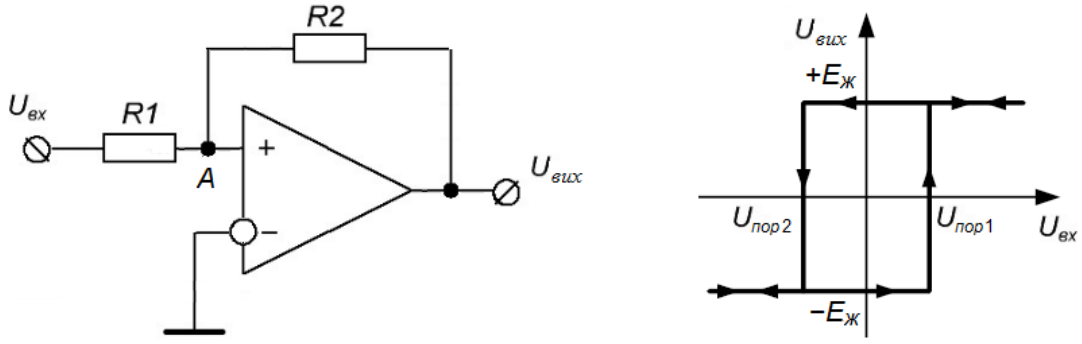


Рисунок 8.5 – Реакція компаратора на зашумлений вхідний сигнал

Головними недоліками компаратора є досить повільна зміна вихідної напруги за дуже повільної зміни вхідного сигналу та наявність багаторазових хибних перемикань (брязкіт вихідної напруги) у разіи зашумленого вхідного сигналу, коли через дію шуму вхідний сигнал під час своєї зміни багаторазово перетинає рівень порогу (рис. 8.5).

Зазначених недоліків позбавлена схема тригера Шмітта – компаратора, охопленого позитивним зворотним зв′язком. Внаслідок дії позитивного зворотного зв′язку передавальна характеристика тригера Шмітта має прямокутну петлю гістерезису, який проявляється в тому, що перемикання між низьким і високим значеннями вихідної напруги та між високим і низьким відбувається за різних значень вхідної напруги $U_{пор1} \neq U_{пор2}$.

На рис.8.6 наведено схему неінвертувального тригера Шмітта та його передавальну характеристику.



а б

Рисунок 8.6 – Неінвертувальний тригер Шмітта (а) та його передавальна характеристика (б)

Нехай напруга на вході схеми дорівнює нулю. На перший погляд здається, що вихідна напруга теж дорівнює нулю. Ніби усе правильно: заи $U_{вх} = U_{вих} = 0$ напруга на прямому вході ОП (т. А) також дорівнює нулю, тобто напруги на прямому та інверсному входах ОП однакові, а значить

$U_{вих} = 0$. Проте такий стан майже неможливий, оскільки він нестійкий: будь-які незначні відхилення вхідної чи вихідної напруги порушують його. Внаслідок цього вихідна напруга набуває значення $-E_{ж}$ або $+E_{ж}$. Якщо вихідна напруга стане дорівнювати $-E_{ж}$, напруга у т. А буде негативною, тобто меншою за напругу на інверсному вході, що відповідає одному зі стійких станів: за $U^+ < U^-$ $U_{вих} = -E_{ж}$. Якщо вихідна напруга набуде значення $+E_{ж}$, напруга у т. А буде позитивною, тобто більшою за напругу на інверсному вході, що відповідає іншому стійкому стану: за $U^+ > U^-$ $U_{вих} = +E_{ж}$.

Нехай за $U_{вх} = 0$ пристрій знаходиться у стійкому стані, в якому вихідна напруга дорівнює $-E_{ж}$. У загальному випадку напруга U^+ на прямому вході ОП (т. А) відрізняється від $U_{вх}$ на величину спаду напруги на резисторі $R1$:

$$U^+ = U_{вх} - \frac{R1}{R1 + R2} \cdot \left(U_{вх} - U_{вих}\right). \qquad (8.1)$$

Оскільки у стійкому стані $U_{вих} = -E_{ж}$, то

$$U^+ = U_{вх} - \frac{R1}{R1 + R2} \cdot \left(U_{вх} + E_{ж}\right).$$

або

$$U^+ = U_{вх} \cdot \frac{R2}{R1 + R2} - \frac{R1}{R1 + R2} \cdot E_{ж}. \qquad (8.2)$$

З виразу (8.2) видно, що за $U_{вх} = 0$ у розглядуваному стійкому стані ($U_{вих} = -E_{ж}$) напруга на інверсному вході є негативною і дорівнює:

$$U^+ = -\frac{R1}{R1 + R2} \cdot E_{ж}$$

У випадку збільшення вхідної напруги, напруга на прямому вході ОП також збільшується відповідно до виразу (8.2). За певного значення $U_{вх}$ напруга U^+ стане дорівнювати нулю, тобто зрівняється з напругою на інверсному вході. У цей момент розпочнеться процес перемикання схеми у протилежний стан. Вихідна напруга почне збільшуватися. Відповідно до виразу (8.1) збільшення $U_{вих}$ призводить до зменшення різниці $U_{вх} - U_{вих}$, а значить до зростання U^+. Це означає, що зростання вихідної напруги веде до збільшення різниці потенціалів між прямим та інверсним входами ОП, що, й собі, викликає ще більше зростання $U_{вих}$. Це означає, що навіть якщо зафіксувати значення вхідної напруги у цей момент, вихідна напруга все одно буде збільшуватися, що у кінцевому випадку призведе до

перемикання схеми у протилежний стійкий стан. Такий процес перемикання називається лавиноподібним. Лавиноподібне перемикання характеризується тим, що його швидкість не залежить від швидкості зміни вхідної напруги, внаслідок якої воно відбувається.

Значення вхідної напруги, за якого розпочинається вихід схеми зі стійкого стану, в якому $U_{вих} = -E_{ж}$, відповідає першій пороговій напрузі перемикання $U_{пор1}$. Значення $U_{пор1}$ знайдемо з виразу (8.2) за умови, що перемикання розпочинається в момент, коли $U^{+} = 0$:

$$0 = U_{пор1} \cdot \frac{R2}{R1 + R2} - \frac{R1}{R1 + R2} \cdot E_{ж},$$

звідки

$$U_{пор1} = \frac{R1}{R2} \cdot E_{ж}. \qquad (8.3)$$

У новому стійкому стані $U_{вих} = +E_{ж}$, а напруга на прямому вході ОП відповідно до виразу (8.1):

$$U^{+} = U_{вх} - \frac{R1}{R1 + R2} \cdot \left(U_{вх} - E_{ж}\right).$$

або

$$U^{+} = U_{вх} \cdot \frac{R2}{R1 + R2} + \frac{R1}{R1 + R2} \cdot E_{ж}. \qquad (8.4)$$

Для повернення схеми у початковий стан ($U_{вих} = -E_{ж}$) вхідну напругу потрібно зменшити до значення, за якого напруга U^{+} досягне нульового значення. У цей момент потенціали прямого та інверсного входів ОП зрівняють (диференційна напруга на входах ОП стане дорівнювати нулю), і вихідна напруга почне зменшуватися. Відповідно до виразу (8.1) зменшення $U_{вих}$ веде до зменшення U^{+}, а значить процес перемикання є лавиноподібним.

Значення вхідної напруги, за якого розпочинається вихід схеми зі стійкого стану, в якому $U_{вих} = +E_{ж}$, відповідає другій пороговій напрузі перемикання $U_{пор2}$, значення її знайдемо з виразу (8.4):

$$0 = U_{пор2} \cdot \frac{R2}{R1 + R2} + \frac{R1}{R1 + R2} \cdot E_{ж},$$

звідки

$$U_{пор2} = -\frac{R1}{R2} \cdot E_{ж}. \qquad (8.5)$$

З виразів (8.3) та (8.5) витікає, що за однаковості за абсолютним

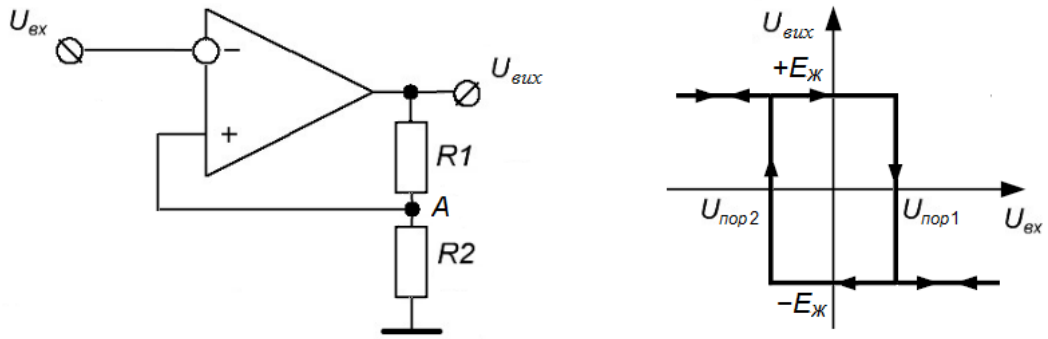
значенням напруг живлення позивної та негативної полярності, порогові напруги однакові за модулем та протилежні за знаком, тобто передавальна характеристика розташована симетрично до осі OY (рис. 8.6, б).

Якщо до інверсного входу замість його з′єднання з нульовою шиною прикласти напругу U_0, то передавальна характеристика зсунеться вздовж осі OX на

$$\Delta U = \frac{R1 + R2}{R2} \cdot U_0 .$$

У разі використання однополярного живлення ($-E_ж = 0$ або $+E_ж = 0$), одна з порогових напруг буде дорівнювати нулю: за живлення лише від джерела позитивної напруги ($-E_ж = 0$), $U_{пор1} = 0$, за живлення лише від джерела негативного напруги ($+E_ж = 0$), $U_{пор2} = 0$.

На рис. 8.7 наведено схему інвертувального тригера Шмітта та його передавальну характеристику. Як і неінвертувальний, інвертувальний тригер Шмітта має два стійких стани, яким відповідають $U_{вих} = -E_ж$ та $U_{вих} = +E_ж$.



а б

Рисунок 8.7 – Інвертувальний тригер Шмітта (а) та його передавальна характеристика (б)

Нехай схема на рис. 8.7, а перебуває в стані, в якому $U_{вих} = +E_ж$. Напруга U^+ на прямому вході ОП (т. А) у цьому стані дорівнює:

$$U^+ = \frac{R2}{R1 + R2} \cdot U_{вих} = \frac{R2}{R1 + R2} \cdot E_ж . \qquad (8.6)$$

Перемикання схеми у другий стійкий стан розпочнеться, коли вхідна напруга досягне значення, за якого потенціали прямого та інверсного входів зрівняються, тобто значення, що визначається виразом (8.6), буде перша порогова напруга:

$$U_{пор1} = \frac{R2}{R1 + R2} \cdot E_ж . \qquad (8.7)$$

Як і для схеми неінвертувального тригера Шмітта, процес перемикання буде відбуватися лавиноподібно. У разі, коли $U_{вх} = U_{пор1}$ вихідна напруга почне зменшуватися, збільшуючи різницю потенціалів між інверсним та прямим входами ОП. Отже, за $U_{вх} = U_{пор1}$ схема переходить у другий стійкий стан, в кому $U_{вих} = -E_{ж}$. У цьому стані напруга U^{+} на прямому вході ОП (т. А) буде дорівнювати:

$$U^{+} = -\frac{R2}{R1+R2} \cdot E_{ж}. \tag{8.8}$$

Лавиноподібне перемикання схеми у початковий стан ($U_{вих} = +E_{ж}$), розпочнеться, коли напруга на вході схеми зменшиться до рівня, що визначається виразом (8.8). Це буде друга порогова напруга:

$$U_{пор2} = -\frac{R2}{R1+R2} \cdot E_{ж}. \tag{8.9}$$

З виразів (8.7) та (8.9) витікає, що за $|-E_{ж}| = |+E_{ж}|$, порогові напруги однакові за абсолютним значенням та протилежні за знаком, тобто передавальна характеристика розташована симетрично до осі OY (рис. 8.7, б). Як і для неінвертувального тригера Шмітта, у разі використання однополярного живлення одна з порогових напруг буде дорівнювати нулю. За живлення лише від джерела позитивної полярності ($-E_{ж} = 0$), $U_{пор2} = 0$, за живлення лише від джерела негативної полярності ($+E_{ж} = 0$), $U_{пор1} = 0$.

Різниця $\Delta U = U_{пор1} - U_{пор2}$ визначає ширину петлі гістерезису, від якої залежить завадостійкість схеми. Схема є нечутливою до наведень, з амплітудою, меншою за ΔU, оскільки вони не здані викликати її хибне перемикання (рис. 8.8) (порівняйте з рис. 8.5).

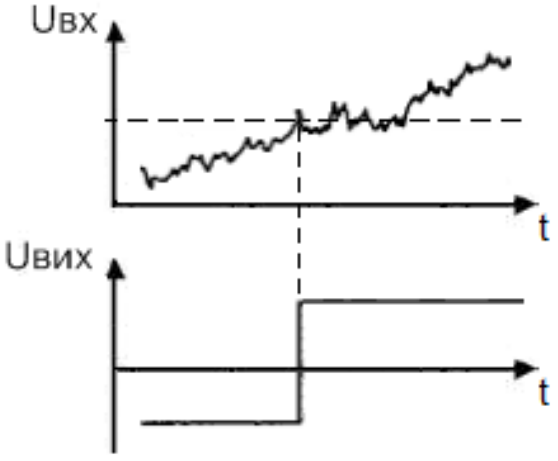


Рисунок 8.8 – Реакція тригера Шмітта на зашумлений вхідний сигнал

Як було зазначено вище, перемикання тригера Шмітта відбувається лавиноподібно, незалежно від швидкості зміни вхідної напруги. Це дозволяє використовувати схеми на рис. 8.6, а та 8.7, а для підвищення крутизни фронтів імпульсних сигналів.

