

[0000-0002-9625-4798] **А. Л. Передерко, к.т.н.**

Державний університет інтелектуальних технологій і зв'язку,  
вул. Кузнечна, 1, м. Одеса, 65023, Україна  
e-mail: pal88@ukr.net

## ЗАСОБИ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДИНАМІЧНОГО ДІАПАЗОНУ ВИМІРЮВАЛЬНОГО КАНАЛУ

У статті розглянуто можливість розширення динамічного діапазону вимірювального каналу, в якому первинним перетворювачем є п'єзоелектричний акселерометр, який вимірює прискорення при проведенні динамічних (ударних) випробувань різних зразків техніки. Часто ударні випробування проводяться в умовах важкої відтворюваності умов експерименту, наприклад, вимірювання ударів і вібраційних впливів при піротехнічних вибухах, випробування бортових систем спеціального призначення на витривалість, здатність витримувати руйнацію тощо, де внаслідок швидкоплинності вимірювальних процесів атенюатори автоматичного вибору діапазону вимірювання не встигають здійснити комутацію при перевищенні вхідним сигналом нормованої величини або ці перемикання ведуть, як наслідок, до комутаційних розривів ланцюга, спотворення вимірюваного сигналу. Тому застосування атенюаторів в таких випадках є недоцільним. Таким чином, необхідну величину динамічного діапазону вимірювального каналу потрібно забезпечити виключно схемними рішеннями. Другий чинник, який потребує забезпечити процес вимірювання прискорення, – це відношення сигнал/шум. Беручи до уваги, що при вимірюванні ударних впливів для забезпечення динамічного діапазону по прискоренню вибирають п'єзоелектричні акселерометри (генерують заряд) з чутливістю до  $10 \text{ пК/мс}^2$ , наявність широкопasmових шумів буде суттєво спотворювати вимірюваний сигнал. Особливо це буде відбиватися при низьких рівнях амплітуди прискорення, під час загасання ударного імпульсу та виникнення перехідних процесів, які потребують дослідження.

**Ключові слова:** прискорення, п'єзоелектричний акселерометр, аналого-цифровий перетворювач, відношення сигнал/шум, динамічні випробування.

**Вступ.** Для забезпечення достовірного вимірювання і управління в технічних системах сучасний розвиток техніки вимагає наявності високоточних засобів вимірювальної техніки, які дають можливість вимірювати технологічні параметри при експлуатації та оптимізувати процеси створення нових зразків на етапі проектування і проведення випробувань.

В останні роки широкого застосування набувають вимірювально-інформаційні системи вібраційного аналізу, контролю, моніторингу, діагностики, активного віброзахисту та автоматичного управління складними технічними системами і технологічними процесами, що не тільки дають великий техніко-економічний ефект, але й сприяють запобіганню аварій і можливих техногенних та екологічних катастроф на ранніх стадіях їх розвитку.

В широкому спектрі вимірюваних технічних величин особливе місце займають вимірювання вібраційних (ударних) параметрів

механічних систем. Це такі параметри, як прискорення, швидкість та переміщення.

Вимірювання вібрації та ударів, аналіз їх параметрів при дослідженні коливальних процесів на етапах розробки, випробування та експлуатації різноманітних технічних і технологічних пристроїв, в різних галузях (енергетиці, машинобудуванні, авіаційній і ракетно-космічній промисловості, суднобудуванні, нафто-газовидобувній та переробній промисловості, медицині), а також проведення динамічних випробувань дає можливість контролювати правильність застосованих конструктивних рішень. У сучасному обігу існує такий термін, як віброметрія, який є сукупністю засобів і методів для вимірювання параметрів вібрації та ударів, їх обробки та аналізу.

Необхідно відзначити, що цією тематикою займаються наукові групи провідних вітчизняних технічних вишів, таких як НТУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», НАУ ім. М. С. Жуковського «Харківський авіаційний інститут» та ін.

При створенні зразків нової техніки проводять натурні ударні випробування як окремих вузлів, так і всього виробу. Перетворення вимірювальної інформації при проведенні динамічних (ударних) випробувань, як правило, здійснюється за допомогою п'єзоелектричних датчиків прискорення.

