

# *Математичне моделювання та обчислювальні методи*

УДК 621.382.8.822

DOI: 10.31471/2304-7399-2021-16(60)-47-68

## **МІКРОКОНВЕРТОРИ – ОСНОВА СУЧАСНИХ ІНФОРМАЦІЙНО-ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ**

**С. П. Новосядлий, В. М. Грига, Р. В. Мельник, А. В. Павлишин**

*Прикарпатський національний університет імені Василя Стефаника;*

*м. Івано-Франківськ, вул. Шевченка, 57;*

*тел: +380(342)59-60-74; e-mail: kkie@ri.if.ua*

*В цій статті розглядаються пристрої які здійснюють обробку аналогових сигналів в цифровому вигляді – мікроконвертори. В таких пристроях вхідний аналоговий сигнал спочатку надходить на аналого-цифровий перетворювач після цього на мікроконтролер в цифровому вигляді, мікроконтролер здійснює обробку значень відповідно до програми і передає дані на цифро-аналоговий перетворювач який відтворює оброблений аналоговий сигнал. Таким чином, сигнал, пройшовши “наскрізно”, зазнає обробки.*

*Проведено огляд пристроїв високої швидкодії та розроблено ряд програмно-схемотехнічних реалізацій для конструювання мікроконверторів в сучасних інформаційно-телекомунікаційних системах.*

*Проведено огляд та аналіз мікроконтролерів їхньої архітектури, периферії, характеристик. Ці параметри розглядались у контексті їхнього використання для обробки сигналів у складі мікроконверторів.*

*Наведені способи реалізації аналого-цифрового перетворення за допомогою вбудованої периферії мікроконтролерів, зовнішніх пристроїв аналого-цифрового перетворення. Також описаний процес аналого-цифрового перетворення послідовного наближення.*

*Наведено спосіб цифро-аналогового перетворення за допомогою широтно-імпульсної модуляції від мікроконтролера та з використанням фільтра Батерворта другого порядку.*

*Проведено якісний аналіз операцій обробки аналогових сигналів у цифровому вигляді за допомогою мікроконтролера.*

**Ключові слова:** мікроконвертор, мікроконтролери, широтно-імпульсна модуляція, аналого-цифрове перетворення, цифро-аналогове перетворення.

Особливий тип пристроїв – це мікроконвертори. На початку розвитку субмікронної кремнієвої технології була спроба створення великих інтегральних схем (ВІС) на аналогових програмованих матрицях, тобто пристроїв, які включають в себе операційні підсилювачі, суматори, компаратори, фільтри та також комірки, зв'язки між якими б встановлювались програмним шляхом. Але такі спроби не отримали комерційного успіху. Нещодавно такі фірми як Analog Devices, почали серійний випуск програмованих пристроїв для перетворення аналогових сигналів в цифрові, які містять у своєму складі багатоканальний аналого-цифровий перетворювач (АЦП), мікроконтролер і одно- чи двоканальний цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП). Такий мікроконвертор приймає аналогові сигнали і перетворює їх у цифрові коди, обробка цих кодів є записаною в постійний запам'ятовуючий пристрій (ПЗП) мікроконтролера програмою і за допомогою ЦАП знову перетворює результат в аналоговий сигнал. Поступаючись перед суто аналоговою системою тільки швидкодією, така схема відрізняється дуже великою функціональною гнучкістю і точністю. Зокрема такий мікроконвертор AD812 вже містить 8 каналний мультиплексор, пристрій вибірки і зберігання, 12-розрядний АЦП послідовного наближення, два 12-розрядних ЦАП і мікроконтролер із системою команд сім'ї MCS-51, виготовлені субмікронною кремнієвою технологією (0,25 мкм) ВІС [1].

### **1. Однокристалні мікроконтролери зі скороченим набором команд як основа мікроконверторів**

Сьогодні при створенні інформаційно-телекомунікаційних систем використовують мікроконтролери зі скороченим набором команд (з англ. Reduced instruction set computer – RISC) [2].

Тому нам доцільно привести аналіз RISC-архітектури як з метою їх використання для побудови швидкісних мікроконверторів сигналів перетворення АЦП-ЦАП вже як сигнальних мікроконтролерів (МК).

#### **1.1. Контролери зі скороченим набором команд: архітектура, структурні схеми, параметри і характеристики, особливості застосування в аналого-швидких системах.**

Типові представники RISC-архітектури є PIC-мікроконтролери (Peripheral Interface Controller – контролери периферійних інтерфейсів) виробництва компанії Microchip. Такі PIC-мікроконтролери застосовують у системах високошвидкісного керування автомобілями та електричними двигунами, системах телекомунікації, охорони, побутової електроніки. Окремі ВІС вказаних мікроконтролерів відрізняються між собою розрядністю ПЗП і від (12 до 14 біт для серії PIC16sxx, 16-біт для серій PIC17sxx, PIC18sxx. Завдяки скороченій системі команд від 33 до 35 усі команди займають в пам'яті одне слово. Час виконання кожної команди, крім команд розгалуження, складає 4 такти – один

цикл(200нс на частоті 20МГц). Оперативний запам'ятовуючий пристрій (ОЗП) виконаний за схемою з довільною вибіркою з можливістю безпосередньої адресації в коді команди до бажаної комірки. Стек організовано апаратно з ємністю 2, 8 або 16 комірок. Майже у всіх типах PIC-мікроконтролерів є системи переривань, джерелом яких може бути таймер, а також зміна станів сигналів на деяких входах. У PIC-мікроконтролерах передбачений біт запису ПЗП, що запобігає нелегальному копіюванню.

Великі інтегральні схеми PIC16схх мають вбудований ПЗП ємністю від 0.5 до 4 кбайт і ОЗП ємністю 32-256 байт. Основна частина мікроконтролерів має одноразово програмований ПЗП, є мікроконтролери які містять ПЗП з ультрафіолетовим стиранням, а PIC16C84 містить ємність програм і пам'яті даних на базі з електричним стиранням. Крім того, МК містять від 1 до 3 таймерів, вбудовану систему скидання, watchdog-таймер, внутрішній тактовий генератор, який може запускатися як від кварцового резонатора, так і від RC-ланки в широкому діапазоні частот 0–2 МГц. Кількість розрядів портів складає 12–33. Кожний розряд порту можна запрограмувати на введення або виведення.

Наприклад, мікроконтролер PIC16C64 додатково має вихід із Широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ), за допомогою якого вже можна реалізувати ЦАП з розрядністю до 16 розрядів, а також послідовний двонапрявлений синхронний порт з інтерфейсами Serial peripheral interface (SPI), Inter-Integrated Circuit (I2C). МК PIC16C71 і PIC16C74 мають внутрішній 8-розрядний АЦП із пристроєм вибірки і зберігання (ПВЗ) та вхідний аналоговий мультиплексор.

Інший МК PIC1400 також має програмований вибір генератора – вбудованого у мікроконтролер резонатора або зовнішнього кварцового чи керамічного резонатора, watchdog-таймер з окремо вбудованим RC-генератором, внутрішньосхемним програмуванням через два виводи, два режими зниженого енергоспоживання (200мкА при 3В якщо генератор вимкнено, а аналогові схеми активні і 5мкА при 3В якщо вимкнені генератор і аналогові схеми).

Також PIC1400 містить інтегрований АЦП на 8 каналів, діапазон двох може задаватись програмно. Час перетворення АЦП сигналу складає 16 мс при типовій частоті 4 МГц і роздільній здатності в 16 біт. Цей контролер містить також інтегрований 4-розрядний струмовий ЦАП, вбудований датчик температури розрядністю 0,1 В та вбудований детектор зниженої напруги живлення.

Таким чином МК PIC16-PIC18 містять інший набір необхідних пристроїв для реалізації мікроконвертора аналого-цифрового і цифро-аналогового перетворення сигналів із швидкодією. На основі схематичного опису МК типу PIC ми вже можемо подати їх архітектуру, яка визначається не тільки багаторівневою розводкою, але і сукупністю елементів МК в аналого-цифровій обробці сигналів.