Контрольні питання

1. Яке призначення компаратора?
2. Яким чином може бути реалізований компаратор з використанням ОП?
3. Яка відмінність компаратора та порогового пристрою? Як реалізувати пороговий пристрій на компараторі?
4. Які недоліки порогового пристрою на компараторі?
5. Що являє собою тригера Шмітта? Чим передавальна характеристика тригера Шмітта відрізняється від передавальної характеристики компаратора?
6. У чому полягає гістерезис передавальної характеристики тригера Шмітта?
7. Яка схема неінвертувального тригера Шмітта на ОП? Як вона працює?
8. Якою буде передавальна характеристика неінвертувального тригера Шмітта у разі однополярного живлення лише від джерела позитивної напруги?
9. Яка схема інвертувального тригера Шмітта на ОП? Як вона працює?
10. Якою буде передавальна характеристика інвертувального тригера Шмітта у разі однополярного живлення лише від джерела позитивної напруги?
11. Які переваги тригера Шмітта?

ЛЕКЦІЯ 9. ГЕНЕРАТОРИ

План

1. Поняття генератора. Генератори імпульсів прямокутної форми (мультивібратори).
2. Очікувальний генератор.

1. Поняття генератора. Генератори імпульсів прямокутної форми (мультивібратори)

У загальному випадку генератор – це автоколивальна система, в якій енергія джерела живлення перетворюється на енергію електричних коливань. Розрізняють генератори синусоїдальних (гармонічних) коливань, генератори імпульсів прямокутної форми – мультивібратори, генератори імпульсів спеціальної форми наприклад, генератори напруги, що лінійно змінюється або пилоподібної форми. У загальному випадку генератор являє собою підсилювальний пристрій охоплений позитивним зворотним зв′язком.

В основі мультивібратора лежить інвертувальний тригер Шмітта (рис. 9.1). У момент вмикання живлення конденсатор повністю розряджений, тому напруга на інверсному вході ОП дорівнює нулю. Відповідно до цього вихідна напруга дорівнює напрузі джерела живлення позитивної полярності: $U_{вих} = +E_{ж}$. Як результат – розпочинається процес заряджання конденсатора C від $U_{вих}$ через резистор $R1$.

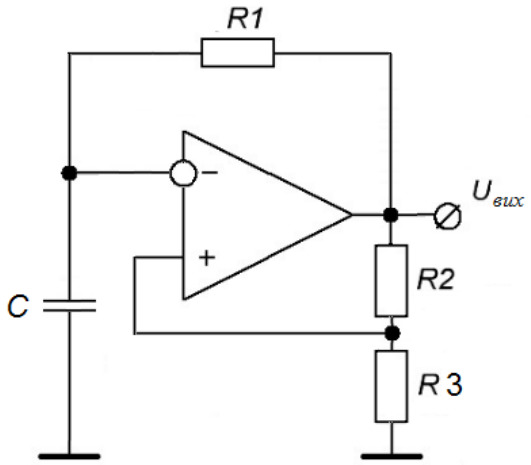


Рисунок 9.1 – Автоколивальний мультивібратор на ОП

Під час заряджання напруга на конденсаторі зростає і в деякий момент досягає значення першої порогової напруги. Відбувається перемикання схеми у протилежний стан, внаслідок чого вихідна напруга стрибкоподібно набуває значення напруги джерела живлення негативної полярності: $U_{вих} = -E_{ж}$. Результат цього – струм через резистор $R1$ зміниться на протилежний, а конденсатор C почне перезаряджатися до напруги $-E_{ж}$. Напруга на конденсаторі зменшується доти, доки не досягне значення другої порогової напруги. Тобто вихідна напруга знову стрибкоподібно змінюється на значення $+E_{ж}$, і знову напруга на конденсаторі розпочинає збільшуватися. Описані процеси ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 9.2.

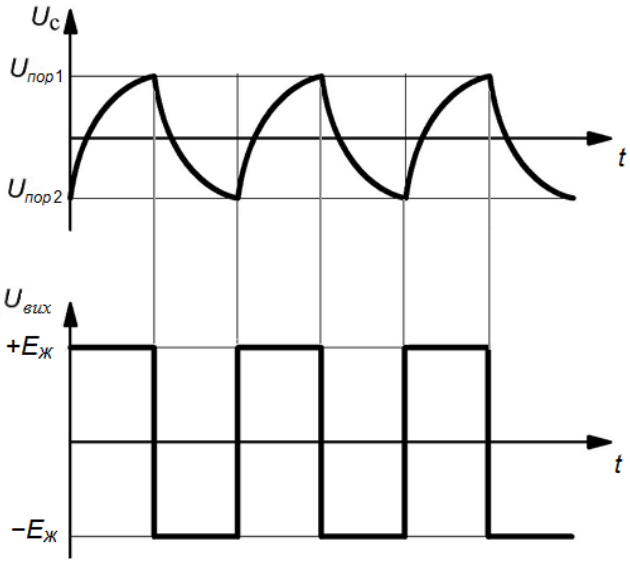


Рисунок 9.2 – Часові діаграми зміни напруг на конденсаторі (а) та на виході мультивібратора (б)

Стала часу $R1 \cdot C$ визначає час заряджання конденсатора, а значить і часові інтервали, протягом яких вихідна напруга залишається такою, що дорівнює або $+E_{ж}$, або $-E_{ж}$.

Отже, частота вихідних імпульсів залежить від сталої часу $R1$ C, а також від ширини петлі гістерезису, і в загальному випадку визначається виразом:

$$f = \frac{1}{2 \cdot R1 \cdot C \cdot \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right)}, \qquad (9.1)$$

$$\beta = \frac{R2}{R2 + R3}.$$

Якщо потрібно отримати несиметричний імпульсний сигнал, тобто сигнал, в якому тривалість імпульсів не дорівнює тривалості паузи, потрібно зробити так, щоб часи заряджання та розряджання конденсатора були різними. Так, в схемі на рис. 9.3, завдяки використанню діодів, заряджання конденсатора відбувається через резистор *R*1, а розряджання – через резистор *R*2.

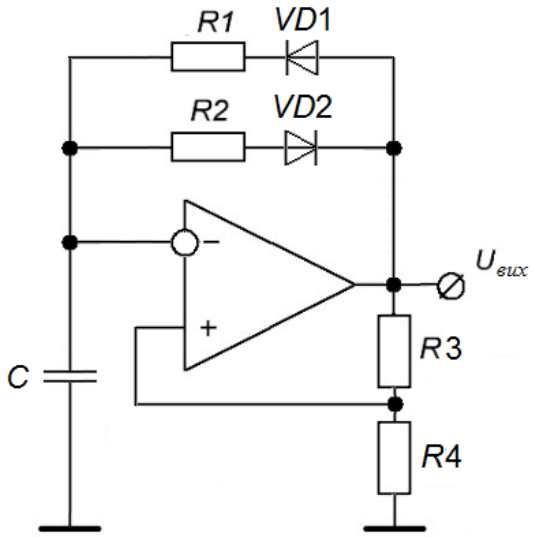


Рисунок 9.3 – Несиметричний автоколивальний мультивібратор на ОП

2. Очікувальний генератор

Крім автоколивального існує очікувальний мультивібратор, призначенням якого є отримання одиночного імпульсу заданої тривалості. В очікувальному режимі мультивібратор формує одиночний імпульс під дією вхідного імпульсного сигналу. Водночас тривалість вихідного імпульсу не залежить від тривалості вхідного імпульсу збудження і визначається лише параметрами схеми мультивібратора.

У режимі очікування генератор має стан стійкої і квазістійкої рівноваги. Квазістійкою рівновагою називають такий стан генератора, за якого він, будучи виведеним зі стану рівноваги, через деякий час повертається до цього стану завдяки внутрішнім процесам. Перехід зі стійкої рівноваги в квазістійку відбувається під дією імпульсів запуску. Назад у стан стійкої рівноваги генератор повертається самовільно через час, що залежить від параметрів генератора. В автоколивальному режимі стійкого стану немає, а є два квазістійких стани.

Для отримання очікувального мультивібратора з автоколивального, до

схеми останнього потрібно ввести кола запуску та «гальмування» (рис. 9.4). Завдяки наявності діода *VD*1 напруга на конденсаторі *C*2 не може стати меншою за прямий спад напруги на діоді $U_д$, тобто, коли схема перейде в стан, в якому $U_{вих} = -E_ж$, напруга на конденсаторі, а значить і на інверсному вході ОП, буде дорівнювати $-U_д$.

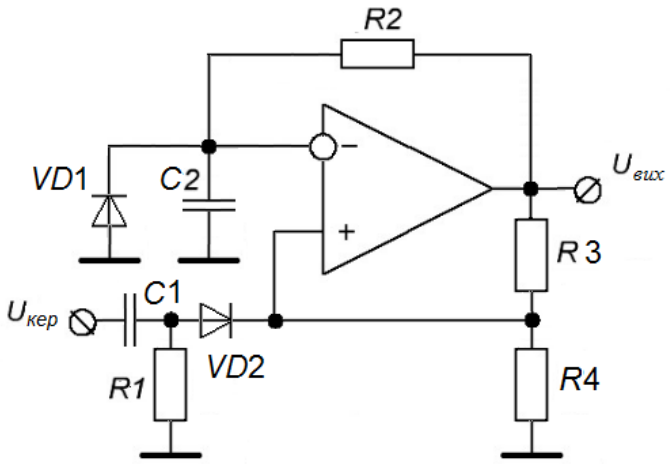


Рисунок 9.4 – Очікувальний мультивібратор на ОП

Напруга на прямому вході ОП відповідно до виразу (8.7) дорівнює:

$$U^+ = -\frac{R4}{R3+R4}\cdot E_ж .$$

Якщо

$$-U_д > -\frac{R4}{R3+R4}\cdot E_ж , \qquad (9.2)$$

значення другої порогової напруги перемикання тригера Шмітта не буде досягнуто, і схема залишиться в стійкому стані, в якому $U_{вих} = -E_ж$. У такому стані мультивібратор може знаходитися нескінченно довго, доки не прийде керівний імпульс запуску $U_{кер}$.

У випадку надходження позитивного імпульсу запуску $U_{кер}$ напруга U^+ на прямому вході ОП збільшиться. За достатньої амплітуди $U_{кер}$ умова (9.2) порушиться, і схема перемкнеться у квазістійкий стан, в якому $U_{вих} = +E_ж$. Конденсатор *C*2 почне заряджатися. Напруга на ньому буде збільшуватися доти, доки не досягне значення першої порогової напруги перемикання тригера Шмітта. У цей момент формування вихідного імпульсу завершиться і схема повернеться до стійкого стану, в якому $U_{вих} = -E_ж$.

В момент дії позитивного імпульсу $U_{кер}$ напруга на резисторі *R*1 спадає за експоненціальним законом (коло *C*1*R*1 є диференційним), тобто за

скінченний проміжок часу досягає нульового значення. Це дозволяє залишити мультивібратор у стійкому стані, якщо тривалість імпульсу $U_{кер}$ виявиться занадто великою. Для того, щоб був сформований черговий імпульс, напруга на вході керування має набути нульового значення, внаслідок чого конденсатор $C1$ розрядиться і схема зможе відреагувати на черговий керівний імпульс запуску.

Контрольні питання

1. Що являє собою генератор?
2. Які бувають генератори? Який генератор називається мультивібратором?
3. Яка схема автоколивального генератора на ОП? Як вона працює?
4. Чим визначаються часові параметри генерованих імпульсів автоколивального генератора на ОП?
5. Яким чином можна реалізувати генерацію імпульсного сигналу, в якому тривалість імпульсів відрізняється від тривалості паузи?
6. Чим відрізняється очікувальний режим роботи генератора від автоколивального?
7. Яка схема очікувального генератора на ОП? Як вона працює?
8. Як вплине на параметри генерованого імпульсу збільшення ємності конденсатора С1 в схемі очікувального мультивібратора, наведеній на рис. 9.2?
9. Як вплине на параметри генерованого імпульсу збільшення ємності конденсатора С2 в схемі очікувального мультивібратора, наведеній на рис. 9.2?

ЛЕКЦІЯ 10. ЦИФРО-АНАЛОГОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ (ЦАП)

План

1. Цифро-аналоговий перетворювач з матрицею вагових резисторів.
2. Цифро-аналоговий перетворювач з матрицею *R*-2*R*.
3. Цифро-аналоговий перетворювач з матрицею конденсаторів, що перемикаються.
4. Цифро-аналоговий перетворювач з додаванням напруг.
5. Використання ЦАП.

1. Цифро-аналоговий перетворювач з матрицею вагових резисторів

Цифро-аналоговим перетворювачем (ЦАП) називається електронний засіб, призначений для перетворення цифрової інформації в аналогову у вигляді аналогової напруги або струму, що функціонально пов′язані з вхідним цифровим кодом. У більшості випадків ця залежність лінійна. Найбільш часто ЦАП використовують для суміщення засобів цифрової обробки сигналів зі системами, що працюють з аналоговими сигналами. Крім того, ЦАП використовують як вузол зворотного зв′язку в аналого-цифрових перетворювачах та в засобах порівняння цифрових величин з аналоговими.

ЦАП може бути побудовано на суматорі (див. рис. 6.2), вихідна напруга якого пропорційна сумі вхідних напруг. Найпростіший паралельний ЦАП можна отримати, використавши в схемі суматора матрицю вагових резисторів. На рис. 10.1 наведено схему такого чотирирозрядного ЦАП.