Ударні випробування часто є однократними, коли проходить руйнування досліджуваних зразків, що значно підвищує вимоги до калібрування та задання параметрів засобів вимірювання. П'єзоелектричні акселерометри, що використовуються при дослідженні, мають яскраво виражені резонансні властивості. Робочий діапазон датчика покриває не більше половини його резонансної частоти. Початкова інформація про різні ударні впливи має значні розбіжності, адже отримується на основі досить грубих оцінок. У такому разі при проведенні випробувань спектр вібраційного впливу може досягти резонансної частоти датчика, що призводить до перевантаження вимірювального каналу. До того ж, досить низькочастотний ударний вплив може супроводжуватися високочастотними механічними збуреннями, що також призводить до перевантаження вимірювального каналу. Комутацію коефіцієнтів прискорення та вимірювання частотних характеристик у вимірювальному каналі здійснювати дуже важко (а в процесі випробувань іноді взагалі неможливо). Тому забезпечення необхідного динамічного діапазону, щоб уникнути застосування комутаційних дій стосовно сигналу вимірювання, є актуальним завданням.

**Метою роботи** є дослідження динамічного діапазону та відношення сигнал/шум дельта-сигма аналого-цифрового перетворювача з метою його застосування в схемі вимірювання прискорення за допомогою п'єзоелектричного акселерометра.

**Основна частина.** Для забезпечення динамічного діапазону вимірювального каналу в фахових джерелах пропонується використовувати такі апаратні й алгоритмічні засоби [1, 3, 4]:

- високорозрядний аналого-цифровий перетворювач з великою роздільною здатністю;
- високоефективну фільтрацію вхідного сигналу.

Основними критеріями вибору аналого-цифрового перетворювача (АЦП) є роздільна здатність і частота дискретизації. Згідно з теоремою вибірки Найквіста достатньо виб-

рати частоту дискретизації, яка в два рази вища, ніж найвища частотна складова, наявна в спектрі вимірюваного сигналу, щоб отримати правильну інформацію про цей сигнал [6, 14]. Однак через високі вимоги до фільтра згладжування не рекомендується вибирати частоту дискретизації занадто близькою до частоти Найквіста.

Таким чином, у звичайних АЦП аналоговий сигнал оцифровується на частоті дискретизації і далі квантується по декількох рівнях, в результаті чого отримують цифровий сигнал у паралельному або послідовному коді [5, 8]. Цей процес вводить так званий шум похибки квантування.

Запобігти цьому можливо, застосувавши метод передискретизації вимірюваного сигналу.

Передискретизація з коефіцієнтом, не меншим 100, істотно знизить вимоги до фільтра згладжування. Крім того, більш висока частота дискретизації покращує частотну роздільну здатність при подальшій обробці сигналу, наприклад швидкому перетворенню Фур'є (якщо перетворення застосовується до записаного цифрового сигналу) і дає змогу усереднювати, що приводить до кращого відношення сигнал/шум [4, 10, 15]. Тобто, наприклад, припускаючи, що у вібраційному сигналі ми очікуємо компоненти сигналу, не вищі 10 кГц, буде досить перетворювача з частотою дискретизації на рівні 1 Mbps (мегабіт на секунду).

Зазвичай вимоги до частоти дискретизації сигналу дуже залежать від сфери застосування і, зокрема, від режиму роботи проектованої вимірювальної системи. Якщо система має працювати в імпульсному режимі, тобто вимірювання удару, вібраційний відгук на такі імпульси повинен реєструватися з високою роздільною здатністю по часу, то, звичайно, можуть знадобитися більш високі частоти дискретизації.

Розглянемо концепцію передискретизації [6] в процесі перетворення вимірюваного сигналу в цифровий код, для чого проведемо аналіз у частотній області.

Якщо розглянути як приклад синусоїдальний сигнал на вході традиційного АЦП (паралельного перетворення або послідовного наближення), то згідно з критерієм Найквіста мінімальна частота дискретизації визначається вдвічі більшою за верхню границю полоси зазначеного сигналу.

Для нашого прикладу синусоїди ми бачимо, що на амплітудно-частотній характеристиці (АЧХ) сигналу, який нас цікавить, також є наявність шуму, як показано нижче на рисунку 1.