Архітектура PIC-МК. Розглянемо її на прикладі ВІС PIC-16C71, що забезпечує високу швидкодію та мінімальну споживану потужність, що демонструє рис. 1.1.

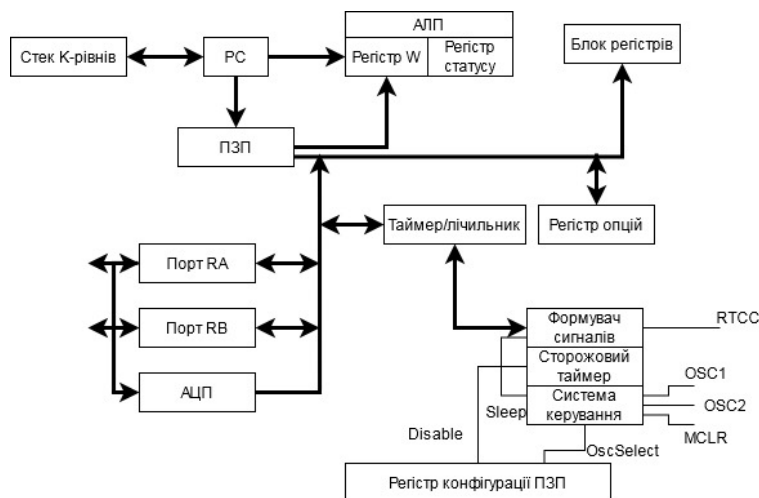


Рис. 1.1 Структурна схема PIC-16C71

Нами проведено розрахунки оптимальної архітектури (схемотехніки) аналого-цифрових мікроконверторів і технології формування їх структури, що забезпечити високу швидкодію, завадостійкість, мінімальну потужність споживання та мінімальну топологічну площу з метою покращення динамічного, частотного та температурного діапазонів таких ВІС.

Як показано на рис 1.1 структурна схема МК містить:

- 8-розрядний апаратний стек
- 13-розрядний програмний лічильник
- 8-розрядний арифметико-логічний пристрій (АЛП)
- ОЗП складається з 36 8-розрядних комірок
- 15 регістрів системних функцій (на рис. 1.1 показані регістри непрямої адресації, стану, опції, конфігурації ПЗП)
- 8-розрядний таймер (лічильник з 8-розрядним програмованим дільником)
  - модуль АЦП з 4 входами
  - 13 ліній введення-виведення (4-розрядний порт R4, 8-розрядний порт R8)
  - сторожовий таймер (watchdog)
  - систему керування і синхронізації з внутрішнім генератором

## 1.2 Однокристалні AVR-мікроконтролери як мікроконвертори в обробці сигналів.

Важливу частину ЦАП становить цифровий інтерфейс, тобто схеми які забезпечують зв'язок АЦП із приймачами цифрових сигналів,

створюючи мікроконвертори. Структура цифрового інтерфейсу визначає саме спосіб підключення АЦП до приймача вихідного коду – мікропроцесора, мікроконтролера або цифрового процесора сигналів. Властивості цифрового інтерфейсу безпосередньо впливають на рівень верхньої межі частоти перетворення АЦП.

Найчастіше в схемотехніці застосовують спосіб зв'язку з процесором, за якого АЦП являє собою для процесора одну комірку пам'яті. При цьому АЦП має передбачену кількість адресних виводів, де шифрується адрес і підключається безпосередньо до адресної шини та шини даних процесора. Для цього обов'язково підводяться вихідні каскади із трьома станами.

Є також і інша схема роботи АЦП з МК, що називається схемотехнічно програмно сумісною – яка є загальною для будь-яких систем з МК чи цифровими сигнальними процесорами. Сьогодні відомо кілька способів програмної сумісності АЦП з МК:

- Перевірка сигналу перетворення
- Реалізація простого перетворення
- Реалізація векторного перетворення
- Забезпечення прямого доступу до пам'яті

Залежно від способу пересилання вихідного слова з АЦП у цифровий приймач розрізняють перетворювачі з послідовним і паралельним інтерфейсом вихідних даних. Послідовний інтерфейс дозволяє реалізувати зв'язок з цифровим приймачем при значно меншій кількості ліній та в кілька разів скоротити кількість виводів у ВІС. Тому паралельний інтерфейс використовують у паралельних та послідовно-паралельних АЦП, а послідовний в інтегральних. Це особливості схемотехніки мікроконверторів аналого-цифрових сигналів.

Тому розглянемо тепер однокристалні AVR-мікроконтролери в порівнянні з PIC-мікроконтролерами, які ми розглянули раніше. Однокристалні AVR-контролери представляють собою RISC-контролери загального призначення.[3]

Спершу розглянемо архітектуру AVR-МК на прикладі мікроконтролера сім'ї Classic AT90s8535. Даний МК містить гарвардський процесор, регістровий файл, пам'ять програм, і різні інтерфейсні схеми(периферію). Характеристика архітектури:

- Гарвардський процесор. Реалізує повний логічний і фізичний розподіл не тільки адресних просторів, але і інформаційних шин для звертання до пам'яті програм і до пам'яті даних, які є розділеними, причому способи адресації та доступу до цих масивів також різні. Така будова вже є ближчою до структури до цифрових сигнальних процесорів і забезпечує істотне підвищення швидкодії. Процесор працює одночасно як із пам'яттю програм, так і з пам'яттю даних; розрядність шини пам'яті програм розширена до 16-біт. В AVR-МК використовують тех-

нологію конвеєризації, внаслідок чого затрати вибірки-виконання команди значно скорочуються.

- Регістровий файл займає молодші 32 байт у загальному адресному просторі. Шість із 32 регістрів файлу можна використовувати як три 16-розрядні вказівники адреси в процесі непрямого адресування даних. Один з таких вказівників застосовують також для доступу до даних, записаних у пам'яті програм мікроконтролера. Використання трьох 16-розрядних вказівників істотно підвищує швидкість пересилання даних під час роботи прикладної програми.

- Пам'ять програми. Усі AVR-МК мають пам'ять програм, яку можна завантажити як за допомогою звичайного програматора, так і за допомогою SPI-інтерфейсу, зокрема безпосередньо на цільовій платі. Кількість циклів перезапуску – не менше 1000.

- Пам'ять даних. Всі AVR-МК мають також блок енергонезалежної пам'яті даних з електричним стиранням – electrically erasable programmable read-only memory (EEPROM). Цей тип пам'яті використовують для зберігання проміжних даних, різних констант, таблиць перетворень тощо. Дані в EEPROM можна завантажувати як через SPI-інтерфейс, так і за допомогою звичайного програматора. Тут кількість циклів перезапису – не менше 10000. Два програмовані біти захисту інформації дозволить захистити як пам'ять програм і енергонезалежну пам'ять даних EEPROM від несанкціонованого зчитування.

- Внутрішня оперативна пам'ять Static random-access memory (SRAM) є у всіх AVR-МК Classic і Mega та в одного кристалу сім'ї Tiny. До певних МК можна завжди підключити зовнішню пам'ять даних.

- Периферія. До периферійних пристроїв належать 8-розрядні порти введення-виведення, послідовний порт, таймери-лічильники, контролер переривань, кількість незалежних ліній портів введення-виведення – від 3 до 53. Ключовий розряд порту можна запрограмувати на режим входу або виходу. Потужні вихідні драйвери забезпечують струмову навантажувальну здатність 20 мА на лінію порту. МК AVR мають в своєму складі від 1 до 4 таймерів/лічильників загального призначення з роздільною здатністю 8 або 16 біт, які можуть працювати як від внутрішнього джерела так і від зовнішніх джерел частоти, подій.

- Таймер/лічильник – Real-time clock (RTC) реалізує систему реального часу. Таймер має подільник, який може програмним способом підключити його до основного внутрішнього джерела тактової частоти МК або до додаткового джерела опорної частоти, наприклад до зовнішнього генератора. Для цього МК має два зовнішні виводи. Внутрішній осцилятор, підключений на вхід таймера RTC, оптимізовано для роботи з зовнішнім кварцовим резонатором 32.768 кГц.