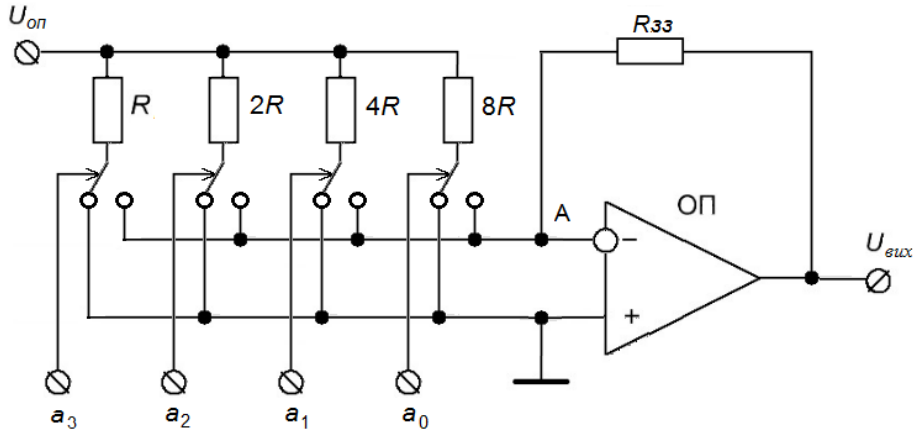


Рисунок 10.1 – Паралельний чотирирозрядний ЦАП з матрицею вагових резисторів

На вхід ЦАП надходить чотирибітовий двійковий код $a_0a_1a_2a_3$. Якщо знехтувати опорами замкнутих ключів, то відповідно до виразу (6.8) для напруги на виході схеми отримаємо:

$$U_{вих} = -\left(a_3 \cdot \frac{Rзз}{R} \cdot U_{оп} + a_2 \cdot \frac{Rзз}{2R} \cdot U_{оп} + a_1 \cdot \frac{Rзз}{4R} \cdot U_{оп} + a_0 \cdot \frac{Rзз}{8R} \cdot U_{оп} \right)$$

або

$$U_{вих} = -U_{оп} \cdot \frac{Rзз}{R} \cdot \left(\frac{a_3}{1} + \frac{a_2}{2} + \frac{a_1}{4} + \frac{a_0}{8} \right),$$

$$U_{вих} = -U_{оп} \cdot \frac{Rзз}{R} \cdot \left(8a_3 + 4a_2 + 2a_1 + a_0\right), \qquad (10.1)$$

де $U_{оп}$ – опорна напруга.

Якщо a_i дорівнює 0, то відповідний ключ на рис. 10.1 знаходиться у лівому положенні, і розрядний струм тече на «землю» (відповідний доданок у виразі (10.1) дорівнює 0). Якщо a_i дорівнює 1, то відповідний ключ на рис. 10.1 знаходиться в правому положенні, і розрядний струм тече у т. А, додаючи свій вклад у значення вихідної напруги.

Такий ЦАП має ряд особливостей:

1. Масштабний коефіцієнт перетворення і, отже, точність, як випливає з виразу (10.1), не залежить від абсолютних значень номіналів резисторів, а залежать від стабільності відношення $R_{зз}/R_i$, що зумовлює необхідність виготовлення усіх резисторів, включно й $R_{зз}$, в єдиному технологічному циклі.

2. Вхідний опір матриці не залежить від коду і залишається постійним і приблизно дорівнює $R/2$.

2. Цифро-аналоговий перетворювач з матрицею *R*-2*R*

Основним недоліком ЦАП з ваговими резисторами є великий діапазон номіналів резисторів, що за великої кількості розрядів веде до зниження технологічності. Крім того, потужність, що розсіюється резисторами, і струми, що протікають в них, також мають діапазон $2^n - 1$. Все це призводить до труднощів підтримки необхідного співвідношення резисторів в широкому температурному діапазоні. Радикальним способом зменшити діапазон застосовуваних резисторів є застосуванням матриці *R*-2*R* (рис. 10.2).

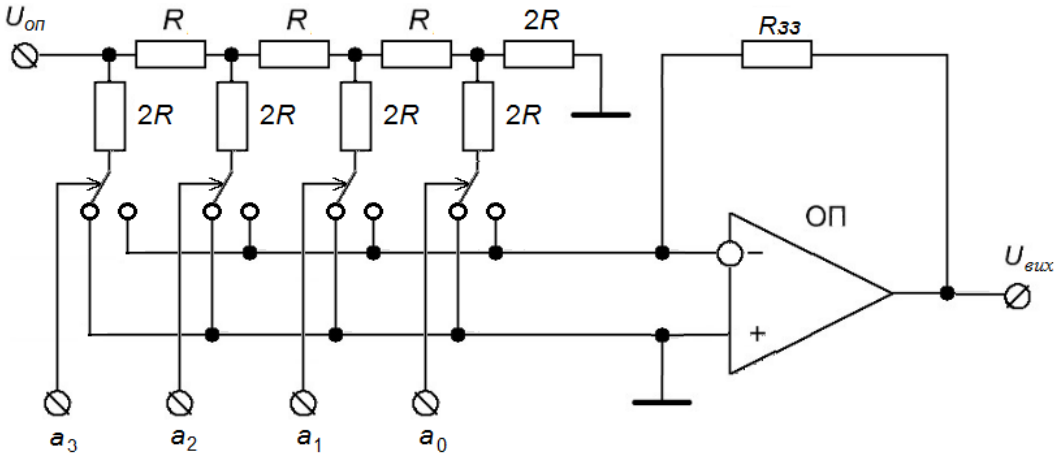


Рисунок 10.2 – Паралельний чотири розрядний ЦАП з матрицею *R*-2*R*

В матриці *R*-2*R* напруги у сусідніх вузлових точках *j* та *j* + 1 відрізняються у два рази. Якщо йти справа наліво, то напруга буде збільшуватися у 2 рази від вузла до вузла. Відповідно розрядні струми змінюються у 2 рази під час переходу від одного розряду до наступного (рис. 10.3).

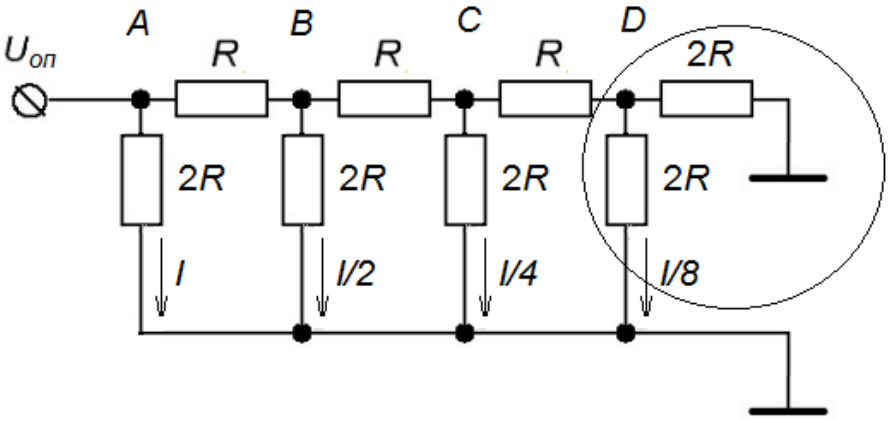


Рисунок 10.3 – Еквівалентна схема матриці *R*-2*R*

Оскільки для ідеального ОП різниця напруг між його входами дорівнює нулю, то потенціал на інверсному вході ОП дорівнює нулю. Тому незалежно від положення ключа має місце еквівалентна схема, наведена на рис. 10.3. Виділені резистори з опорами 2*R* включено паралельно. Тому їх еквівалентний опір дорівнює *R*. Відповідно до цього напруга у т. *D* у два рази менша, ніж напруга у т. *C*. Далі маємо два послідовно з′єднаних резистори з опорами *R* (резистор, що включений між точками *D* та *C*, та еквівалентний опір виділених резисторів 2*R*). Їх

еквівалентний опір дорівнює $2R$. Знову отримаємо два паралельно з′єднаних резистори з опорами $2R$, еквівалентний опір яких – R. Тому напруга у т. C буде у два рази менша за напругу у т. B і т. д.

За використання в ЦАП матриці R-$2R$ потрібні резистори тільки двох номіналів. Це дає певні технологічні переваги.

3. Цифро-аналоговий перетворювач з матрицею конденсаторів, що перемикаються

Основу ЦАП з матрицею конденсаторів, що перемикаються, або ЦАП із підсумовуванням зарядів становить матриця конденсаторів, ємності яких відносяться як цілі ступені двійки (рис. 10.4). Цикл перетворення у такому ЦАП складається з двох фаз. У першій фазі ключі, що керуються двійковим кодом $a_0a_1a_2a_3$, перебувають у лівому положенні, підключаючи нижні обкладки конденсаторів матриці до загальної шини. Ключ скидання S_R замкнений. Усі конденсатори матриці розряджені: конденсатори матриці, бо їх нижні обкладки підключені до загальної шини, а верхні – до віртуального нуля у т. А, конденсатор C у колі зворотного зв′язку ОП, бо замкнений «накоротко» ключем S_R.

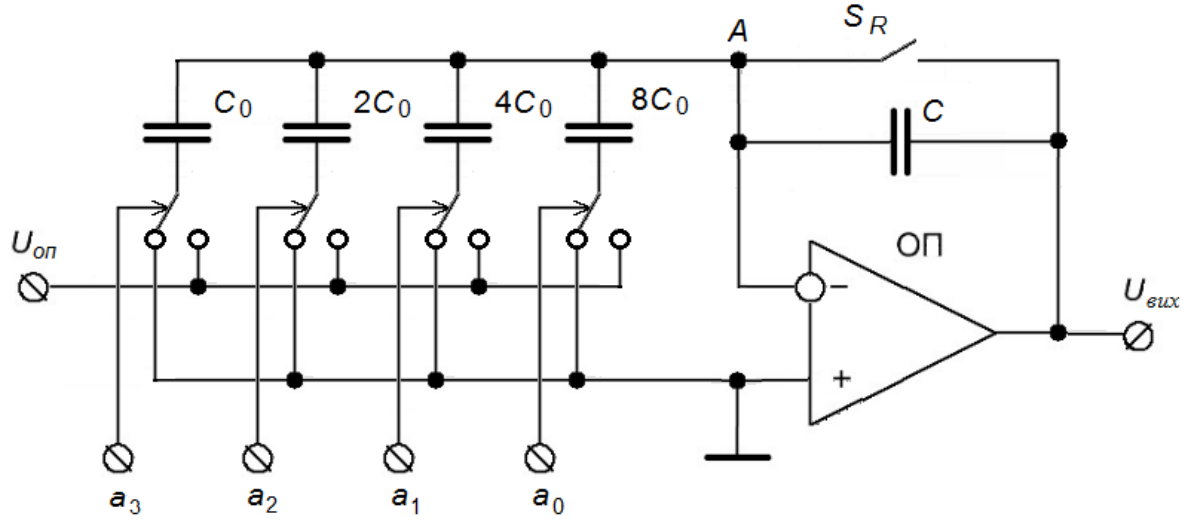


Рисунок 10.4 – Паралельний чотирирозрядний ЦАП з матрицею конденсаторів, що перемикаються

У другій фазі ключ скидання S_R розмикається. Якщо i-ий біт двійкового слова $a_0a_1a_2a_3$ дорівнює одиниці, відповідний йому ключ перемикається у праву позицію, підключаючи нижню обкладку конденсатора до джерела опорної напруги U_{on}. Якщо i-ий біт дорівнює нулю, відповідний йому ключ

залишається у лівому положенні. Сумарний заряд матриці конденсаторів становитиме

$$q = U_{ОП} \cdot C_0 \cdot \left(8a_3 + 4a_2 + 2a_1 + a_{03}\right). \qquad (10.2)$$

Такий самий заряд отримує і конденсатор C, оскільки з′єднаний з матрицею конденсаторів (еквівалентною ємністю матриці) послідовно. Напруга на виході схеми дорівнює:

$$U_{вих} = -\frac{q}{C} = -U_{ОП} \cdot \frac{C_0}{C} \cdot \left(8a_3 + 4a_2 + 2a_1 + a_0\right). \qquad (10.3)$$

Головним недоліком ЦАП з матрицею конденсаторів, що перемикаються, є неможливість утримувати результат перетворення (вихідну напругу) протягом тривалого часу через поступове розряджання конденсаторів, викликане струмами витоку. Для зберігання результату перетворення до виходу ЦАП цього типу потрібно підключити пристрій вибірки-зберігання. Тому подібні ЦАП застосовуються, переважно, у складі аналого-цифрових перетворювачів. Іншим недоліком ЦАП з конденсаторною матрицею є велика площа кристала ІМС, яку займає подібна схема.

4. Цифро-аналоговий перетворювач з додаванням напруг

Схему чотирирозрядного паралельного цифро-аналогового перетворювача з додаванням напруг наведено на рис. 10.5. Основу перетворювача становить коло з 15 послідовно з'єднаних резисторів однакового опору, що розділяє діапазон напруги від 0 до $U_{оп}$ на 15 однакових проміжків: на кожному резисторі спадає напруга $1/15U_{оп}$. Внаслідок чого у вузлових точках кола отримуються 16 значень напруги, що утворюють послідовність 0, $1/15U_{оп}$, $2/15U_{оп}$, … , $14/15U_{оп}$, $15/15U_{оп}$. Кожна з цих напруг через відповідний ключ $S_0 \ldots S_{15}$ може бути подана на вихід. Керування ключами здійснюється сигналами з виходів дешифратора, що перетворює двійковий код $a_0a_1a_2a_3$ в унітарний позиційний код, тобто активне значення, за якого забезпечується замкнений стан ключа, має сигнал лише на одному виході дешифратора. Відповідно до цього у замкненому стані буде знаходитися лише один з ключів $S_0 \ldots S_{15}$, номер якого визначається двійковим кодом.