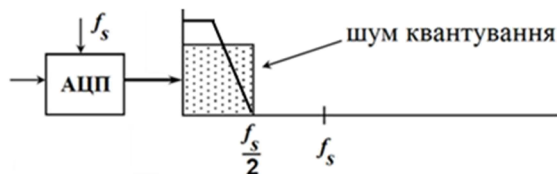


Рисунок 1 – АЧХ АЦП без передискретизації

На рисунку 1 позначено:  $f_s$  – частота Найквіста.

Тобто перетворення аналогового сигналу в цифровий призводить до появи шуму в сигналі, який називається шумом квантування. Для одного цифрового відліку шум просто становить  $\pm 1/2$  молодшого розряду (LSB). Чим менший LSB, тим вищою буде роздільна здатність АЦП. Більш висока роздільна здатність має на увазі більш низький шум квантування або більш високе відношення сигнал/шум (SNR). Класичне рівняння, яке відображає зв'язок між дозволом АЦП і SNR, показано в рівнянні (2), де  $N$  – ефективна кількість бітів дозволу АЦП [13].

Природа шуму квантування обумовлена тим, що вибірки безперервної вхідної синусоїди можуть приймати лише кінцеву кількість дискретних відліків, визначених роздільною здатністю АЦП. Ця випадкова похибка квантування  $e$  існує в діапазоні частоти Найквіста та поширюється до  $f_s/2$ , і може бути описана як:

$$e = \frac{\pm q}{2} = \pm A \cdot 2^{-N}, \quad (1)$$

де  $A$  – амплітуда опорного сигналу, яка охоплює діапазон від  $A$  до  $-A$ ,  $q$  – це найменше значення напруги, яке може бути виміряне АЦП-величиною, ( $q = \frac{2A}{2^N}$ ),  $N$  являє собою кількість бітів квантування сигналу).

З (1) ми можемо визначити відношення сигнал/шум квантування як:

$$10 \log_{10} \frac{P_s}{P_e} = 1.76 + 6.02N, \text{ дБ.} \quad (2)$$

У формулі (2)  $P_s$  – потужність сигналу,  $P_e$  – потужність шуму.

Таким чином, в АЦП із частотою дискретизації Найквіста ми покращуємо відношення сигнал/шум квантування, збільшуючи роздільну здатність ( $N$ ) АЦП.

Якщо замість цього ми збільшимо частоту передискретизації з  $f_s$  на  $Kf_s$  (де  $K$  – коефіцієнт передискретизації), то шум квантування в області  $f_s/2$ , як зображено на рисунку 2, зменшується. Відношення сигнал/шум квантування насправді однакове, однак шум квантування поширюється на більший діапазон частот. Завдяки включенню фільтра в АЦП дельта-сигма можна зменшити частину цього шуму квантування. Таким чином, це зменшення шуму квантування в робочому діапазоні частот дає змогу схемі дельта-сигма виконувати аналого-цифрові перетворення з високою роздільною здатністю.

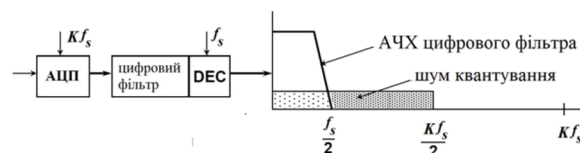


Рисунок 2 – АЧХ АЦП з передискретизацією

На рисунку 2 позначено: DEC – дециматор. Дециматор [2, 6] здійснює проріджування – це процес відкидання зайвих вибірок, який використовується як механізм для зниження частоти даних до корисного значення при збереженні інформації відповідно до критерію Найквіста.

Відношення сигнал/шум квантування покращується на 6 дБ, якщо ми збільшимо частоту дискретизації в чотири рази [9, 11]. Інакше кажучи, кожний раз, коли ми в чотири рази збільшуємо частоту дискретизації, ми отримуємо еквівалент додавання 1 біта до роздільної здатності АЦП. Тільки за умови передискретизації, щоб досягти 12-бітової роздільної здатності, вхідний сигнал повинен бути передискретизований у 411 разів, або, загальніше, для збільшення роздільної здатності на  $N$ -біт ми повинні передискретизувати сигнал в  $22N$  рази.

Тому, щоб забезпечити посилення більше 6 дБ, використовуємо інший метод, відомий як формування шуму, який також реалізується в дельта-сигма ( $\Sigma\Delta$ ) АЦП.