- Інтерфейс SPI призначений для послідовного введення і виведення даних, його використовують для програмування МК після його

установки на друковану плату та для керування пристроїв які теж підтримують SPI.

- Сторожовий таймер (WDT) призначено для перезапуску програми при збої в ході її використання. Сторожовий таймер має свій власний RC-генератор, який працює на частоті 1 МГц. Таймер WDT скидається програмним способом під час роботи МК.

- Аналоговий компаратор порівнює за напругою сигнали, що надходять на входи P1.0 P1.1. Результат порівняння передається на вхід P3.6, що не має зовнішнього виводу.

- АЦП побудовано за класичною схемою послідовного наближення. Розрядність АЦП складає 10 біт. АЦП працює в двох режимах: одноразового перетворення і послідовного циклічного опитування всіх каналів. Час перетворення задається програмно в межах 70-280 мкс.

МК AVR можна привести програмним шляхом в один з шести режимів зниження енергоспоживання (сплячого режиму) [4]:

1. Режим холостого ходу (Idle), в якому приймає роботу тільки процесор.

2. Режим мікроспоживання (Power Down), у якому зберігається вміст регістрового файлу, але зупиняється внутрішній генератор синхросигналів.

3. Режим зберігання енергії (Power save) реалізується тільки в тих МК, які мають у своєму складі систему реального часу. Струм споживання в цьому режимі складає менше 10мкА при живленні 5В і частоті 32.768 кГц.

4. Режим зменшення шуму під час роботи АЦП(ADC Noise Reduction). Тут припиняє роботу процесор, але АЦП працює.

5. Основний режим очікування (Stand by). Тут робота тактового генератора не призупиняється. Це гарантує швидкий вихід з режиму очікування за 6 тактів генератора.

6. Додатковий режим очікування (Extented stand by). Тут теж не припиняється робота тактового генератора і гарантується швидкий вихід з режимі очікування за 6 тактів генератора, як і в попередньому режимі.

Широка номенклатура AVR-МК дає розробнику апаратури можливість підібрати співвідношення продуктивність/енергоспоживання/ціна:

Високу продуктивність забезпечують:

- Виконання команд за один тактовий цикл;
- Конвеєри команд, що забезпечують одночасне виконання команди і вибірку наступної;
- Потужною системою команд єдиного 16-розрядного формату;
- Вбудованими апаратними пристроями, зокрема АЦП, ЦАП;

Мале енергоспоживання забезпечується Complementary metal-oxide-semiconductor (CMOS)-технологією.

Мала вартість як обладнання так і вартості розробки і налаштування програмних засобів забезпечується:

- Перепрограмованою пам'яттю програм, яку програмують на цільовій платі;
- Можливістю вибору МК з достатньою і відповідною кількістю функцій і вбудованої периферії.

## **2. Практична реалізація мікроконверторів при аналого-цифровій обробці сигналів за допомогою AVR мікроконтролерів**

Цікавим є те що в багатьох МК AVR реалізований інтегрований в кристал 10-розрядний аналого-цифровий перетворювач. Його особливості як мікроконвертора, а також принцип роботи і управління цього перетворювача будуть опрацьовані на прикладі АЦП мікроконтролера.

Зупинимось на параметрах і характеристиках АЦП, які є основою формування мікроконверторів для аналого-цифрових сигналів. Такі АЦП мікроконтролерів AVR мають параметри і характеристики:

- До восьми вхідних каналів;
- Можливість працювати в режимі одноразових перетворень або в режимі автономного живлення;
- В більшості мікроконтролерів реалізовано внутрішнє джерело опорної напруги, що робить їх більш універсальними;
- Після завершення перетворення може бути викликане переривання;
- В режимі очікування можна значно підвищити ефективність зниження шумів і завад.

Аналого-цифрові перетворювачі працюють за принципом послідовного наближення. Завдяки цьому вдалося досягнути відносно невеликої тривалості перетворення при досить високій точності.

На початку циклу перетворення схема керування АЦП через ключ S схеми вибірки зберігає і подає на внутрішній накопичувальний конденсатор C схеми ПВЗ вихідну напругу, яка вибрана мультиплексором. Потім схема керування залишає ключ S, а напруга на вході залишається на конденсаторі протягом всього перетворення.

Метод зважування відноситься до типу послідовних. На початку циклу схема управління АЦП записує його у внутрішній регістр число  $U_z=1000000000_6$ . Це число подається вже на внутрішній ЦАП, який перетворює його в аналогову напругу, що відповідає половині діапазону вимірювання. Компаратор порівнює це значення з аналоговою напругою на вході ( $U_0$ ), що зберігається в схемі вибірки і зберігання (ПВЗ). Якщо значення вхідної напруги є меншим ніж значення  $U_z$ , то старший розряд Z скидається в "0" в іншому випадку в ньому зберігається логічна "1". На наступному кроці встановлюється в "1" другий за вагою розряд і це значення знову порівнюється з вхідною напругою за допомогою компаратора, якщо значення вхідної напруги менше то розряд стає "0", а якщо більшим, то залишається "1".



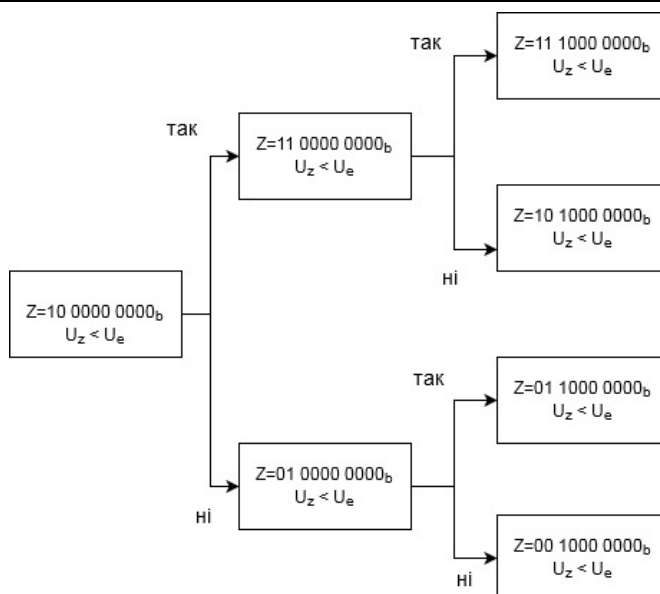


Рис. 2.1 Процес зважування для перших трьох розрядів

На рис. 2.1 подані перші 3 кроки. Як можна бачити із цього рисунку, встановлення чи скидання поточного розряду відбувається незалежно від раніше встановлених розрядів.

Ця процедура проводиться для решти 8 розрядів 10-бітного АЦП. В результаті цього перетворення область певного визначеного значення звужується наближаючись до вхідної напруги.

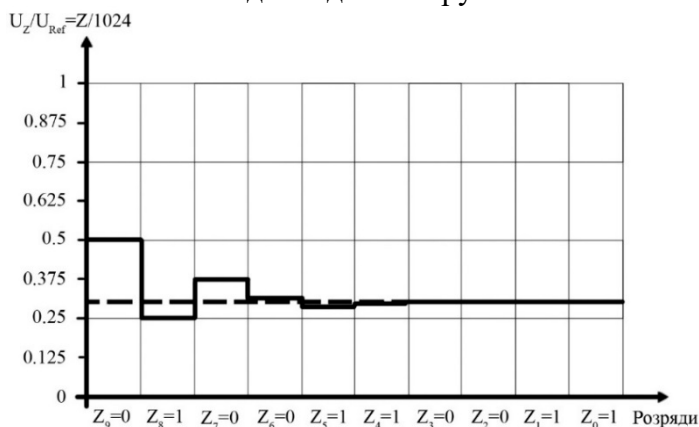


Рис. 2.2 Графічне представлення процесу зважування

Тут до десяти етапів порівнювання ще додається час необхідний для опитування значення вхідної напруги. Таким чином для отримання результату аналого-цифрового перетворення необхідно тринадцять кроків.