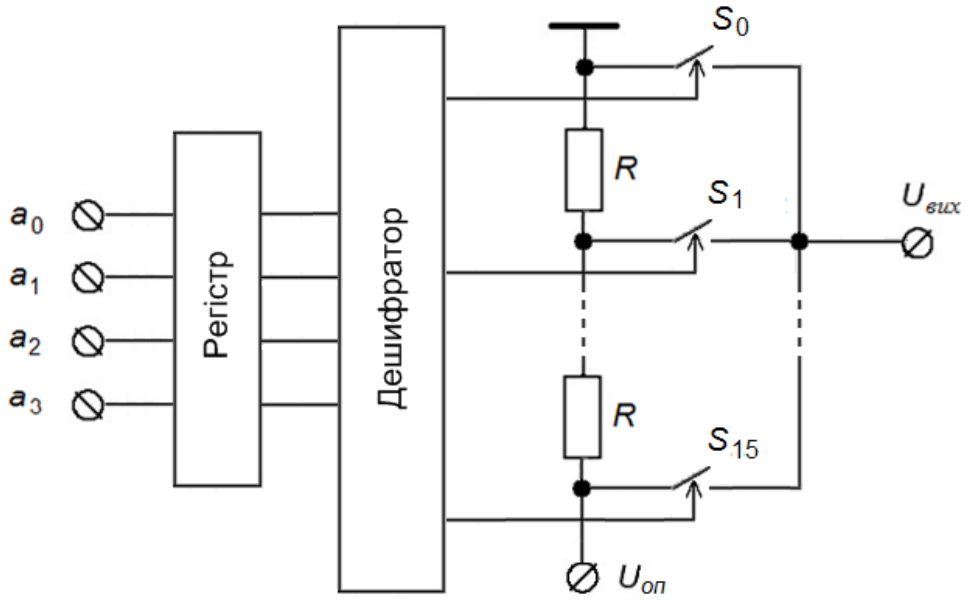


Рисунок 10.5 – Паралельний ЦАП з додаванням напруг

Отже на виході ЦАП формується напруга:

$$U_{вих} = \frac{U_{оп}}{15} \cdot \left(8a_3 + 4a_2 + 2a_1 + a_0\right). \qquad (10.4)$$

Перевагою такого ЦАП є висока лінійність та монотонність перехідної характеристики. Схема на рис.10.5 може бути використана як резистор, опір якого задається цифровим кодом.

5. Використання ЦАП

Сфери застосування цифро-аналогових перетворювачів належать не лише до перетворення код-аналог. Користуючись їх властивостями можна реалізувати добуток або ділення двох або більше сигналів, будувати аналогові кола, що керуються мікроконтролерами, такі, наприклад, як інтегратори, створювати генератори сигналів, зокрема сигналів довільної форми.

У описі цифро-аналогових перетворювачів під двійковим кодом $a_0a_1a_2a_3$ розумілося натуральне число. Цілі числа зі знаком зазвичай подаються з використанням додаткового коду, в якому старший розряд визначає знак: 0 – «+», 1 – «-». Так, наприклад, за допомогою восьми розрядів можна подати числа в діапазоні від -128 до +127. Під час введення чисел у ЦАП цей діапазон чисел зсувають до 0...255 шляхом додавання 128. Числа, більші за 128, вважаються позитивними, а числа, менші 128 – негативними. Число 128 відповідає нулю. Таке подання чисел зі знаком

називається зміщеним кодом. Додавання числа, що становить половину повної шкали такої розрядності (у прикладі це 128), можна легко виконати шляхом інверсії старшого (знакового) розряду. Щоб отримати вихідний сигнал з правильним знаком, необхідно здійснити зворотний зсув шляхом віднімання струму або напруги, що становить половину шкали перетворювача, від вихідного сигналу перетворювача.

Для множення сигналів можна скористатися тим, що відповідно до виразів (10.1) або (10.3) вихідна напруга ЦАП пропорційна добутку опорної напруги на цифровий вхідний код. З врахуванням того, що розглянуті ЦАП допускають зміну опорної напруги в широких межах, зокрема і зміну її полярності, їх можна безпосередньо використовувати для перемноження аналогового сигналу та цифрового коду.

Множення аналогового сигналу на цифровий код використовується в атенюаторах – регуляторах рівня сигналу. Застосування ЦАП дозволяє отримати атенюатори з цифровим управлінням, які є набагато надійнішими та довговічнішими, ніж традиційні атенюатори на основі змінних резисторів. Вони широко використовуються у вимірювальних приладах та інших пристроях, що потребують автоматичного підстроювання параметрів.

Ділення вхідної напруги на цифровий код може бути забезпечено за допомогою двоквадрантного дільника, схему на якого наведено на рис. 10.6. Обведена пунктиром резистивна матриця R-2R є цифро-аналоговим перетворювачем зі струмовим виходом. Як було зазначено вище під час розгляду ЦАП з матрицею R-2R, напруги у сусідніх вузлових точках матриці (рис. 10.3) відрізняються у два рази. Відповідно до цього розрядні струми змінюються у 2 рази за переходу від одного розряду до іншого. Водночас, якщо значення розряду a_i у двійковому слові $a_0a_1a_2a_3$ дорівнює нулю, то відповідний перемикач знаходиться у лівому положенні, спрямовуючи розрядний струм на «землю». Якщо розряд має значення «1», відповідний перемикач перебуває у правому положенні, спрямовуючи розрядний струм на вихід резистивної матриці, додаючи свій вклад у вихідний струм ЦАП.

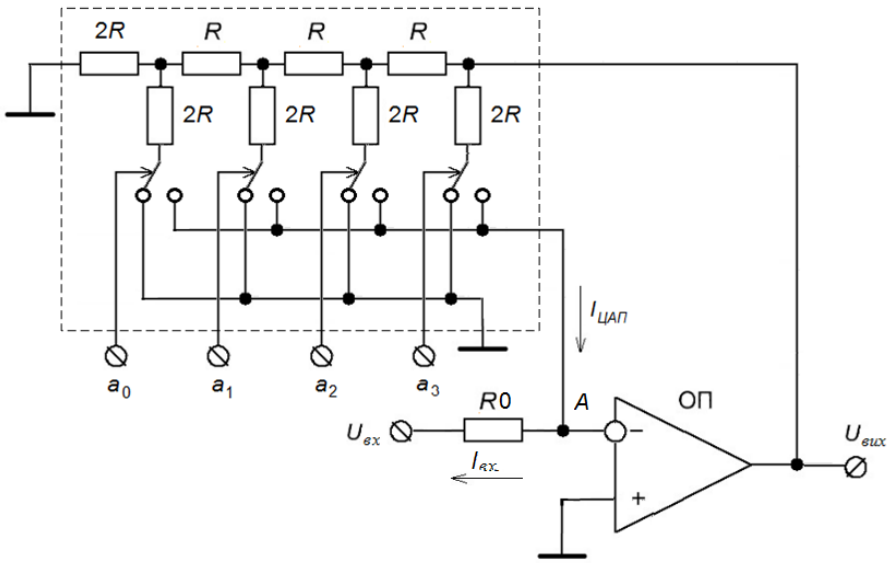


Рисунок 10.6 – Двоквадрантний дільник

З врахуванням цього для вихідного струму ЦАП, що тече до інверсного входу ОП, можна записати:

$$I_{ЦАП} = a_3 \frac{U_{вих}}{2R} + a_2 \frac{U_{вих}}{4R} + a_1 \frac{U_{вих}}{8R} + a_0 \frac{U_{вих}}{16R},$$

або:

$$I_{ЦАП} = \frac{U_{вих}}{2R} \cdot \left(a_3 + \frac{a_2}{2} + \frac{a_1}{4} + \frac{a_0}{8} \right). \qquad (10.5)$$

Вхідний струм схеми пов'язаний з вхідною напругою законом Ома:

$$I_{вх} = \frac{U_{вх}}{R0}. \qquad (10.6)$$

Оскільки вхідний струм ОП дорівнює нулю, для вузла А можна записати:

$$I_{вх} = -I_{ЦАП},$$

або, з врахуванням виразів (10.5) та (10.6):

$$\frac{U_{вх}}{R0} = -\frac{U_{вих}}{2R} \cdot \left(a_3 + \frac{a_2}{2} + \frac{a_1}{4} + \frac{a_0}{8} \right).$$

Звідси:

$$U_{вих} = -\frac{16 \cdot R}{R0} \cdot \frac{U_{вх}}{8a_3 + 4a_2 + 2a_1 + a_0}. \qquad (10.7)$$

Якщо опір резистора $R0$ взяти таким, що дорівнює $16R$, з виразу (10.7) отримаємо:

$$U_{вих} = -\frac{U_{вх}}{8a_3 + 4a_2 + 2a_1 + a_0}, \qquad (10.8)$$

тобто напруга на виході пристрою дорівнює діленню вхідної напруги на цифровий код. Якщо вхідний двійковий код є нульовим, коло зворотного зв′язку розмикається (всі розрядні струми течуть на «землю», а тому $I_{ЦАП}$ дорівнює нулю). Оскільки ділення на нуль неможливе, подання нульового коду має бути заборонено програмно.

Ще однією з важливих сфер застосування ЦАП є синтез за допомогою ЕОМ аналогових сигналів необхідної форми. Системи прямого цифрового синтезу сигналів забезпечують високу точність задання частоти та початкової фази сигналів, правильність відтворення їхньої форми тощо. Крім того, за допомогою однієї і тієї самої системи можна легко отримати сигнали різноманітних форм, зокрема форм, що задаються користувачем.

Схема прямого цифрового синтезу складається з трьох основних блоків: генератора фазового кута, пам'яті та ЦАП. Генератор фазового кута найчастіше будується на основі суматора та регістра. Через задані інтервали часу за допомогою суматора до вмісту регістра додаються прирости фази, які задаються у вигляді цифрового коду. Отримуване чергове значення фази надходить на адресні входи пам'яті. Пам'ять відіграє роль таблиці функцій. Адрес комірки пам′яті виконує роль аргументу функції, а вміст комірки визначає значенням функції, що відповідає цьому аргументу. Вміст комірки пам′яті подається на вхід ЦАП, що дозволяє отримати на його виході чергове значення аналогового сигналу.

Контрольні питання

1. Яке призначення цифро-аналогового перетворювача?
2. Схема кого пристрою береться за основу для реалізації ЦАП?
3. Яка схема ЦАП з матрицею вагових резисторів?
4. Які особливості та недоліки схеми ЦАП з матрицею вагових резисторів?
5. Яка схема ЦАП з матрицею R-2R?
6. Які переваги ЦАП з матрицею з матрицею R-2R над ЦАП з матрицею вагових резисторів?
7. Яка схема ЦАП з матрицею конденсаторів, що перемикаються? Які недоліки такого ЦАП?
8. Яка схема ЦАП з додаванням напруг? Які переваги такого ЦАП?
9. Які можливі сфери застосування ЦАП?

ЛЕКЦІЯ 11. АНАЛОГО-ЦИФРОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ (АЦП)

План

1. Дискретизація та квантування аналогових сигналів.
2. АЦП послідовної лічби.
3. АЦП послідовного наближення.
4. Паралельні АЦП.
5. Послідовно-паралельні АЦП.
6. Інтегрувальні АЦП.
7. Сигма-дельта АЦП.
8. Пристрої вибірки-зберігання.
9. Використання АЦП.

1. Дискретизація та квантування аналогових сигналів

Аналого-цифровим перетворювачем (АЦП) називається електронний пристрій, призначений для перетворення аналогових сигналів у цифрову форму. Процедура аналого-цифрового перетворення являє собою перетворення безперервної функції напруги $u(t)$ у послідовність двійкових чисел і передбачає виконання трьох незалежних операцій: дискретизації, квантування та кодування.

В процесі дискретизації безперервна функція перетворюється у послідовність її миттєвих значень – відліків. Сигнал подається у вигляді коротких імпульсів, амплітуда яких дорівнює амплітуді сигналу у моменти вибірки. Отже внаслідок дискретизації безперервний у часі сигнал замінюється значеннями, яких набував цей сигнал у різні моменти часу t_1, t_2, t_3,…, t_k. (рис. 11.1).

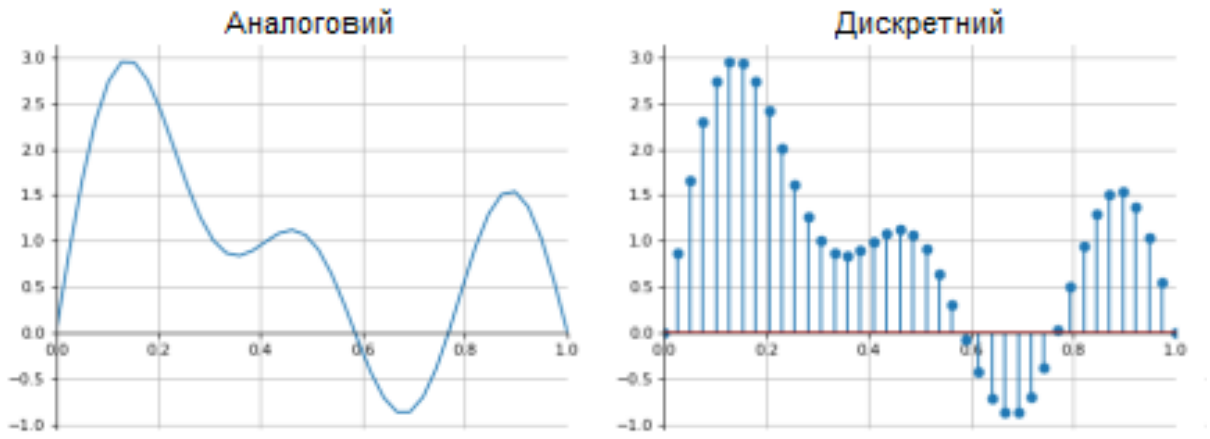


Рисунок 11.1 – Аналоговий та відповідний йому дискретний сигнали

Друга операція, квантування, полягає в тому, що миттєві значення функції $u(t)$ замінюються значеннями найближчого допустимого або дозволеного рівня, тобто відбувається дискретизація сигналу за рівнем. Для цього весь діапазон значень $u(t)$ поділяється на рівні квантування. Відстань Δ між найближчими дозволеними рівнями називається **кроком квантування**. Квантування можна розглядати як округлення миттєвих значень сигналу із заданою точністю. Внаслідок квантування аналогового сигналу $u(t)$, що є безперервною функцією, утворюється сигнал у вигляді ступінчастої функції (рис. 11.2).