Блок-схему модулятора дельта-сигма першого порядку зображено на рисунку 3.

Апаратна архітектура дельта-сигма АЦП складається з інтегратора, компаратора і однорозрядного цифро-аналогового перетворювача (ЦАП), які розташовані в контурі негативного зворотного зв'язку, як показано на рисунку 3. На схему інтегратора подається сума вхідного сигналу й інвертованого вихідного сигналу ЦАП. Вихідний сигнал інтегратора – це лінійний сигнал, крутизна якого пропорційна його входу. Вихід інтегратора порівнюється з опорним сигналом компаратора для генерації 0 або 1. Двійковий вихід компаратора синхронізується з цифровим децимаційним фільтром на кожному фронті перевищення тактової частоти  $f$  передискретизації АЦП. Кожний біт представляє напрямок виходу інтегратора по відношенню до опорного сигналу компаратора, і після декількох ітерацій бітовий потік нагадує квантоване значення вхідного сигналу. По суті, контур зворотного зв'язку працює так, що середній вихідний сигнал ЦАП відповідає вхідному сигналу. Цифровий децимаційний фільтр усереднює бітовий потік для виведення  $n$ -бітової вибірки з бажаною частотою дискретизації  $f_s$ .

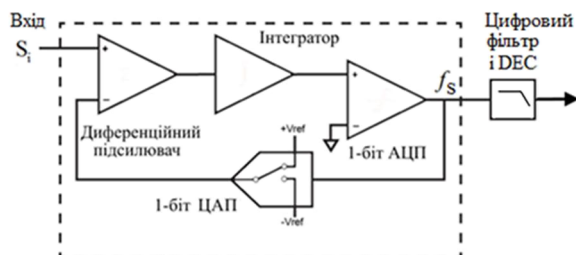


Рисунок 3 – Блок-схема модулятора дельта-сигма АЦП першого порядку

На рисунку 3 позначено:  $S_i$  – вхідний сигнал,  $S_o$  – вихідний сигнал.

В архітектурі дельта-сигма (рисунок 3): якщо вхідний сигнал збільшився, то 1-бітовий АЦП, який є просто компаратором, генерує одиницю. Якщо він зменшився, він генерує нуль. Таким чином, модулятор дельта-сигма передає зміни або градієнт вхідного сигналу.

Дельта-сигма АЦП використовують частоти дискретизації, які в кілька разів перевищують частоту дискретизації, достатню для цього сигналу, наприклад в 128 разів. Так, для дискретизації сигналу 25 кГц досить буде частоти дискретизації, що перевищує частоту Найквіста (тобто  $> 50$  кГц). Однак  $\Sigma\Delta$  АЦП, який використовує коефіцієнт пе-

редискретизації 128, вибирає сигнал на частоті 6 МГц. Цей підхід має кілька переваг, таких як краще згладжування і більш висока роздільна здатність.

У частотній області дискретизація сигналу ефективно модулює спектр вхідного сигналу з несучими частотами, які кратні частоті дискретизації  $f_s$  (тобто  $0, f_s, 2f_s, 3f_s$  і т. д.). Щоб гарантувати, що ці модульовані версії спектра вхідного сигналу не перекриваються, що призводить до накладання спектрів, частота дискретизації має бути більш ніж у два рази більшою максимальної частотної складової сигналу (тобто  $2f_{\max}$ ), частоти Найквіста. І навпаки, якщо вхідний сигнал має частотні компоненти вище  $f_s/2$ , також званої частотою Найквіста, ці компоненти можуть накладатися на частотний діапазон субчастот Найквіста, що ускладнює виявлення сигналів (інформативних), які становлять інтерес, серед псевдонімів. Цей ефект накладення спектрів проявляється у вигляді шуму і спотворення сигналу.

Для запобігання накладенню спектрів аналоговий інтерфейс пристрою збору даних часто використовує аналоговий фільтр нижніх частот, який послаблює частотні складові, що перевищують частоту Найквіста, перед дискретизацією АЦП. До таких фільтрів ставлять високі вимоги, адже очікується, що вони будуть мати характеристики, які нагадують плоску характеристику в смузі пропускання і різкий спад. При таких жорстких обмеженнях і тому факті, що вони повинні бути реалізовані як аналогові схеми, ці фільтри є складними в конструкції та налаштуванні і, як наслідок, дорогими у виробництві.