Допустимі тактові частоти ЦАП лежать в діапазоні 50-200 кГц. Необхідна тактова частота встановлюється за допомогою розрядів: ADP50, ADP51, ADP52 регістру ADCSRA.

АЦП може працювати в режимі одиничного перетворення або в автономному режимі, тобто неперервному режимі через регістр ADCH:ADCL. Вибір одного з двох режимів здійснюється за допомогою розряду ADFR регістру управління і стану ADCSRA.

Аналого-цифрове перетворення сигналів, також можливе через підключення зовнішнього АЦП до мікроконтролера AVR. Інтегральна схема ADS7818 від Texas Instruments – представляє метод дешевого швидкого і точного конвертування з розрядністю АЦП до 12-біт, і внутрішньою схемою пам'яті, а також з використанням внутрішнього джерела опорної напруги. Мікроконтролери AVR можуть працювати з цією схемою через інтерфейс SPI.

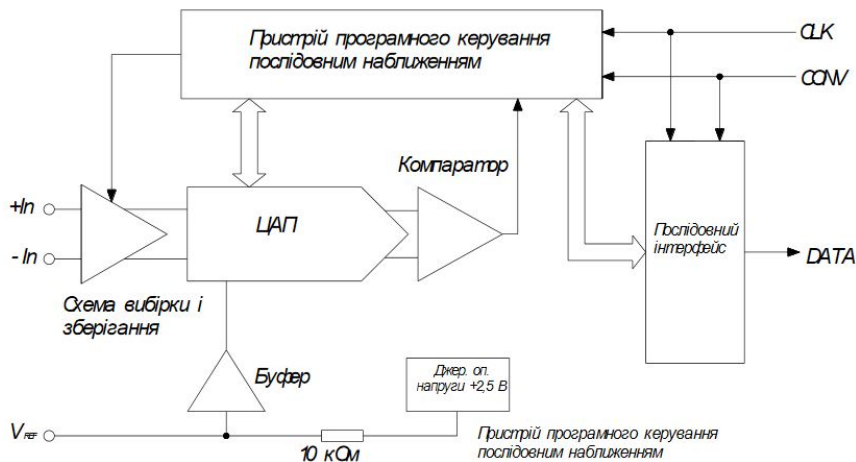


Рис. 2.3 Внутрішня структура ADS7818 від компанії Texas Instruments

Розглянемо параметри і характеристики ADS7818:

- до 500000 перетворень в секунду;
- внутрішнє джерело опорної напруги + 2.5В;
- незначна втрата потужності в межах 11 мВт при максимальній частоті дискретизації;
- додаткове зниження втрачається потужності в режимі зниженого енергоспоживання до 2,5 мВт;
- працює на уніполярні напрузі живлення +5 В;
- простий послідовний інтерфейс.

Так само як і вбудований АЦП мікроконтролерів AVR, мікросхема ADS7818 працює принципом послідовного наближення. В кристал інтегровані необхідні для цього пристрій програмного управління, цифро-аналоговий перетворювач і компаратор.

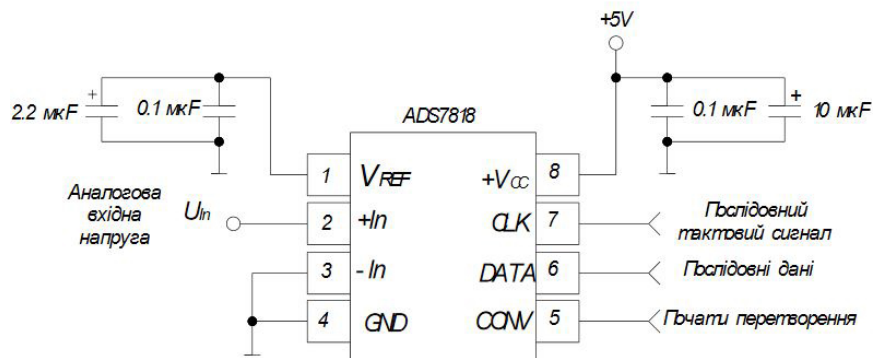


Рис. 2.4 Підключення мікросхеми ADS7818 до мікроконтролера AVR

Типова схема підключення мікросхеми ADS7818 до мікроконтролера AVR представлена на рис. 2.4. Вхідна аналогова напруга  $U_{in}$  навантажується ємнісим струмом конденсатора внутрішньої схеми вибірки і зберігання. Коли конденсатор виявляється повністю зарядженим, вхідний струм ADS7818 майже нульовий, оскільки вхідний опір аналогової частини перевищує  $1\text{Г}\Omega$ . Джерело вхідної напруги повинен забезпечувати конденсатор схеми вибірки і зберігання ємнісим струмом такого рівня, щоб він був у стані зарядити цей конденсатор протягом часу вибірки  $350\text{ нс}$  (у найгіршому випадку, коли продуктивність складає  $500\,000$  перетворень в секунду).

Вхід CONV забезпечує перемикання між станом вибірки і збереження, а також використовується для подачі сигналу про початок перетворення (рис. 2.4). Крім того, вхід CONV забезпечує перехід пристрою в режим зниженого енергоспоживання.

Для здійснення перетворення пристрою ADS7818 потрібний тактовий сигнал CLK, який передається мікроконтролером, що синхронізує послідовну передачу даних, а також визначає швидкість перетворення. Останнє обумовлено тим, що сигнал CLK задає робочу частоту пристрою керування послідовним наближенням. Надісланий послідовно вихідний сигнал одразу ж являє результат поточного перетворення. Частота сигналу CLK знаходиться в діапазоні  $200\text{ кГц}$  ( $12\,500$  перетворень в секунду) ...  $8\text{ МГц}$  ( $500\,000$  перетворень в секунду). Коефіцієнт заповнення не критичний до тих пір, поки тривалість імпульсу високого або низького рівня більше  $50\text{ нс}$ . Тактова частота не повинна бути менше  $200\text{ кГц}$  або ж період  $T=1/f$  не повинен перевищувати  $5\text{ мкс}$ , оскільки в даному випадку падіння напруги на внутрішньому конденсаторі схеми вибірки і зберігання, обумовлене струмами витоку, може призвести до спотворення результатів.

12-розрядний результат аналого-цифрового перетворення по спадаючому фронту сигналу CLK виводиться через вихід DATA і може

бути отриманий мікроконтролером AVR за наростаючим фронтом наступного імпульсу CLK. При цьому перша передається старший значущий розряд (MSB). Мікросхема ADS7818 має ряд властивостей, що виділяють її серед інших восьмиконтактних АЦП:

- перехід зі стану вибірки в стан зберігання відбувається за спадаючим фронтом сигналу CONV і не залежить від тактового сигналу CLK;

- тактовий сигнал CLK не обов'язково повинен подаватися безперервно в часі всього процесу перетворення, що дозволяє записувати 12 біт результату в два етапи за допомогою восьми розрядного апаратного інтерфейсу SPI мікроконтролера AVR;

- після завершення перетворення сигнал CLK може залишатися як на рівні логічного "0", так і на рівні логічної "1".

Розглянемо існуючий спосіб перетворення цифрових кодів в аналогову напругу, що не вимагає великих затрат. Він полягає в зміні пропорційному цифровому значенню коефіцієнту заповнення імпульсів прямокутної напруги, що поступають з постійною частотою. Тут коефіцієнт заповнення визначається як відношення тривалості імпульсу до тривалості проміжків між ними.