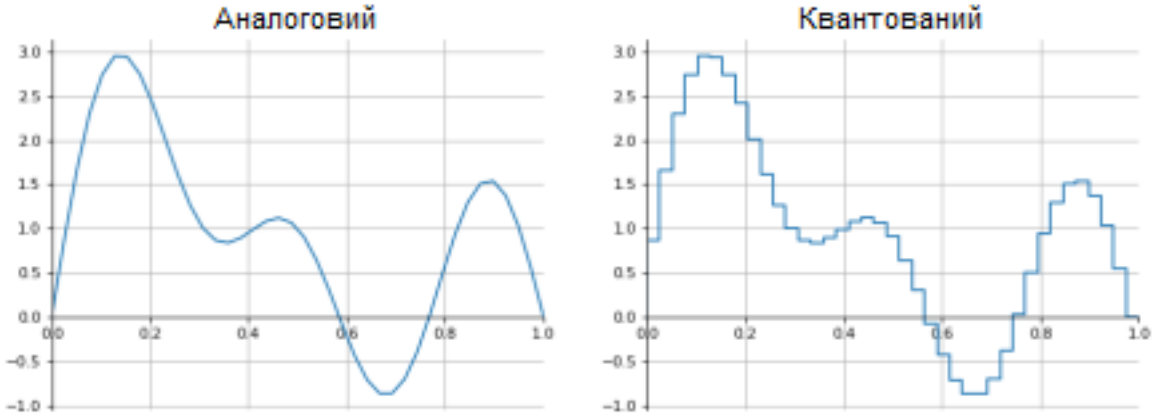


Рисунок 11.2 – Аналоговий та відповідний йому квантований сигнали

Під час третьої операції, кодування, дискретним квантованим значенням сигналу ставиться у відповідність цифровий код. За допомогою кодування здійснюється подання значення сигналу числовим значенням. Кодування відбувається внаслідок аналого-цифрового перетворення. Кількість бітів, що використовуються для кодування відліків аналогового сигналу, називається **розрядністю квантування**. Чим більша довжина слова, тим більша кількість рівнів квантування, а значить тим точніше подання кожного миттєвого значення початкового сигналу (менша похибка квантування).

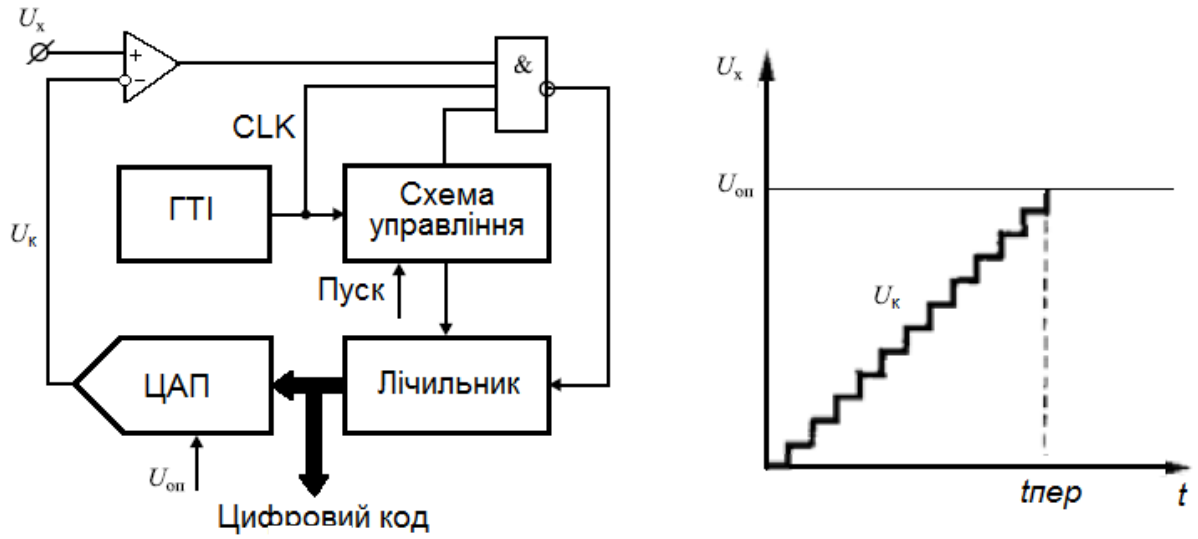
Отже, під час перетворення аналогового сигналу в цифрову форму спочатку здійснюється дискретизація, внаслідок якої отримуються миттєві значення сигналу в дискретні моменти часу. Далі відбувається квантування та кодування, під час яких кожному дискретному відліку ставиться у відповідність цифровий код, який є цифровим поданням значення аналогового сигналу в моменти дискретизації.

Усі типи АЦП можна поділити на дві групи: АЦП миттєвих значень та АЦП середніх значень. Перші поділяються на такі основні види: послідовної лічби, послідовного наближення, паралельні, послідовно-паралельні та з проміжним перетворенням в інтервал часу. АЦП середніх

значень – це інтегрувальні АЦП.

2. АЦП послідовної лічби

АЦП послідовної лічби складається з компаратора, лічильника та ЦАП (рис. 11.3). На один вхід компаратора надходить вхідний сигнал, а на інший – сигнал зворотного зв'язку з ЦАП.



а б

Рисунок 11.3 – АЦП послідовної лічби:
а – структурна схема; б – вихідна характеристика

Робота перетворювача починається з приходу імпульсу запуску, який включає лічильник, що підсумовує кількість імпульсів, які надходять від генератора тактових імпульсів (ГТВ). Вихідний код лічильника подається на ЦАП, де здійснюється його перетворення в напругу зворотного зв'язку. Процес перетворення триває до тих пір, доки напруга зворотного зв'язку не зрівняється з вхідною напругою. У цей момент вихідний сигнал компаратора набуває нульового значення, що блокує надходження тактових імпульсів на лічильник. Це означає завершення процесу перетворення. Двійковий код, накопичений у лічильнику, пропорційний вхідній напрузі в момент закінчення.

Час перетворення АЦП цього типу є змінним і визначається вхідною напругою. Його максимальне значення відповідає максимальній вхідній напрузі і за розрядності двійкового лічильника N та частоти тактових імпульсів f дорівнює:

$$t_{пер.\max} = \left(2^N - 1\right)\frac{1}{f}. \qquad (11.1)$$

3. АЦП послідовного наближення

АЦП послідовного наближення або АЦП з порозрядним врівноваженням є найбільш поширеним варіантом послідовних АЦП. В основі роботи цього класу перетворювачів лежить принцип діхотомії, тобто послідовного порівняння напруги, що вимірюється, з 1/2, 1/4, 1/8 і т. д. від її можливого максимального значення. Розглянемо принцип побудови та роботи АЦП послідовного наближення на прикладі чотирирозрядного АЦП, зображеного на рис. 11.4

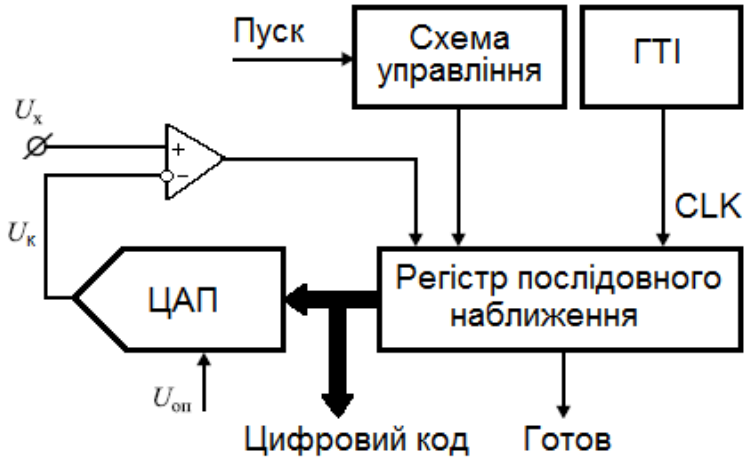


Рисунок 11.4 – АЦП послідовного наближення

За командою «Пуск» з приходом першого тактового імпульсу схема управління встановлює в одиницю старший біт регістра послідовного наближення (у цьому випадку 3-ій), тобто у регістрі формується код, що дорівнює половині можливого діапазону перетворення (для чотирирозрядного АЦП це $1000_2 = 8_{10}$). ЦАП перетворює цей код в напругу, яка порівнюється з вхідною напругою за допомогою компаратора. Якщо вхідна напруга більша, то на виході компаратора встановлюється 1, якщо менша, то 0. В останньому випадку схема управління скидає старший розряд регістра в нуль. Потім схема управління встановлює в одиницю наступний (у цьому випадку 2-ий) біт регістра послідовного наближення. На виході ЦАП формується нове значення напруги, яка компаратором порівнюється з вхідною. Якщо вхідна напруга більша, то на виході компаратора встановлюється 1, і значення біта у регістрі послідовного наближення залишається 1. Якщо вхідна напруга менша, то на вихід компаратора 0, і біт у регістрі послідовного наближення скидається в 0. Далі аналогічно формуються значення у 1-ому та 0-ому розрядах регістра. Таким чином, результат перетворення формується за 4 такти.

У загальному випадку для N-розрядного АЦП процес перетворення виконується за N послідовних кроків замість 2^N-1, як у разі використання

послідовної лічби, тобто отримується суттєва перевага за швидкодією. Як витікає з принципу роботи такого АЦП, в процесі перетворення на виході компаратора формується послідовний двійковий код старшими розрядами вперед.

4. Паралельні АЦП

Паралельні АЦП мають найвищу швидкодію. Для реалізації паралельного N-розрядного АЦП використовують $2^N - 1$ еталонних рівні, що створюються резистивним подільником Кельвіна. В такому випадку молодший еталон дорівнює одному кванту, наступний двом квантам, старший – $2^N - 1$ квантам. В процесі перетворення вхідна аналогова величина порівнюється за допомогою $2^N - 1$ компараторів з еталонними напругами.

На рис. 11.5 наведено функціональну схему дворозрядного паралельного АЦП. Кожна з опорних напруг подається на інверсні входи компараторів, на прямі входи яких подано вхідну напругу. Якщо значення вхідної напруги більше чи дорівнює значенню опорної на цьому компараторі, на його виході формується одиниця, у протилежному випадку – нуль. За плавного збільшення вхідної напруги кількість одиниць на виходах компараторів буде зростати аналогічно стовпцю термометра, тому такий код іноді називають термометричним.

Отриманий одиничний код за тактовим імпульсом, що формується з частотою дискретизації, записується у регістр. З виходів регістра він надходить на входи пріоритетного шифратора, побудованого на трьох входових елементах «І» та безпосередньо двійкового шифратора. Пріоритетний шифратор перетворює номер старшого компаратора, що спрацював, в нормальний двійковий код.

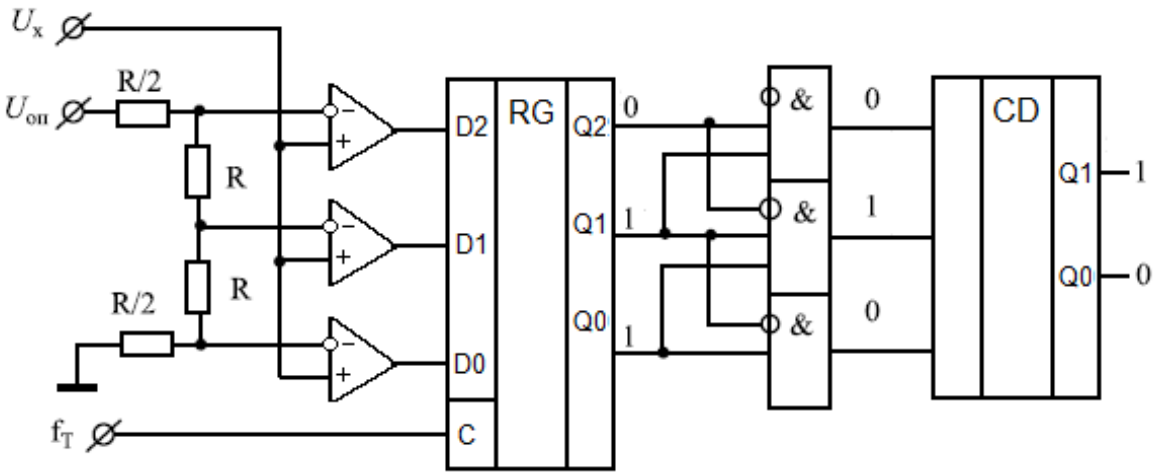


Рисунок 11.5 – Функціональна схема дворозрядного паралельного АЦП

Розряди на виходах компараторів і шифратора утворюються дуже швидко і майже одночасно (паралельно). Завдяки одночасній роботі компараторів паралельний АЦП є найшвидшим. Час перетворення паралельного АЦП визначається сумою затримок шифратора і найповільнішого з компараторів. Для різних мікросхем він становить величину від часток до одиниць і десятків наносекунд. Нині паралельні АЦП використовують на частотах понад десятки і сотні мегагерців (МГц), наприклад для оцифровування відеосигналів.