Дельта-сигма АЦП не вимогливі до аналогових фільтрів згладжування за рахунок передискретизації вхідного сигналу, як показано на рисунку 5. Завдяки передискретизації модульовані складові спектра вхідного сигналу додатково поділяються в частотній області. Це дає змогу отримати характеристики фільтра з поступовим спадом, що значно спрощує конструкцію аналогового фільтра антиаліасинга (технологія, що використовується в обробці сигналів з метою зробити межі кривих ліній більш гладкими). Дельта-сигма АЦП складаються в основному з цифрових компонентів, що робить їх ще більш привабливими. Маючи в основному цифрову конструкцію, вони можуть бути реалізовані на однокристальних

чіпах і, таким чином, використовувати переваги технології інтегральної побудови.

Потік бітів з дельта-сигма модулятора виводиться на цифровий децимаційний фільтр, який усереднює і субдискретизує сигнал, створюючи таким чином  $n$ -бітову вибірку з необхідною частотою дискретизації  $f_s$ . Цей процес усереднення має ефект фільтрації нижніх частот сигналу в частотній області, що послаблює шум квантування і видаляє помилкові імпульси зі смуги корисного сигналу. Цей децимаційний фільтр зазвичай будується з абсолютно пласкою частотною характеристикою в смузі пропускання з відсутністю фазових зрушень та різкого спаду близько частоти зрізу (приблизно  $0,49$  частоти дискретизації  $f_s$ ) і має високий коефіцієнт придушення в смузі загородження, що робить його дуже ефективним при операції згладжування. Цифровий фільтр проріджування зазвичай реалізується як фільтр з кінцевою імпульсною характеристикою (КИХ), такий як гребінчастий фільтр, який є економним способом реалізації проріджування.

Також дельта-сигма модулятор діє як фільтр нижніх частот для сигналу і фільтр верхніх частот для шуму квантування, таким чином переміщуючи шум в області більш високих частот, як показано на рисунку 5. Це явище називається формуванням шуму квантування і створюється за рахунок використання цифрового проріджування, яке ефективно фільтрує нижні частоти на виході модулятора і видаляє шум квантування. Зниження потужності шуму в смузі частот, де знаходяться частоти вимірюваного сигналу, означає більш високе співвідношення сигнал/шум або більший динамічний діапазон, оскільки мінімальний рівень шуму був значно знижений.

Це поліпшення відношення сигнал/шум за допомогою передискретизації можна побачити в рівнянні (3):

$$SNR = 6.02N + 1.76 + 10 \log \left( \frac{K \cdot f_s}{2HW} \right), \quad (3)$$

де  $f_s$  – частота дискретизації,  $K$  – коефіцієнт передискретизації, а  $HW$  – ширина смуги вхідного сигналу.

Це збільшення відношення сигнал/шум призводить до збільшення ефективної кількості бітів дозволу АЦП.

Як і при передискретизації, формування шуму найкраще пояснюється в частотній об-

ласті. Модель частотної області модулятора зображено на рисунку 4.

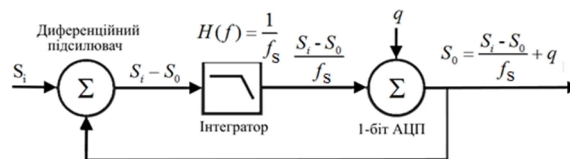


Рисунок 4 – Модель частотної області дельта-сигма модулятора

Інтегратор на рисунку 4 діє як фільтр низьких частот по відношенню до вхідного сигналу. Шум квантування додається до вихідного сигналу цього фільтра через 1-бітовий процес перетворення. Вихід модулятора можна представити, використовуючи рівняння (4):

$$S_0 = \frac{S_i + q \cdot f_s}{f_s + 1} = \frac{S_i}{f_s + 1} + \frac{q \cdot f_s}{f_s + 1}. \quad (4)$$

Перший член у цьому рівнянні можна вважати складовою сигналу, а другий член – складовою шуму. Оскільки частота наближається до нуля, можна бачити, що доданок шуму наближається до нуля, а вихід модулятора наближається до  $S_i$ . Зі збільшенням частоти коефіцієнт шуму наближається до  $q$ , а сигнал – до нуля. Таким чином, інтегратор діє як фільтр високих частот для шуму квантування. На рисунку 5 зображено АЧХ дельта-сигма АЦП.