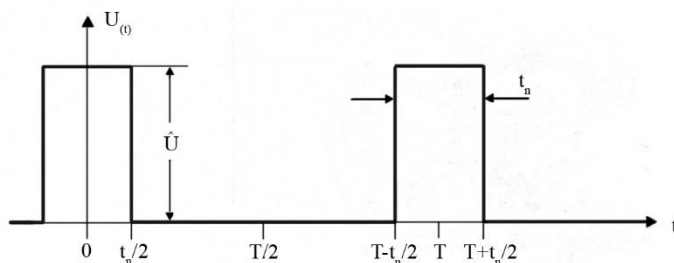


Рис. 2.5 Сигнал періодичних прямокутних імпульсів

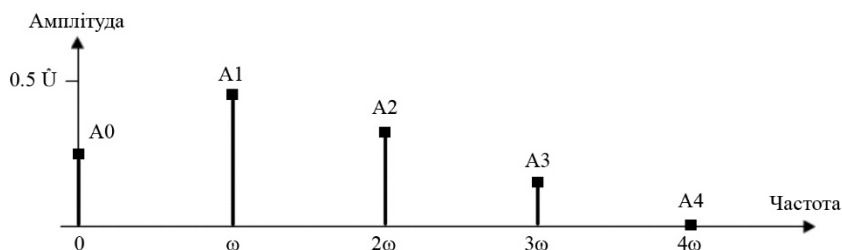


Рис. 2.6 Амплітудний спектр сигналу, зображеного на рис. 2.5

Аналіз Фур'є, сигналу який є періодичною послідовністю прямокутних імпульсів (рис. 2.5), показує, що такий сигнал може бути представлений як сума постійної напруги  $A_0$  та окремих косинус-коливачь з різними періодами та амплітудами.

Таким чином сигнал, що поданий на рис. 2.5. Може бути розкладний на постійну складову і гармоніки з амплітудами:  $A_0 = \hat{U}$ ,  $A_1 = 0.45 \cdot \hat{U}$ ,  $A_2 = 0.32 \cdot \hat{U}$ ,  $A_4 = 0.15 \cdot \hat{U}$ . На рис. 2.6 вже поданий амплітудний спектр. Склавши ці всі гармоніки, ми можемо відновити вихідний сигнал, що демонструє рис. 2.7.

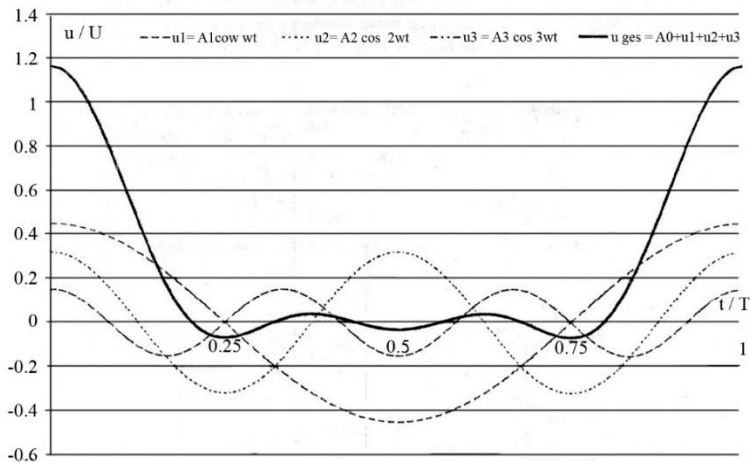


Рис. 2.7 Відтворення сигналу зображеного на рис. 2.5, за допомогою постійної складової сигналу  $A_0$ , основної гармоніки  $\omega_0$  і двох вищих гармонік

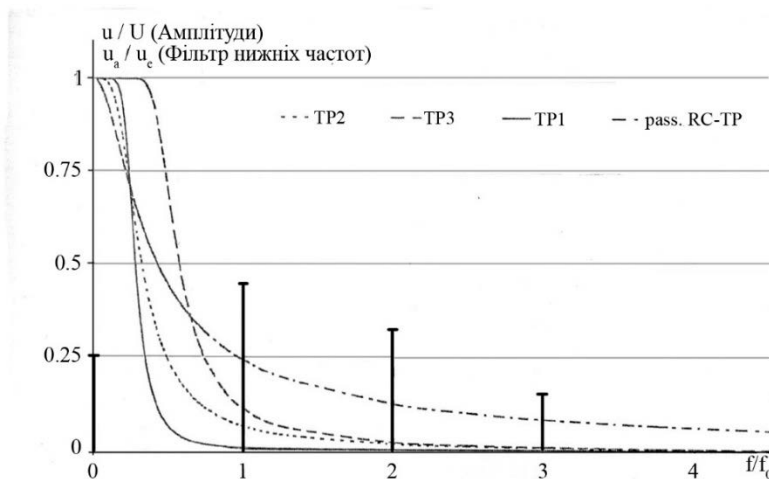


Рис. 2.8 Фільтрування складових змінної напруги в складеному сигналі, відтвореного сигналу за допомогою фільтрації нижніх частот

Якщо тепер відфільтрувати змінну складову фільтра низьких частот (ФНЧ), то в ідеальному випадку залишається складова  $A_0$ , яка на рис представляє лінією TP1, TP2, TP3 теж фільтром Батерворта 2 порядку.

На практиці вже доводиться знаходити компроміс між розділенням АЦП і ШІМ і відповідно частотою ШІМ та граничною частотою зрізу фільтра нижніх частот і перехідною характеристикою ФНЧ. А тепер визначимо найбільш головну особливість ШІМ-сигналу, який формується для цифро-аналогового перетворювача. Не всі генератори прямокутних імпульсів здатні формувати сигнал, що поданий на рис. 2.5. Частіше за все сигнал представляється як на рис. 2.8, тобто не є парною функцією. Для такого сигналу середнє арифметичне значення  $U_m$  визначається виразом:

$$U_m = \frac{U_N \cdot t_N + U_L \cdot t_N}{T} = \frac{U_N - U_L}{T} \cdot t_N + U_L = (U_N - U_L) \cdot g + U_L$$

де коефіцієнт заповнення (шпаруватості)  $g = \frac{t_N}{T}$ , тобто  $U_m$  на відміну від  $U_L$  є прямопропорційним до ширини імпульсу  $t_N$  ШІМ сигналу. Тому можна реалізувати просте цифро-аналогове перетворення за допомогою ШІМ сигналу з AVR МК. В такому випадку для формування аналогової вихідної напруги використовується безпосередньо вихідний канал порту з послідовно підключеним RC-фільтром нижніх частот. Для підвищення точності і стабільності можна використати важливий RC-фільтр (ФНЧ Батерворта другого порядку), сформованого на основі танталової технології та операційного підсилювача [5].

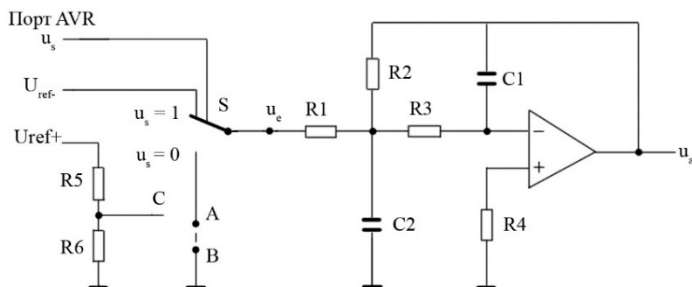


Рис. 2.9 Фільтр частот другого порядку, призначений для обробки ШІМ-сигналу

Якщо ШІМ сигнал формується за допомогою таймера/лічильника мікроконтролера, то можна досягти більш високої частоти ШІМ сигналу. Тому розглянемо цей варіант формування ШІМ-сигналу, а саме управління коефіцієнтом заповнення прямокутних імпульсів напруги.

Принципи формування ШІМ-сигналу в аналоговій схемотехніці подано на рис. 2.10. Тут широтно-імпульсний модулятор складається з генератора пилкоподібного сигналу і компаратора. Доки рівень управляючого сигналу  $U_{st}$ , що подається на неінвертуючий вхід компаратора є вище рівня пилкоподібного сигналу  $U_d$ , вихідна напруга компаратора має додатний потенціал. Коли ж напруга пилкоподібного сигналу перевищує рівень керуючого сигналу, компаратор перемикається і його ви-

хідна напруга приймає від'ємне значення. В такому стані він знаходиться доки рівень пилоподібної напруги знову не стане більшим ніж рівень керуючого сигналу, і описаний процес повторюється циклічно. Тривалість  $t_n$  ШІМ-сигналу як показано на рис. Визначається згідно виразу:  $t_n = T \frac{U_d + U_{sc}}{2U}$ , тобто визначається рівнями  $U_d$  і  $U_{st}$ .