Недоліком схеми є висока складність. Дійсно, N-розрядний паралельний АЦП має $2^N - 1$ компараторів та 2N резисторів. Наслідком цього є висока вартість і значна споживана потужність.

5. Послідовно-паралельні АЦП

Послідовно-паралельні АЦП є компромісом між прагненням отримати високу швидкодію і бажанням зробити це якомога меншою ціною. Послідовно-паралельні АЦП займають проміжне положення за роздільною здатністю та швидкодією між паралельними АЦП та АЦП послідовного наближення. Послідовно-паралельні АЦП підрозділяють на багатоступінчасті, багатотактні і конвеєрні.

В ***багатоступінчастому АЦП*** процес перетворення вхідного сигналу розділений у просторі. Як приклад на рис. 11.6 подано схему двоступінчастого 8-розрядного АЦП.

АЦП складається з двох паралельних АЦП. АЦП1 здійснює грубе перетворення сигналу, формуючи чотири старших розряди вихідного коду. Крок квантування для цього АЦП становить $U_{оп}/16$. Цифрові сигнали з виходу АЦП1 надходять на вихідний регістр і одночасно на вхід чотирирозрядного швидкодійного ЦАП. Залишок від віднімання вихідної напруги ЦАП з вхідної напруги схеми надходить на вхід паралельного АЦП2, опорна напруга якого в 16 разів менша, ніж у першого АЦП1. Як наслідок, квант АЦП2 в 16 разів менший за квант АЦП1 і становить $U_{оп}/256$. Цей залишок, перетворений АЦП2 в цифрову форму, є чотирма молодшими розрядами вихідного коду. Різниця між АЦП1 і АЦП2 полягає, насамперед, у вимозі до точності: у АЦП1 точність має бути такою самою як у 8-розрядного перетворювача, в той час як АЦП2 може мати точність 4-розрядного.

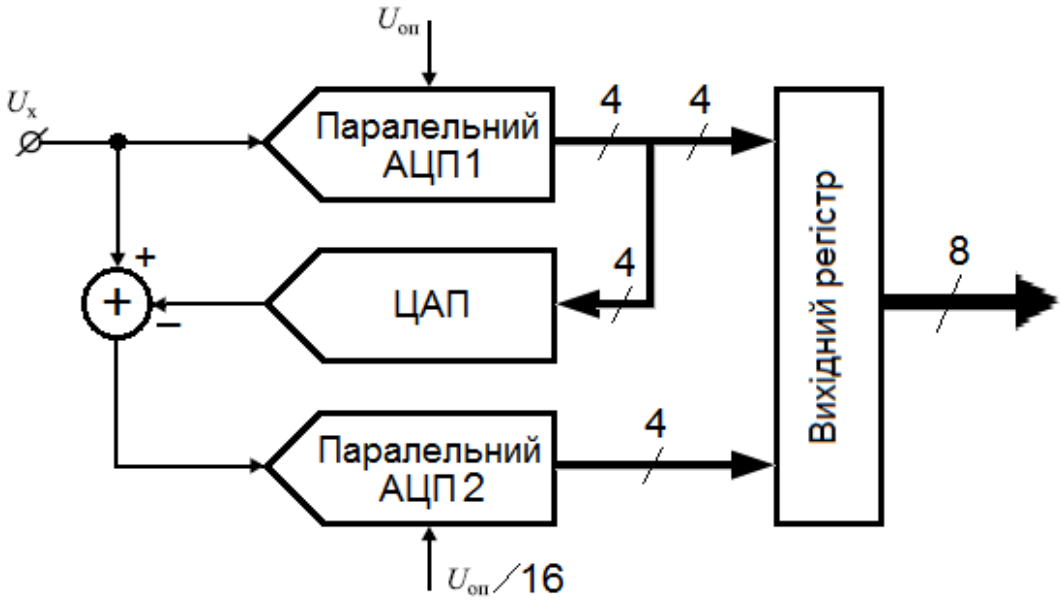


Рисунок 11.6 – Двоступінчастий восьмирозрядний послідовно-паралельний АЦП

В ***багатотактних послідовно-паралельних АЦП*** процес перетворення розділений у часі. Для прикладу розглянемо двотактний послідовно паралельний АЦП, схему якого наведено на рис. 11.7.

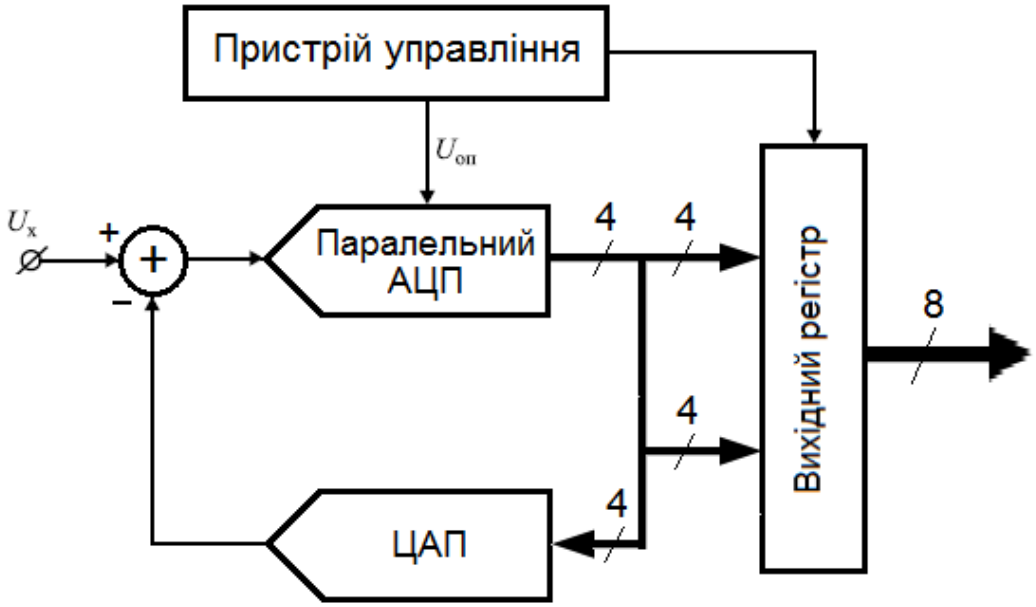


Рисунок 11.7 – Двотактний восьми розрядний послідовно-паралельний АЦП

Перетворювач складається з чотирирозрядного паралельного АЦП, квант якого визначається величиною опорної напруги, чотирирозрядного ЦАП і пристрою управління. У першому такті перетворювач працює з кроком квантування $U_{оп}/16$. В цей час вхідний код ЦАП дорівнює нулю. Пристрій управління пересилає отримане від АЦП в першому такті слово в чотири старших розряди вихідного регістра, подає це слово на вхід ЦАП і

зменшує в 16 разів опорну напругу АЦП. Таким чином, у другому такті крок квантування стає $U_{оп}/256$ і залишок, що утворився під час віднімання від вхідної напруги вихідної напруги ЦАП, буде перетворений в молодший півбайт вихідного слова.

Використовувані в цій схемі чотирирозрядні АЦП і ЦАП мають мати 8-розрядну точність, в іншому випадку можливий пропуск кодів, тобто у разі монотонного наростання вхідної напруги вихідний код АЦП не братиме деякі значення зі своєї шкали. Так само, як і в попередньому перетворювачі, вхідна напруга багатотактного АЦП під час перетворення має бути незмінною, для чого між його входом і джерелом вхідного сигналу потрібно включити пристрій вибірки-зберігання.

Швидкодія розглянутого багатотактного АЦП визначається повним часом перетворення 4-розрядного АЦП, часом спрацьовування цифрових схем управління, часом встановлення ЦАП. В такому випадку час перетворення АЦП входить в загальний час перетворення двічі. Як результат – за інших рівних умов перетворювач такого типу є більш повільним за двоступінчастий, розглянутий вище. Однак він простіший і дешевший. За швидкодією багатотактні АЦП займають проміжне положення між багатоступінчастими АЦП і АЦП послідовного наближення.

Швидкодію багатоступінчастого АЦП можна підвищити, застосувавши **конвеєрний принцип** багатоступінчастої обробки вхідного сигналу. У звичайному багатоступінчастому АЦП (рис. 11.6) спочатку відбувається формування старших розрядів вихідного слова перетворювачем АЦП1, а потім йде період встановлення вихідного сигналу ЦАП. На цьому інтервалі АЦП2 простоює. На другому етапі під час перетворення залишку перетворювачем АЦП2 простоює АЦП1. Ввівши елементи затримки аналогового і цифрового сигналів між ступенями перетворювача, отримаємо **конвеєрний АЦП**, схему восьмирозрядного варіанта якого наведено на рис. 11.8.

Роль аналогового елемента затримки виконує пристрій затримки ПЗ2, а цифрового – чотири синхронних D-тригера. Тригери затримують передачу старшого півбайта у вихідний регістр на один період тактового сигналу CLK.

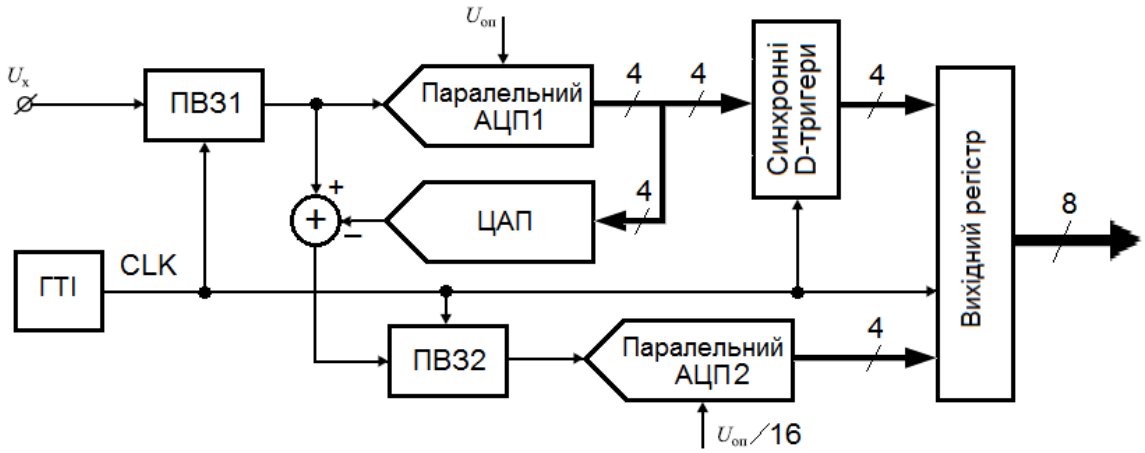


Рисунок 11.8 – Восьмирозрядний конвеєрний АЦП

Тактові сигнали подаються на тактові входи паралельних АЦП у різні моменти часу. Процес перетворення в АЦП2 запускається пізніше, ніж в АЦП1 на час, що дорівнює сумарній затримці поширення сигналу по АЦП1 і ЦАП. Задній фронт тактового сигналу керує записом кодів в D-тригери і вихідний регістр. Повна обробка вхідного сигналу займає близько двох періодів CLK, але частота появи нових значень вихідного коду дорівнює частоті тактового сигналу.

Таким чином, конвеєрна архітектура дозволяє суттєво (у кілька разів) підвищити максимальну частоту вибірок багатоступінчастого АЦП. Те, що у такому випадку зберігається сумарна затримка проходження сигналу, відповідає звичайному багатоступінчастому АЦП з однаковою кількістю ступенів, не має суттєвого значення, оскільки час наступної цифрової обробки цих сигналів все одно у багато разів перевищує цю затримку. За рахунок цього можна без програшу у швидкодії збільшити кількість ступенів АЦП, знизивши розрядність кожного ступеня. Збільшення кількості ступенів перетворення зменшує складність АЦП. Дійсно, наприклад, для побудови 12-розрядного АЦП з чотирьох трирозрядних необхідно 28 компараторів, тоді як його реалізація з двох шестирозрядних потребує 126 компараторів. Конвеєрну архітектуру має велика кількість багатоступеневих АЦП, що випускаються нині.

6. Інтегрувальні АЦП

В інтегрувальних АЦП вхідний сигнал інтегрується або безперервно, або на певному часовому інтервалі, тривалість якого зазвичай вибирається кратною періоду завади. Це дозволяє в багатьох випадках пригнітити заваду ще на етапі перетворення. Платою за це є зниження швидкодії.

АЦП багатотактного інтегрування. Спрощену схему АЦП, що працює в два такти (АЦП двотактного інтегрування), наведено на рис. 11.9.