ΣΔ АЦП вищого порядку з більш ніж однією стадією інтеграції та підсумовування в модуляторі може бути використана для досягнення подальшого формування шуму в більш високій області частот.

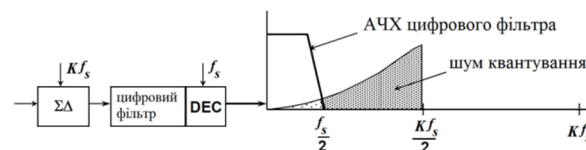


Рисунок 5 – Амплітудно-частотна характеристика дельта-сигма АЦП

**Результати досліджень.** За викладеними підходами було розроблено принципову схему дельта-сигма АЦП та проведено симуляцію її роботи в середовищі Multisim.

Моделювання схеми (рисунк 6) проводилося на реальних електронних компонентах з бібліотеки зазначеного середовища.

Як операційний підсилювач було обрано ОРА192 (виробник Texas Instruments). Зазна-

чена мікросхема не має аналогів у галузі та створюється за запатентованою технологією підгонки параметрів, яка виконується після корпусування мікросхеми. Зазначений операційний підсилювач, без використання внутрішньої автопідстройки нуля, забезпечує напругу зсуву в 5 мкВ і температурний дрейф зміщення 0,2 мкВ/°C. Його застосування дає можливість збільшити точність схем обробки сигналів промислових датчиків та поліпшити їх шумові характеристики.

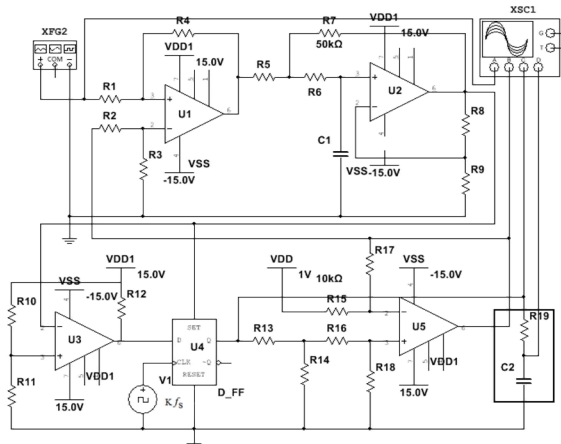


Рисунок 6 – Схема моделювання дельта-сигма АЦП першого порядку в Multisim

Осцилограми роботи схеми, отримані при проведенні моделювання, зображено на рисунку 7.



Рисунок 7 – Осцилограми роботи дельта-сигма АЦП (схема наведена на рисунку 6)

На елементах R19, C2 (рисунок 6), для прикладу, зібраний фільтр, на якому відновлюється вхідний сигнал (верхня синусоїда на рисунках 7, 8) і вихідний, після перетворень в  $\Sigma\Delta$  АЦП (нижній сигнал на рисунках 7, 8). Як видно з осцилограм, сигнал має чітке відт-

ворення по формі з невеликим запізненням по фазі (видно по маркерах на рисунку 7).

На рисунку 8 проведено моделювання складного сигналу (композитний сигнал складної частотної реалізації).

На кожному етапі децимації (рисунок 5) кількість бітів слова збільшується, оскільки ми маємо децимацію, яка зменшує частоту в 64 рази, а розмір бітів слова конвертора становить 6 біт.

Для цих значень відношення сигнал/шум розробленого перетворювача дельта-сигма становить 56 дБ. Динамічний діапазон по напрузі [7, 12] при чутливості п'єзоелектричного акселерометра 5 пК/мс<sup>2</sup> – 70 дБ.



Рисунок 8 – Осцилограми роботи дельта-сигма АЦП (схема наведена на рисунку 6)

**Обговорення результатів.** АЦП дельта-сигма пропонує високу роздільну здатність з ENOB (ефективну кількість бітів) від 20 до 24 біт. Це робить їх хорошим вибором для забезпечення прецизійних вимірювань. Тобто дельта-сигма АЦП реалізує передискретизацію для досягнення високої роздільної здатності при квантуванні аналогового сигналу та децимаційну фільтрацію при перехідній фільтрації згладжування (зворотне перетворення).