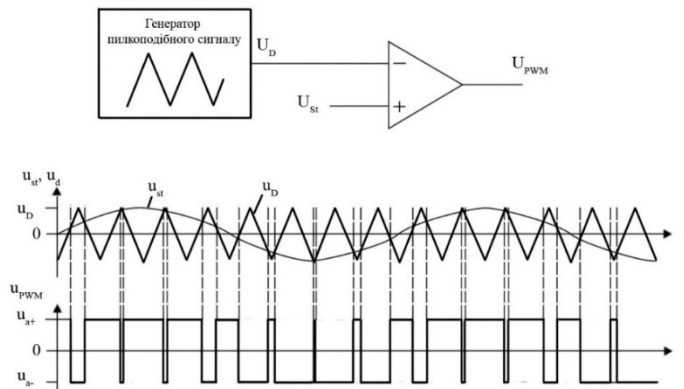


Рис. 2.10 Принцип генерування ШІМ-сигналу в аналоговій схемі

А тепер розглянемо процедуру управління коефіцієнтом заповнення прямокутних імпульсів напруги за допомогою таймера. Таймер може використовуватись як в ролі інвертуючого, так і неінвертуючого ШІМ-модулятора.

Неінвертуючий модулятор працює як обернений лічильник: він циклічно виконує підрахунок до максимального значення динамічного діапазону (ТОР) який залежить від заданої програмно кількості розрядів, а потім знову повертається до нуля. Пилоподібний сигнал, як і в попередньому випадку формується в цифровому вигляді. Максимальне значення ТОР визначається для N-розрядів як:  $ТОР = 2^n - 1$ . А принцип його роботи є таким самим як в попередньому випадку.

Коли стан лічильника, що зберігається в регістрі співпадає з вмістом регістра порівняння, то на виводі мікроконтролера встановлюється логічний "0" завершується імпульс ШІМ-сигналу. Тобто тут функцію компаратора здійснює регістр порівняння. Лічильник продовжує свій рахунок до досягнення максимального значення, після чого змінює свій напрям рахунку до нуля. Як тільки вміст лічильника співпадає з вмістом регістра порівняння, на виводі встановлюється вже логічна "1" і починається новий імпульс ШІМ-сигналу.

Принцип роботи ШІМ-модулятора на основі таймера на прикладі 4-розрядного ЦАП.

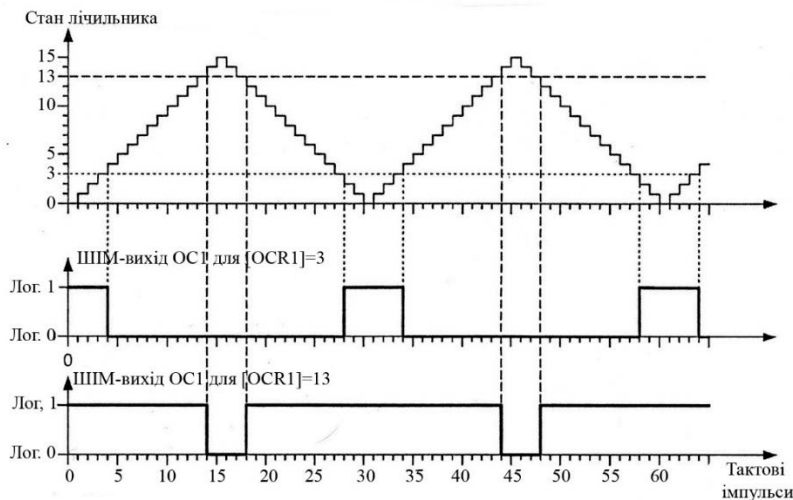


Рис. 2.11 Приклад роботи ШІМ на основі 4 розрядного таймера

Для даного випадку 4-розрядну роздільну здатність було вибрано для прикладу. Частота перетворення  $t_{\min} = \frac{t_{TC1}}{(2^{n+1}-2)}$  де  $t_{TC1}$  – тактова частота таймера/лічильника TC1. Таким чином, виходячи із даної формули, для одного циклу вихідної частоти потрібно  $(2^{n+1} - 2)$  тактових імпульсів. В нашому випадку необхідно 30 тактових імпульсів, а для 10-розрядного ШІМ-сигналу вже буде  $(2^{10+1} - 2) = 2046$  тактових імпульсів. Тепер, якщо вибір регістру є рівним Z, то тривалість імпульсу ШІМ-сигналу буде 2Z тактових імпульсів. Завдяки цьому коефіцієнт заповнення ШІМ-сигналу з роздільною здатністю N можна керувати за допомогою вмісту регістра OCR1.

Таки чином, бачимо, що коефіцієнт заповнення  $g$  є прямопропорційним вмісту регістра Z. Для обох особливих випадків  $Z=0$ ,  $Z=TOP$  для неінвертуючого ШІМ-модулятора маємо:

- $Z=0$  на ШІМ виводі – постійний логічний “0”
- $Z=TOP$  на ШІМ виводі – постійна логічна “1”

Тоді середнє арифметичне значення напруги  $U_m$  як вихідної напруги буде визначатись виразом:

$$U_m = (U_H - U_L)g + U_L = (U_H - U_L) \frac{Z}{2^N - 1} + U_L$$

де  $U_H$  – рівень логічної “1”,  $U_L$  – рівень логічного “0”,  $g$  – коефіцієнт заповнення, вміст регістра OCR1,  $N$  – кількість розрядів.

При використанні ШІМ-модулятора, на основі потрібно звернути на частоту ШІМ-сигналу.

Сьогодні для збільшення частоти ШІМ існує режим швидкої ШІМ. В цьому режимі таймер лічильник веде лічбу як і при звичайному ШІМ, але відсутня лічба в оберненому напрямку, що і подвоює частоту ШІМ.



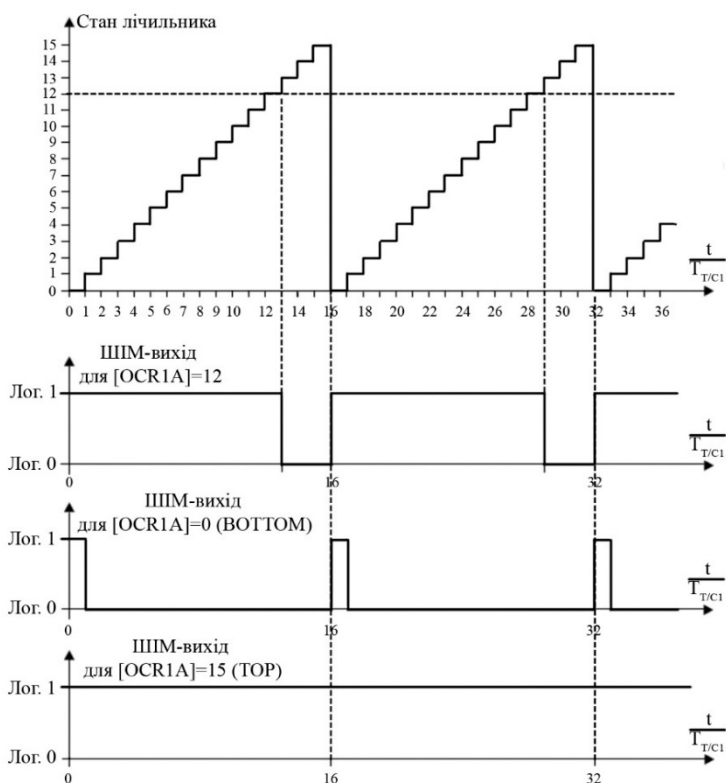


Рис. 2.12 Приклад формування ШІМ-сигналу в режимі швидкої модуляції

В загальному випадку частота на виході ШІМ в режимі швидкої модуляції буде визначатися виразом:

$$f_{\text{ШІМ}} = \frac{f_{\text{sys}}}{N(\text{TOP} + 1)} = \frac{f_{\text{TC1}}}{(\text{TOP} + 1)}$$

де  $f_{\text{TC1}}$  – тактова частота TC1, що отримується діленням частоти синхронізації  $f_{\text{sys}}$  на коефіцієнт N (розрядності). Тоді при неінвертуючому режимі швидкої ШІМ-модуляції на виході встановлюється логічна “1” коли лічильник досягає TOP, а логічний “0” – вже при еквівалентному вмісті лічильника і регістра порівняння.