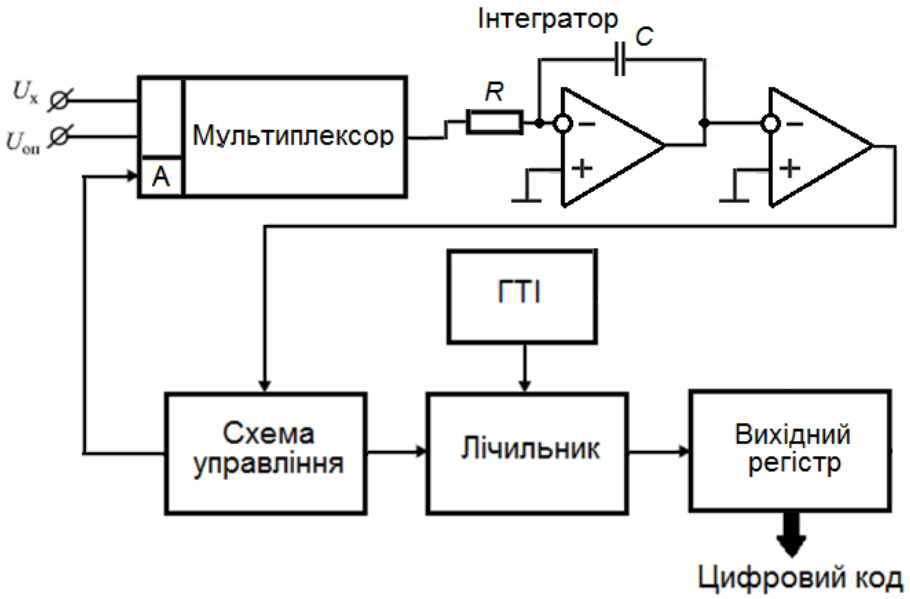


Рисунок 11.9 – АЦП двотактного інтегрування

Перетворення проходить дві стадії: стадію інтегрування і стадію лічби. Під час першої стадії на вихід аналогового мультиплексора (вхід інтегратора) подається вхідна напруга. Через час інтегрування t_0 напруга на виході інтегратора становитиме:

$$U_{вих}(t_0) = K \cdot \int_0^{t_0} U_{вх}(t) \cdot dt = KU_{вх.сер} t_0 , \qquad (11.2)$$

де $U_{вх.сер}$ – середнє значення вхідної напруги за час t_0.

Після завершення першої стадії схема управління змінює логічний рівень сигналу на адресному вході мультиплексора. Внаслідок цього на вхід інтегратора подається опорна напруга $U_{оп}$, і розпочинається стадія лічби. Значення опорної напруги вибирається протилежним за знаком вхідній напрузі, тому на стадії лічби напруга на виході інтегратора зменшується за значенням:

$$U_{вих}(t_0+t) = U_{вих}(t_0) - K \cdot \int_{t_0}^{t_0+t} U_{оп} \cdot dt . \qquad (11.3)$$

Стадія лічби завершується через час t_x, коли напруга на виході інтегратора досягає значення нуля. Цей момент фіксується схемою управління за зміною значення рівня вихідної напруги на виході компаратора. Часову діаграму роботи АЦП двотактного інтегрування

наведено на рис. 11.10. Чим більше значення вхідної напруги, тим довше триває стадія лічби.

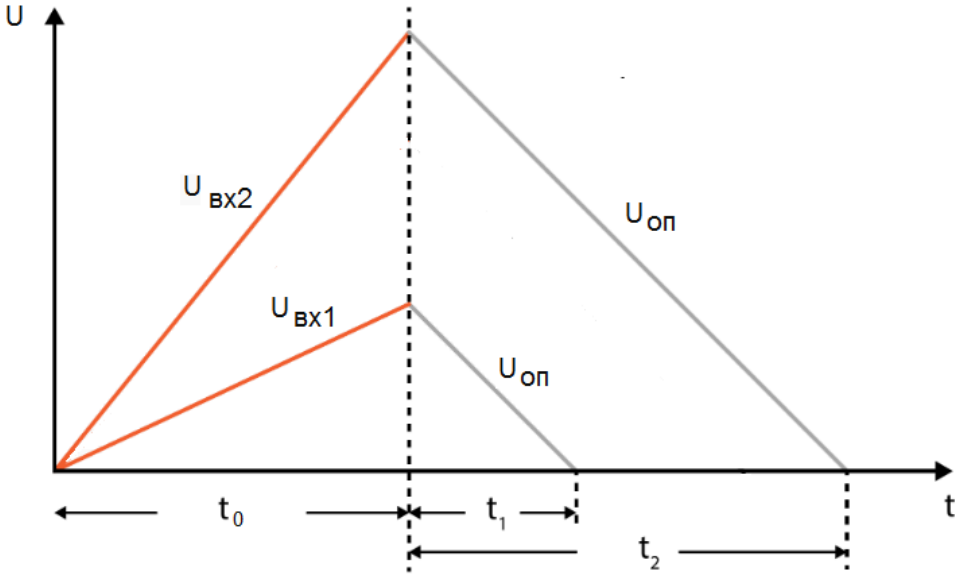


Рисунок 11.10 – Часова діаграма роботи АЦП двотактного інтегрування

Інтервал часу t_x, протягом якого триває стадія лічби, визначається виразом:

$$U_{вих}(t_0+t_x)=0.$$

Звідси, з врахуванням виразу (11.3):

$$U_{вих}(t_0)-K\cdot\int_{t_0}^{t_0+t_x}U_{оп}\cdot dt=U_{вих}(t_0)-KU_{оп}t_x=0, \qquad (11.4)$$

або з врахуванням (11.2):

$$KU_{вх.сер}\cdot t_0-KU_{оп}t_x=0.$$

Звідки:

$$U_{вх.сер}=U_{оп}\frac{t_x}{t_0}. \qquad (11.5)$$

На завершенні стадії лічби у лічильнику буде зберігатися двійковий код N. Якщо частота імпульсів на виході генератора тактових імпульсів (ГТІ), які подаються на тактовий вхід лічильника, дорівнює f_{CLK}, то $t_x = N \cdot 1/f_{CLK}$. З врахуванням цього вираз (11.5) набуде вигляду:

$$U_{вх.сер}=U_{оп}\frac{N}{f_{CLK}\cdot t_0}. \qquad (11.6)$$

З виразу (11.6) для результату перетворення N отримаємо:

$$N = U_{вх.сер} \cdot \frac{f_{CLK} \cdot t_0}{U_{оп}}. \qquad (11.7)$$

З виразу (11.7) витікає, що результат перетворення залежить не від миттєвого значення вхідної напруги, а від її середнього значення протягом часу t_0.

АЦП з проміжним перетворенням в частоту. В АЦП цього типу, на відміну від АЦП двотактного інтегрування, робиться не підрахунок кількості імпульсів фіксованої частоти f_{CLK} протягом змінного інтервалу часу t_x, а підрахунок кількості імпульсів змінної частоти f_x, що пропорційна U_x, за фіксований проміжок часу τ.

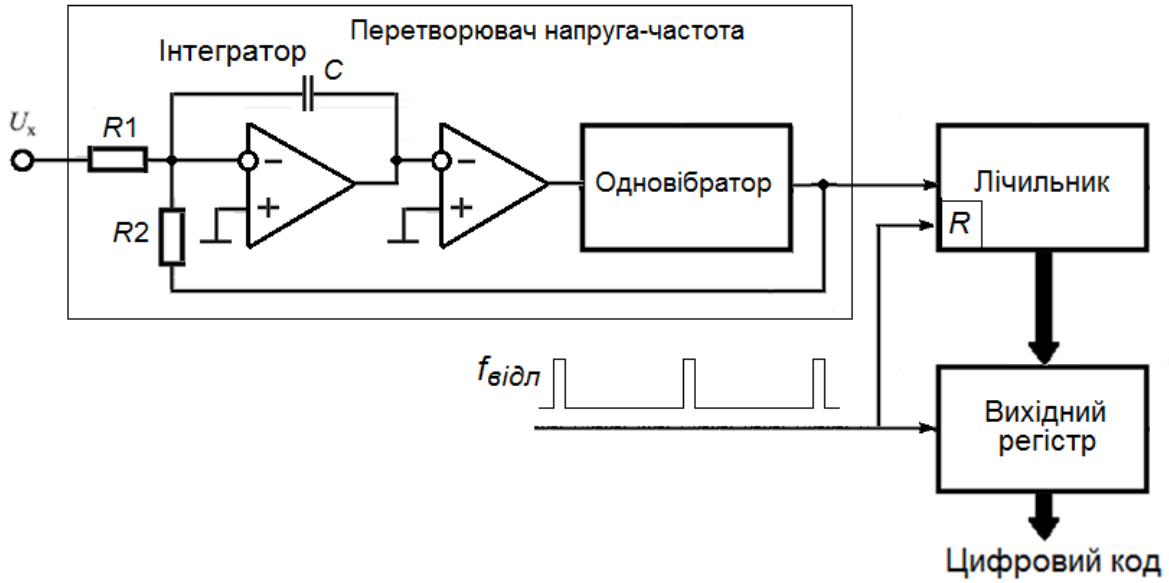


Рисунок 11.11 – АЦП з проміжним перетворенням в частоту

АЦП з проміжним перетворенням в частоту містить перетворювач напруга-частота (рис. 11.11), що реалізується на базі інтегратора. Тому АЦП цього типу також належать до інтегрувальних АЦП. Під дією вимірюваної вхідної напруги напруга на виході інтегратора зменшується. В момент, коли вихідна напруга інтегратора набуває нульового значення, що фіксується компаратором, вихідний сигнал компаратора змінюється, чим запускає одновібратор – очікувальний генератор, що за зовнішнім сигналом формує один прямокутний імпульс. За цим імпульсом відбувається інкремент вмісту лічильника та відновлення напруги в інтеграторі. Час, за який напруга на виході інтегратора спадає до нуля, залежить від значення вхідної напруги. Отже, й інтервал часу між

імпульсами, що формуються одновібратором, також визначається значенням вхідної напруги.

Фактично перетворювач напруга-частота перетворює вимірювану вхідну напругу в унітарний код. Його перетворення у двійковий позиційний реалізується за допомогою лічильника. Лічильник підраховує кількість імпульсів, які надходять з перетворювача напруга-частота за період $T_{відл} = 1/f_{відл}$, що задається імпульсами відліку. За кожним імпульсом відліку вміст лічильника записується у вихідний регістр. Після чого лічильник обнуляється.

7. Сигма-дельта АЦП

Для сигма-дельта АЦП. Своєю назвою ці АЦП зобов'язані наявності в них двох блоків: суматора (позначення операції – S) і інтегратора (позначення операції – D). Цей тип АЦП особливо затребуваний, коли потрібна висока роздільна здатність (20 – 24 розрядів). Основна ідея сигма-дельта АЦП полягає у перетворенні значення не самої напруги, а різниці між поточним значенням і попереднім.

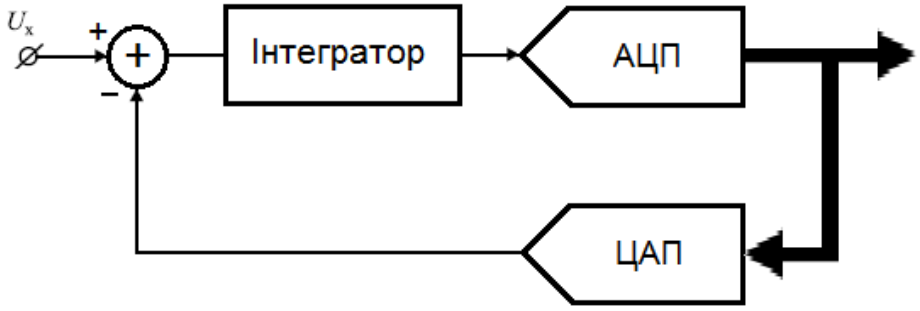


Рисунок 11.12 – Сигма-дельта модулятор

Основні вузли АЦП – це сигма-дельта модулятор і цифровий фільтр. Схему *n*-розрядного сигма-дельта модулятора наведено на рис. 11.12. Робота цієї схеми основана на відніманні від вхідного сигналу $U_x(t)$ значення сигналу на виході ЦАП, що отримується на попередньому такті роботи схеми. Отримана різниця інтегрується, а потім перетворюється в код паралельним АЦП невисокої розрядності. Послідовність кодів надходить на цифровий фільтр нижніх частот (на схемі не позначено).

Таким чином, сигма-дельта модулятор за надходження на вхід суматора напруги U_x намагається сформувати на іншому його вході таку саму напругу. Далі сигнал з виходу інтегратора перетворюється у цифрову форму за допомогою АЦП, яка надходить на фільтр. Шляхом серії

послідовних ітерацій інтегратор, АЦП, ЦАП і суматор дають послідовний потік бітів, в якому міститься інформація про значення вхідної напруги.

Найбільш широко використовуються однобітові сигма-дельта модулятори, в яких як АЦП використовується компаратор, а як ЦАП – аналоговий комутатор. Під час чергової вибірки сигналу визначається, чи є зміна (збільшення/зменшення) сигналу на один крок квантування порівняно зі значенням попередньої вибірки. Сигма-дельта АЦП працюють з високою частотою вибірки, що у багато разів перевищує необхідну.

8. Пристрої вибірки-зберігання

На виконання цифро-аналогового перетворення витрачається певний час. Тому для отримання коректного результату перетворення миттєве значення сигналу на вході АЦП має бути зафіксовано на деякий час. Особливо це стосується послідовних АЦП. Так, наприклад, за зміни вхідного сигналу під час перетворення АЦП послідовного наближення може давати зовсім непередбачувані похибки. Зафіксувати миттєве значення вхідного сигналу на час перетворення дозволяють пристрої вибірки-зберігання (ПВЗ).

Схему найпростішого ПВЗ наведено на рис. 11.13. Коли ключ *S* замкнений, напруга на виході пристрою, яка дорівнює напрузі на конденсаторі, повторює напругу на його вході. У разі розмикання ключа *S*, напруга на виході відповідає вхідній напрузі у момент розмикання. Повторювач напруги на ОП має високий вхідний опір, що перешкоджає розряджанню конденсатора. Стан ключа змінюється під дією сигналу імпульсного сигналу керування, частота якого дорівнює частоті дискретизації.