Інший аспект, який впливає з методу передискретизації в дельта-сигма АЦП, – це вибір компромісу між швидкістю перетворення та роздільною здатністю. Фактично фільтр децимації, що знаходиться після модулятора, не тільки фільтрує всю бітову послідовність оцифрованого сигналу в діапазоні (виризаючи шум на більш високих частотах), але також зменшує частоту сигналу, підвищуючи роздільну здатність. Це отримується за рахунок деякого усереднення високошвидкісного потоку бітів.

**Висновок.** Завдяки проведенню моделювання перевірено функціональність дельта-сигма АЦП та підтверджено придатність аналого-цифрових перетворювачів цього типу для застосування у вимірювальному каналі для обробки сигналу з п'єзоелектричного перетворювача. Цей АЦП забезпечує необхідний динамічний діапазон та має високі експлуатаційні шумові показники. Незважаючи на простоту реалізації, він має прийнятну швидкість перетворення аналогового сигналу в цифровий код та покращене відношення сигнал/шум порівняно з даними на інші типи перетворювачів.

В перспективі будуть проведені подальші дослідження шляхів поліпшення параметрів вимірювального каналу вібраційного прискорення. Буде розроблено, промодельовано та оптимізовано фільтр-дециматор на базі мікроконтролера. Це дасть можливість завершити процес проектування аналого-цифрового перетворювача для каналу вимірювання вібраційних та ударних впливів.

#### Список використаних джерел

- [1] "Application Note AN-283: Sigma-Delta ADCs and DACs", *Applications Reference Manual*. Analog Devices, 1993, pp. 18-20.
- [2] J. C. Candy, and O. J. Benjamin, "The structure of quantization noise from sigma-delta modulation", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-29, pp. 1316-1323, 1981.
- [3] W. Kester, J. Bryant, and J. Buxton, "ADCs for signal conditioning", *Practical Design Techniques for sensor signal conditioning*, Analog Devices, 1999, pp. 8.1-8.39.
- [4] Martin J. W. Schubert, *Delta sigma modulation. The art of oversampling, noise shaping and averaging. Electronic labor*. Hochschule Regensburg University of Applied Sciences.
- [5] S. R. Norsworthy, and R. Schreier, "Delta-sigma data converters: Theory, design and simulation", *IEEE Press*, 1996.
- [6] D. G. Zurich, *Circuits and systems based on delta modulation: Linear, nonlinear and mixed mode processing (signals and communication technology)*. Springer, 2005.
- [7] В. И. Диденко, и А. В. Иванов, "Метрологический подход к исследованию шума квантования дельта-сигма АЦП", *Измерительная техника*, № 5, с. 51-55, 2009.
- [8] В. И. Диденко, А. В. Иванов, и А. С. Воронов, "Шум квантования дельта-сигма

аналого-цифрового преобразователя для различных законов изменения входного сигнала", *Измерительная техника*, № 4, с. 57-61, 2013.

- [9] Г. Лэм, *Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация*. Москва: Мир.
- [10] В. М. Шарапов, М. П. Мусиенко, и Е. В. Шарапова, *Пьезоэлектрические датчики*. Москва: Техносфера, 2006.
- [11] Э. К. Шахов, "Дельта-сигма-АЦП: классификация и математические модели", *Датчики и системы*, № 12, с. 69-76, 2006.
- [12] Э. С. Айфинчер, и Б. У. Джервис, *Цифровая обработка сигналов: практический подход*. Москва: ИД "Вильямс", 2004.
- [13] А. Махлин, "Дельта-сигма модуляция: назад в будущее", *Компоненты и технологии*, № 11, с. 154-158, 2010.
- [14] Б. Скляр, *Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение*, 2-е изд. Москва: ИД "Вильямс", 2003.
- [15] В. А. Погрибной, *Дельта-модуляция в цифровой обработке сигналов*. Москва: Радио и связь, 1990.