В нових розробках МК AVR розробник уже не є прив’язаним до описаного вище розділення 8,9,10 біт, значення може бути від 3 до 65535, що відповідає розділенню 2-16 розрядів. Тоді значення TOP записується в регістрову пару OCR1A або альтернативну ICR1, а за допомогою керуючих розрядів можна встановити режим формування сигналу. Якщо необхідно отримати 12-розрядний ЦАП-ШІМ в регістрову пару OCR1A або ICR1 записується значення  $\text{TOP} = 2^{12} - 1 = 4095$ . Таким чином, завдяки зміні значення Z можна отримати імпульси тривалістю

від  $t_n=1/4096$  до  $t_n=4096/4096$ . Як бачимо значення TOP при цьому не обов'язково повинно бути степеню числа 2.

Для довільного значення TOP роздільна здатність ШІМ визначається наступним виразом:

$$\frac{\log_2(TOP + 1)}{\log 2} \text{ bit}$$

Процес 4-розрядного ШІМ в режимі швидкої модуляції показаний на рис. 2.12. Тут значення TOP=15 забезпечує регістрова пара OCR1A. Тривалість вихідного імпульсу  $t_n$  складає для конкретного значення Z в регістровій парі OCR1A в діапазоні 0-TOP визначається виразом:

$$T_h = \frac{Z + 1}{TOP + 1}$$

Як бачимо в режимі швидкої ШІМ отримати імпульси нульової дожини неможливо оскільки співпадіння зі значенням  $Z=0$  може бути тільки при падаючому фронті тактового генератора, а вихідний сигнал встановлюється в логічну "1" при досягненні значення TOP.

Коефіцієнти заповнення  $g$  швидкого ШІМ-сигналу можна привести як і у випадку звичайного за допомогою значення Z.

Коефіцієнт заповнення є прямопропорційним коефіцієнту значенню Z. Для випадку коли  $Z=TOP$  для неінвертуючого ШІМ у швидкому режимі на виході завжди присутня логічна "1".

Середньо-арифметичне значення  $U_h$  вихідного ШІМ-сигналу після фільтрації ФНЧ, визначається виразом:

$$U = (U_h - U_l) \cdot g + U_l = (U_h - U_l) \cdot \frac{Z + 1}{TOP + 1} + U_l$$

де  $U_h$  – високий рівень вихідної напруги,  $U_l$  – низький рівень вихідної напруги,  $g$  – коефіцієнт заповнення прямокутних імпульсів напруги, Z – вміст регістру OCR1.

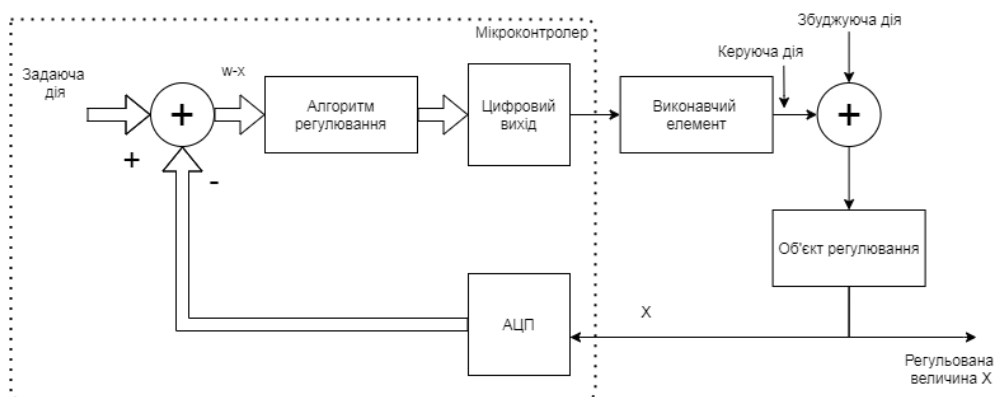


Рис. 2.13 Блок-схема замкнутого контуру регулювання на основі МК AVR

Далі розглянемо практичну реалізацію ЦАП за допомогою внутрішнього АЦП МК AVR (як оберненого мікроконвертора). Регулятор за допомогою алгоритму регулювання корегує вихідну напругу за допомогою керуючої дії  $Y$  виконавчого елемента там, де розходження  $w-x$  є мінімальним. Нами сформовано простий АЦП на основі мікроконтролера AVR МК та RC-фільтра ФНЧ. Тут об'єктом регулювання буде конденсатор  $C$ , на якому зберігається вихідна напруга  $U_{\text{ЦАП}}$ , що відповідає регульованій величині  $K$ . Виконавчим елементом виступає резистор  $R$ , який керується з виходу порту AVR. Для перетворення аналогової регульованої величини  $X$  в цифрове значення використовується внутрішній АЦП, а збурена дія  $Z$  виходів до зниження величини  $X$  у випадку, коли конденсатор  $C$  не заряджається через опір  $R$ . Тут RC ланка ФНЧ формується танталовою технологією.

Внутрішній АЦП в МК AVR в даному випадку працює в автоматичному режимі, в якому він в циклі з періодом  $T$  видає останнє цифрове значення  $X$  для аналогової регулюючої величини. Таке перетворення в АЦП забезпечує  $T_w = \frac{13}{f_{\text{АЦП}}}$ , де  $f_{\text{АЦП}} = f / \text{подільник}$  – частота тактування АЦП, яке встановлюється за допомогою розрядів ADP50, ADP51, ADP52 регістру ADCSRA. Тоді в залежності від того який знак матиме різниця  $D=W-X$  заданого значення  $W$  і фактичного значення на резистор подається напруга логічної “1” або логічного “0” – це зумовлює дозаряджання або розряджання конденсатора  $C$ .

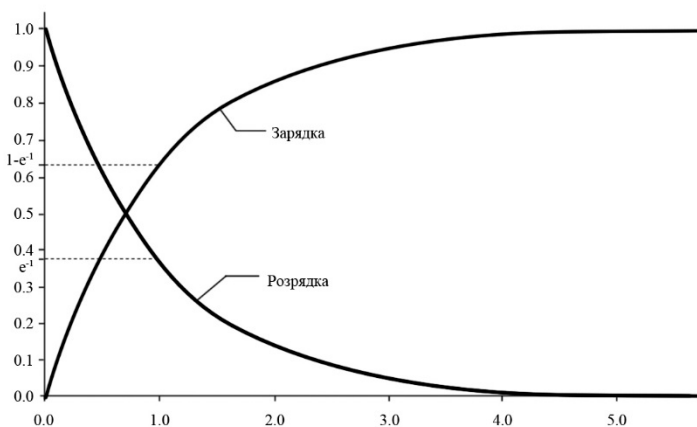


Рис. 2.14 Процес зарядки та розрядки конденсатора в часі

Це приводить до появи небажаної змінної напруги  $U_b$ , що перевищує вихідну напругу  $U_{\text{ЦАП}}$ . При зарядці конденсатор заряджається до напруги

$$U_C(t) = U_B \cdot e^{t/\tau} \text{ де } \tau = RC.$$

Якщо конденсатор  $C$  уже був заряджений перед початком до напруги  $U_{C0}$  при подачі напруги  $U_B > U_{C0}$  напруга на конденсаторі змінюватиметься за законом:  $U_{C0}(t) = U_B - (U_B - U_{C0})e^{-t/\tau}$ . І відповідно напруга зарядженого конденсатора до рівня  $U_{C0}$  при його розрядженні через опір  $R$  буде змінюватись за виразом  $U_C(t) = U_C \cdot e^{-t/\tau}$ . Як бачимо напруга  $U_C(t)$  на конденсаторі який заряджений до невеликого рівня  $U_{C0}$  в межах визначеного часу перетворення АЦП зростає швидше, ніж напруга на конденсаторі, зарядженому до більш високого рівня. І навпаки напруга на конденсаторі зарядженому до невеликого рівня, падає значно повільніше, ніж напруга на конденсаторі, зарядженому до високого рівня.