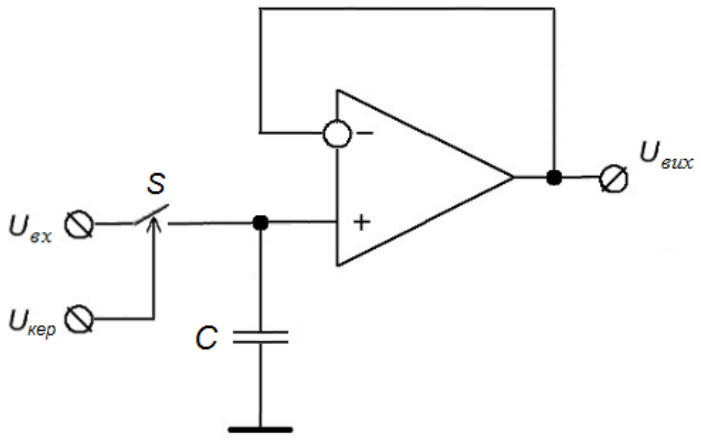


Рисунок 11.13 – Пристрій вибірки-зберігання

За замкненого ключа джерело сигналу працює на значне ємнісне навантаження у вигляді конденсатора *C*. Якщо вихідний опір джерела сигналу є великим, стала часу заряджання конденсатора є значною, що потребує більшого часу на зміну напруги конденсатора, а значить і більшого часу вибірки, що призводить до зниження частоти дискретизації. Цей недолік дозволяє усунути використання вхідного буферного підсилювача. Таким чином отримується ПВЗ, побудований на двох буферних підсилювачах: вхідному та вихідному. Залежно від способу охоплення буферних підсилювачів зворотним зв′язком існують два варіанти схеми: розімкнена та замкнена.

В розімкненій схемі, що зображена на рис. 11.14, вхідний та вихідний буферні підсилювачі увімкнені як повторювачі напруги.

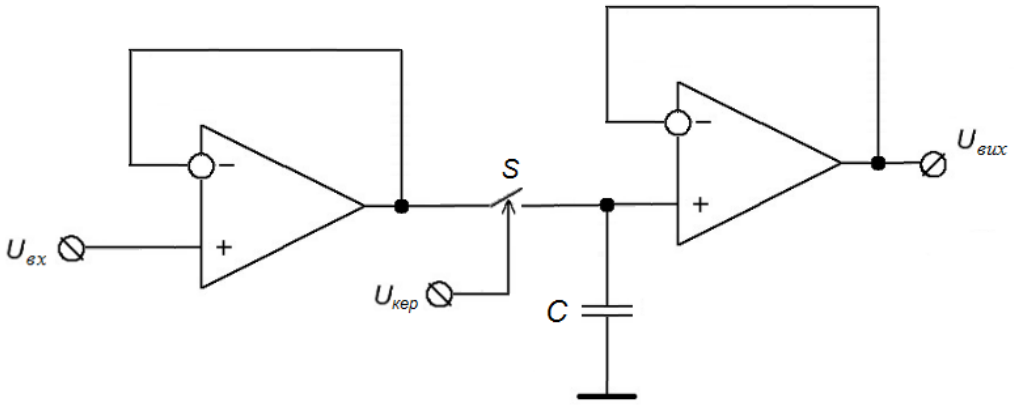


Рисунок 11.14 – Пристрій вибірки-зберігання з вхідним буферним підсилювачем без загального зворотного зв′язку

Перевагою такої схеми є висока швидкодія. Основний недолік – гірша точність, оскільки похибки за постійним струмом підсилювачів, викликані напругою зміщення нуля, додаються.

Підвищити точність дозволяють замкнена схема (рис. 11.15).

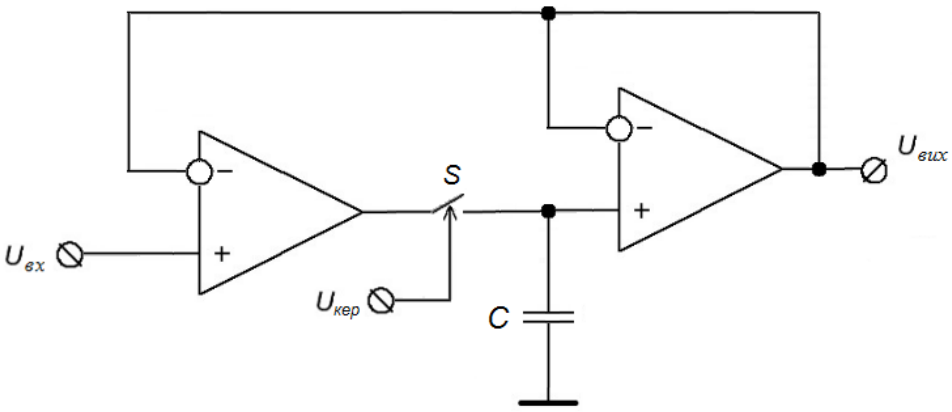


Рисунок 11.15 – Пристрій вибірки-зберігання з вхідним буферним підсилювачем із загальним зворотним зв′язком

Ще одним варіантом реалізації ПВЗ із загальним зворотним зв′язком є варіант, у якому замість вихідного повторювача напруги використовується інтегратор (рис. 11.16).

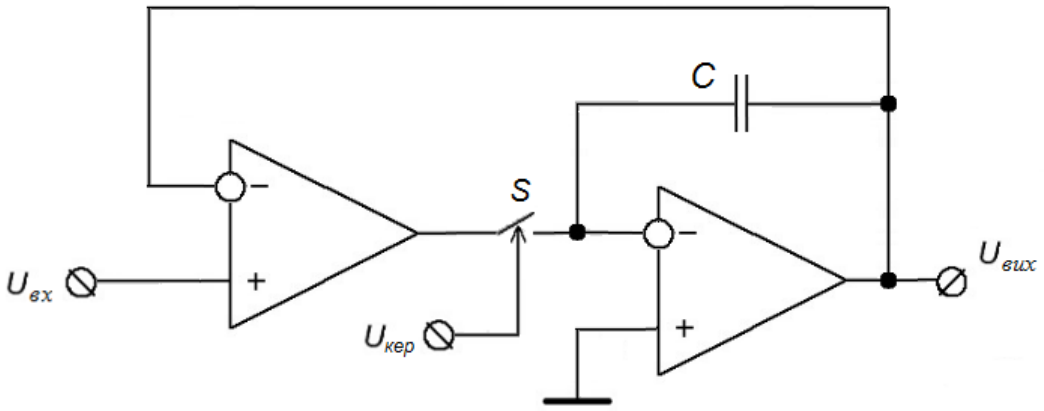


Рисунок 11.16 – Пристрій вибірки-зберігання із загальним зворотним зв′язком та інтегратором

Загальний зворотний зв′язок значно підвищує статичну точність ПВЗ, проте знижує швидкодію.

9. Використання АЦП

Однією з основних сфер застосування аналого-цифрових перетворювачів у сучасних комп′ютеризованих системах є вирішення задач збору даних від чисельних датчиків, що перетворюють різні фізичні величини в електричний аналоговий сигнал.

Крім цього, АЦП разом із ЦАП є обов′язковими компонентами засобів цифрової обробки та передачі аналогових сигналів. Такі засоби, до складу яких входять АЦП та ЦАП, а також схеми аналогового та цифрового інтерфейсу, називаються кодеками (КОдер/ДЕКодер). Кодер забезпечує перетворення аналогового сигналу у цифровий код, тобто здійснює кодування. Декодер виконує обернену функцію – відновлює аналоговий сигнал за цифровим кодом, тобто здійснює декодування. Головною сферою застосування кодеків є системи цифрової телефонії, засоби цифрового запису та відтворення звукових сигналів, зокрема, музики.

Нарешті АЦП є обов′язковим компонентом цифрових засобів вимірювання. Останні знаходять як самостійне застосування, так і інтегруються в різноманітні інформаці системи та системи автоматичного контролю, входять до складу засобів обліку витрат, зокрема лічильників електроенергії тощо.

Контрольні питання

1. Охарактеризуйте процеси дискретизації та квантування аналогового сигналу.
2. Яка структурна схема АЦП послідовної лічби? Яким чином відбувається процес перетворення в такому АЦП?
3. Яка структурна схема АЦП послідовного наближення? Яким чином відбувається процес перетворення в такому АЦП?
4. Порівняйте АЦП послідовної лічби та послідовного наближення за швидкодією.
5. Яка схема паралельного АЦП? Яким чином відбувається процес перетворення в такому АЦП?
6. Які переваги і недоліки паралельного АЦП?
7. Яка структурна схема двоступінчастого восьмирозрядного АЦП? Яким чином відбувається процес перетворення в такому АЦП?
8. Порівняйте кількість компараторів в схемах восьмирозрядних паралельного та двоступінчастого АЦП.
9. Скільки АЦП та ЦАП має містити чотириступінчастий АЦП?
10. Чи є різниця у точності першого та другого АЦП у схемі двоступінчастого? Якщо так, то поясніть чому.
11. Яка структурна схема двотактного восьмирозрядного АЦП? Яким чином відбувається процес перетворення в такому АЦП?
12. Проясніть, чому чотирирозрядні АЦП і ЦАП у схемі двотактного АЦП мають мати 8-розрядну точність.
13. Порівняйте двоступінчастий та двотактний АЦП однакової розрядності за швидкодією.
14. Яка структурна схема восьмирозрядного конвеєрного АЦП? Яким чином відбувається процес перетворення в такому АЦП?
15. За рахунок чого конвеєрний АЦП має більшу швидкодію, ніж відповідний йому багатоступінчастий.
16. Яка структурна схема АЦП двотактного інтегрування? Яким чином відбувається процес перетворення в такому АЦП?
17. Чому до складу АЦП двотактного інтегрування не входить ПВЗ?
18. Яка структурна схема АЦП з проміжним перетворенням в частоту? Яким чином відбувається процес перетворення в такому АЦП?
19. Яка структурна схема сигма-дельта АЦП? Яким чином відбувається процес перетворення в такому АЦП?
20. Які переваги сигма-дельта АЦП?
21. Яке призначення пристроїв вибірки-зберігання? Через що виникає потреба у їх використанні?

22. Яка схема найпростішого ПВЗ? Як вона працює?

23. Який основний недолік найпростішого ПВЗ? Яким чином він усувається?

24. Який переваги та недоліки ПВЗ на двобуферних підсилювачах з роздільним зворотним зв’язком? Які схемотехнічні рішення дозволяють усунути ці недоліки?

25. Які сфери застосування АЦП?

ПЕРЕЛІК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Азаров О. Д. Швидкодійні високоточні АЦП із перерозподілом заряду з ваговою надлишковістю, що самокалібруються : монографія / Азаров О. Д. , Біліченко Н. О. , Захарченко С. М. – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 140 с.
2. Азаров О. Д. Аналого-цифрове порозрядне перетворення на основі систем числення з ваговою надлишковістю : монографія / Азаров О. Д. – Вінниця : ВНТУ, 2010. – 232 с.
3. Гончаров С. Н. Аналого-цифровые устройства : [учебно-методическое пособие]. / С. Н. Гончаров, М. В. Марунин, Э. В. Запонов, А. А. Мартынов. − Саратов : РФЯЦ-ВНИИЭФ, 2019. – 128 с.
4. Аверченков О. Е. Основы схемотехники аналого-цифровых устройств : учебное пособие по курсу «Схемотехника ЭВМ» / Аверченков О. Е. – М. : ДМК Пресс, 2012. – 80 с.
5. Схемотехніка електронних систем : У 3 кн. :: підручник / В. І. Бойко, А. М. Гуржій, В. Я. Жуйков та ін. – К. : Вища шк., 2004. –
– Кн. 1. : Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої. – 2004. – 366 с.
6. Волович Г. И. Схемотехника аналоговых и аналогово-цифровых устройств / Волович Г. И. – [4-е издание]. – М. : ДМК Пресс, 2018. – 638 с.
7. Галочкин В. А. Схемотехника аналоговых и цифровых устройств : учебное пособие. / Галочкин В. А.; под редакцией д.т.н., профессора Елисеева С.Н. – Самара : ФГОБУ ВПО ПГУТИ, 2016. – 441 с.
8. Дуркин В. В. Схемотехника аналоговых электронных устройств. Базовые схемы основных функциональных устройств : учебное пособие / Дуркин В. В. – Новосибирск : НГТУ, 2017. – 127 с.
9. Новацький А. О. Імпульсна та цифрова електроніка : навчальний посібник для студентів напряму підготовки 6.050201 «Системна інженерія» / Новацький А. О. – К. : НТУУ «КПІ», 2014. – 385 с.
10. Опадчий Ю. Ф. Аналоговая и цифровая электроника (полный курс) : учебник для вузов / Опадчий Ю. Ф., Глудкин О. П., Гуров А. И. ; под ред. О. П. Глудкина. – М. : Горячая линия-Телеком, 2005. – 768 с.

Електронне навчальне видання
комбінованого використання.
Можна використовувати в локальному та мережному режимах

Тарновський Микола Геннадійович
Крупельницький Леонід Віталійович

Аналогові та аналого-цифрові пристрої

Конспект лекцій

Рукопис оформлено М. Тарновським

Редактор Т. Старічек

Оригінал-макет виготовлено О. Ткачуком

Підписано до видання 28.06.2022
Гарнітура Times New Roman.
Зам. № Р2022-043.

Видавець та виготовлювач
Вінницький національний технічний університет,
Редакційно-видавничий відділ.
ВНТУ, ГНК, к. 114.
Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021.
Тел. (0432) 65-18-06.
press.vntu.edu.ua;
E-mail: irvc.vntu@gmail.com.
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.