#### References

- [1] "Application Note AN-283: Sigma-Delta ADCs and DACs", *Applications Reference Manual*. Analog Devices, 1993, pp. 18-20.
- [2] J. C. Candy, and O. J. Benjamin, "The structure of quantization noise from sigma-delta modulation", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-29, pp. 1316-1323, 1981.
- [3] W. Kester, J. Bryant, and J. Buxton, "ADCs for signal conditioning", *Practical Design Techniques for sensor signal conditioning*, Analog Devices, 1999, pp. 8.1-8.39.
- [4] Martin J. W. Schubert, *Delta sigma modulation. The art of oversampling, noise shaping and averaging. Electronic labor*. Hochschule Regensburg University of Applied Sciences.
- [5] S. R. Norsworthy, and R. Schreier, "Delta-sigma data converters: Theory, design and simulation", *IEEE Press*, 1996.
- [6] D. G. Zurich, *Circuits and systems based on delta modulation: Linear, nonlinear and mixed mode processing (signals and communication technology)*. Springer, 2005.
- [7] V. I. Didenko, and A. V. Ivanov, "Metrological approach to the study of quantization noise of delta-sigma ADC", *Izmeritelnaya tekhnika*, no. 5, pp. 51-55, 2009 [in Russian].

- [8] V. I. Didenko, A. V. Ivanov, and A. S. Voronov, "Quantization noise of a delta-sigma analog-to-digital converter for different laws of variation of the input signal", *Izmeritelnaya tekhnika*, no. 4, pp. 57-61, 2013 [in Russian].
- [9] G. Lem, *Analog and digital filters. Calculation and implementation*. Moscow: Mir [in Russian].
- [10] V. M. Sharapov, M. P. Musienko, and E. V. Sharapova, *Piezoelectric sensors*. Moscow: Tekhnosfera, 2006 [in Russian].
- [11] E. K. Shakhov, "Delta-sigma-ADC: classification and mathematical models", *Datchiki i sistemy*, no. 12, pp. 69-76, 2006 [in Russian].
- [12] E. S. Ajfincher, and B. U. Dzhervis, *Digital signal processing: A practical approach*. Moscow: ID "Vilyams", 2004 [in Russian].
- [13] A. Makhlin, "Delta-sigma modulation: Back to the future", *Komponenty i tekhnologii*, no. 11, pp. 154-158, 2010 [in Russian].
- [14] B. Sklyar, *Digital communication. Theoretical foundations and practical application*, 2-nd ed. Moscow: ID "Vil'yams", 2003 [in Russian].
- [15] V. A. Pogribnoj, *Delta modulation in digital signal processing*. Moscow: Radio i svyaz, 1990 [in Russian].

**A. L. Perederko, Ph.D.**

State University of Intellectual Technologies and Communications  
Kuznechnaya st., 1, Odesa, 65023, Ukraine  
e-mail: pal88@ukr.net

## MEANS OF PROVIDING DYNAMIC RANGE OF THE MEASURING CHANNEL

*The article considers the possibility of expanding the dynamic range of the measuring channel, in which the primary transducer is a piezoelectric accelerometer, which measures the acceleration during dynamic (shock) tests of various samples of equipment. Impact tests are often performed in conditions of difficult reproducibility of experimental conditions, for example, measurement of shocks and vibrations in pyrotechnic explosions, tests of special purpose onboard systems for endurance, ability to withstand destruction, etc., where due to the transient nature of measurement processes, the attenuators of the automatic selection of the measurement range do not have time to switch when the input signal exceeds the normalized value, or these switches lead, as a consequence, to circuit breaks, to distortion of the measured signal. Therefore, the use of attenuators in such cases is impractical.*

*Thus, the required value of the dynamic range of the measuring channel must be provided exclusively by circuit solutions. The second factor that needs to ensure the acceleration measurement process is the signal-to-noise ratio. Given that when measuring shock effects, piezoelectric accelerometers (generating charge) with a sensitivity of up to 10 pK/ms<sup>2</sup> are chosen to ensure the dynamic range of acceleration, the presence of broadband noise will significantly distort the measured signal. This will be especially reflected at low levels of acceleration amplitude, during the attenuation of the shock pulse and the emergence of transients that require research. Also large electromagnetic, vibration, temperature impacts influence measuring devices and the equipment from the environment as the specified tests, in most cases, are carried out not in laboratory conditions, and on specialized landfills. Therefore, the design and development of measuring instruments to ensure these tests is of great importance and relevance.*

**Keywords:** acceleration, piezoelectric accelerometer, analog-to-digital converter, signal-to-noise ratio, dynamic tests.