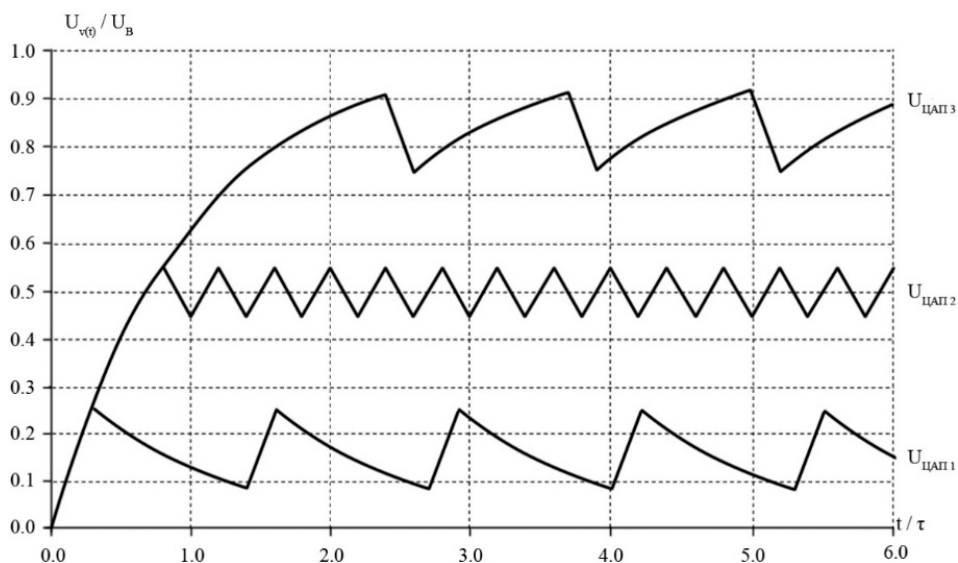


Рис. 2.15 Перехідний процес ЦАП, для трьох різних напруг:  $U_{ЦАП1} = 0.1 \cdot U_B$ ,  $U_{ЦАП2} = 0.5 \cdot U_B$ ,  $U_{ЦАП3} = 0.9 \cdot U_B$

На рис. 2.15 подані перехідні процеси для трьох різних величин напруг – де у всіх трьох випадках швидкість внутрішнього АЦП знаходиться в межах  $T_w = 0.1RC$ , а алгоритм регулювання МК передбачає розряд і заряд конденсаторі  $C$  за час  $T_w$  при переході через задане значення  $W$ . Блок-схема алгоритму заряду-розряду конденсатора  $X$  подано на рис. 2.13. Як видно з перехідних процесів заряду-розряду конденсатора для вибраної швидкості перетворення є досить високою змінна напруга, особливо в області діапазонів  $0V$  і  $U_B$ . Втім з даної ситуації можна зменшити  $T_w = 0.01\tau$  або  $T_w = 0.001\tau$ , але при цьому буде зростати заряд встановлення. В цьому є недолік схеми. Пояснимо це на такому прикладі. Моментально можлива частота тактування АЦП складає  $200$  кГц, а це відповідає часу перетворення АЦП в автономному режимі. Якщо для такого АЦП вибрати постійну часу  $RC$ -ланки фільт-

ра ФНЧ  $\tau = 1000 \cdot T_w = 65$  мс, то зарядження попередньо розрядженого конденсатора до напруги 0.9 В стає можливим через час:

$$t = -\tau \cdot e \left( 1 - \frac{U_c}{U_b} \right) = 0.15 \text{ с}$$

Це є досить великий час, тобто виникає додатковий простій в регулюванні АЦП для цифро-аналогового перетворення. Тобто, в результаті періоду перетворення АЦП вихідна напруга продовжує змінюватись у встановленому напрямі, хоча вже потребує корекції в іншому напрямі. А це приводить до зростання (непередбачуваної напруги). Це демонструє збільшення  $U_c/U_b$  на рис. 2.15 для  $U_{ЦАП} = 0.1$  В.

Такий варіант апаратно-програмного регулювання значно покращує його якість шляхом введення значення (W-X) тобто всі термостабілізуючі відхилення конденсатора компенсуються циклом регулювання активного RC-фільтра.

### **Висновки**

Проведено літературний огляд джерел про мікроконтролерні пристрої високої швидкодії для їх використання при аналого-цифровій обробці сигналів.

На мікроконтролерах типу PIC Microchip розроблено ряд програмно-схемотехнічних реалізацій для конструювання мікроконверторів АЦП-ЦАП. Проведено дослідження параметрів і характеристик AVR мікроконтролерів фірми ATMEL, з метою побудови на їх основі мікроконверторів аналого-цифрової обробки сигналів в сучасних інформаційно-телекомунікаційних системах.

Проведено якісний аналіз операцій аналого-цифрової обробки сигналів і запропоновано на цій основі ряд схемотехнічних, технологічних рішень.

### *Література*

1. Новосядлий С.П. Суб- і наномікронна технологія структур ВІС. Івано-Франківськ: Сімик, 2010. – 524 с.
2. В.А Швец Одноплатные микроконтроллеры Киев: МК-Пресс, 2005. – 303 с.
3. В.Трамперт AVR-RISC мікроконтролери.: Пер. з нім. – К.: МК-Пресс, 2006. – 464 с.
4. Шпак Ю.А. Программирование на языке С для AVR и PIC Киев: МК-Пресс, 2011 – 544 с.
5. Новосядлий С.П., Терлецький А.І, Діагностика субмікронних структур ВІС. Монографія. – Івано-Франківськ: Сімик. – 2016. – 480 с.

*Стаття надійшла до редакційної колегії 11.10.2021 р.*

---

**MICROCONVERTERS – BASE OF INFORMATION  
AND TELECOMMUNICATIONS SYSTEMS**

**S. P. Novosyadlyi, V. M. Gryga, R. V. Melnyk, A. V. Pavlyshyn**  
*Vasyl Stefanyk Precarpathian National University; Ivano-Frankivsk, Shev-  
chenko str., 57; ph: +380(342)59-60-74 e-mail: [kkie@pu.if.ua](mailto:kkie@pu.if.ua),*

*This article describes devices that perform processing of analog signals in digital form – microconverters. In such devices, input analog signal firstly comes to analog-to-digital converter and then transferred in digital form to microcontroller, microcontroller performs processing according to program and transfers data to digital-to-analog converter that reproduces processed analog signal. Thereby, after signal went through device it becomes processed.*

*High-speed devices, development of software and hardware solutions for constructing microconverters in modern information and telecommunications systems were described.*

*There performed overview and analysis of microcontrollers and their architecture, peripherals, characteristics. These parameters were analysed in terms of use for signal processing.*

*We provided implementation solutions of analog-to-digital conversion using embedded peripherals of microcontroller and external modules of analog-to-digital conversion. Also, successive approximation conversion was described.*

*We provided implementation of digital-to-analog conversion using pulse-width modulation and second-order Butterworth filter.*

*Analysis of signal processing operations in digital form using microcontroller was performed.*

**Key words:** *microconverter, microcontrollers, pulse-width modulation, analog-to-digital conversion, digital-to-analog conversion.*