

Шифр: «Антарес»

**Реалізація алгоритмів цифрової обробки сигналів в системах
GPS-моніторингу та RFID-пристроях**

2020 р.

Зміст

Вступ	3
План проведення дослідження	5
1. Вдосконалення методу опису структур цифрових фільтрів в електронних системах	6
1.1. Принципи аналітичного опису схемних рішень цифрових нерекурсивних фільтрів	7
1.2. Аналітичний опис структур рекурсивних цифрових фільтрів	9
2. Розробка програмних засобів для дослідження цифрових фільтрів	13
3. Використання алгоритмів цифрової обробки сигналів в електронних системах	15
3.1. Реалізація системи цифрової обробки потоку геолокаційних даних з GPS-приймача	15
3.2. Відновлення форми сигналів та їх декодування в системах безконтактної радіочастотної ідентифікації	21
Висновки	28
Список використаної літератури	29
Додатки	31

Вступ

Сучасні електронні системи керування, збору і обробки даних характеризуються великою кількістю елементів, множиною зв'язків і значним обсягом інформації, що обробляється. В даний час розроблені і використовуються кілька варіантів формалізованого запису логіко-динамічних процесів перетворення сигналів. До них відноситься опис у вигляді структурних схем, принципів схем, диференціальних рівнянь [1], а також системи моделювання Matlab Simulink [2, 3], SciCos, Proteus, Multisim та інші, в яких досліджувані системи, а також їх елементи, представлені з використанням різних рівнів абстрагування, отриманих в результаті декомпозиції вихідної системи на окремі підсистеми [4]. Такі підсистеми виконують перетворення вхідного сигналу в вихідний. Якщо вхідний сигнал розглядати як аргумент, а вихідний як функцію, то підсистема представляє собою деяку функціональну структуру. Таким чином, опис системи можна представити у вигляді взаємодіючих функціональних структур, кожна з яких виконує перетворення вхідних аргументів. Тому актуальним є завдання удосконалення методу опису систем цифрової обробки сигналів та її окремих елементів, а також програмна реалізація і застосування алгоритмів цифрової фільтрації для поліпшення якості функціонування електронних систем різного призначення. В даній роботі вирішуються проблеми підвищення точності визначення геокоординат в геоінформаційних системах і відновлення форми сигналу з його подальшим декодуванням в системах безконтактної радіочастотної ідентифікації.

Глобальні системи супутникового позиціонування все частіше застосовуються для визначення місця розташування в системах моніторингу транспорту, що використовують спеціальне термінальне обладнання. Розвиток і поширення сучасних систем супутникового моніторингу тісно пов'язане з підвищенням точності та достовірності прийнятих навігаційних даних. В рамках проектування систем навігації інженери стикаються з необхідністю отримання коректних геокоординат користувачів з набору необроблених даних. Точність позиціонування залежить від ряду факторів, у тому числі помилки

обладнання навігаційних супутників, помилки GPS/ГЛОНАСС приймача і помилки поширення супутникового сигналу [5]. Підвищення точності визначення геолокації можна досягти шляхом застосування різних алгоритмів обробки прийнятих даних. Одним з рішень, що дозволяє підвищити достовірність геолокаційних даних, є фільтрація помилкових і надлишкових даних, отриманих від GPS/ГЛОНАСС модуля. Способи та методи фільтрації геокоординат, орієнтовані на рішення зазначених вище завдань, були детально досліджені в роботах [6-8]. Проте, запропоновані алгоритми характеризуються високою складністю, а інженери часто стикаються з проблемою їх практичної реалізації через абстрактну форму опису, яка не відображає деталей реалізації. Відомо також застосування фільтра Калмана [7] для згладжування геокоординат. Фільтр ефективно згладжує поодинокі викиди координат, однак не здатний впоратися з тривалими відхиленнями траєкторії руху в умовах недостовірних значень точності і/або швидкості. Саме тому підвищення точності визначення GPS-координат, виключення викидів, зменшення щільності точок і згладжування треку, є актуальною проблемою.

Технологія безконтактної радіочастотної ідентифікації (RFID) знайшла широке застосування в різних галузях – логістиці, торгівлі, системах аутентифікації персоналу, системах контролю та керування доступом. RFID-мітка передає приймачу унікальний код шляхом модуляції несучої частоти. Більшість міток є пасивними: вони не містять власних джерел живлення і лише передають ідентифікатор у відповідь на запит [10]. Звичайні мітки використовують протокол EM4100, в якому застосовується амплітудна модуляція сигналу несучої з манчестерським кодуванням [11]. Транспондер передає потік з 64 бітів даних, які включають в себе 32-бітний ідентифікатор, 8-бітний код виробника, 9-бітний заголовок, 14-бітну контрольну суму і 1 стоп-біт [12]. При цьому виникає завдання декодування потоку біт, що має манчестерське кодування, для програмної реалізації декодера. Недоліки відомих методів та підходів до реалізації процедури декодування сигналів з RFID-міток, які описані в роботах [10-12], полягають в тому, що перехід від

опису алгоритму до його реалізації не є однозначним. При цьому виникають складнощі при виборі підходу до розробки програмного забезпечення для реалізації подібних завдань та стилю кодування. Тому актуальними є питання подальшого розвитку методів опису алгоритмів, зокрема використання логічних схем алгоритмів (ЛСА) в контексті абстрактного синтезу цифрового автомату для декодування сигналів з RFID-міток, представлених у манчестерському коді, а цифрової фільтрації для відновлення форми сигналу. Поєднання ЛСА та графів переходів в якості мови специфікації керуючих алгоритмів [13] дозволить створити дискретно-детерміновану модель автомату для декодування даних та ізоморфно перейти до її програмної реалізації з використанням SWITCH-технології [14].

Метою дослідження є удосконалення методу опису структур цифрових нерекурсивних та рекурсивних фільтрів, а також розвиток апаратно-програмних засобів та їх моделей для реалізації алгоритмів цифрової обробки сигналів в геоінформаційних системах і в системах GPS-моніторингу та RFID-пристроях.

Об'єктом дослідження є процеси цифрової обробки сигналів в електронних і телекомунікаційних системах.

Предметом дослідження є методи опису структур систем цифрової обробки сигналів та апаратно-програмні засоби для їх реалізації, а також моделі мікроконтролерних систем збору та обробки даних та особливості їх моделювання у прикладних програмних середовищах.

В роботі використано наступні методи дослідження: методи системного аналізу, методи опису структур цифрових фільтрів, методи цифрової обробки сигналів, методи теорії кінцевих автоматів та логічних схем алгоритмів.

План проведення дослідження

Поставлена мета вимагає рішення наступних завдань:

1. Аналіз існуючих способів опису структур систем цифрової обробки сигналів та їх розгляд з точки зору представлення складових елементів у

вигляді функціональних структур з метою спрощення практичної реалізації цифрових фільтрів.

2. Розробка програмних засобів для дослідження алгоритмів цифрової обробки сигналів та їх інтеграція з об'єктно-орієнтованою мовою програмування для забезпечення підтримки модульності, що дозволить використовувати розроблені програмні модулі в різних проектах.

3. Реалізація алгоритмів цифрової фільтрації для покращення якості роботи розроблених мікроконтролерної системи визначення геолокації та системи безконтактної радіочастотної ідентифікації.

1. Вдосконалення методу опису структур цифрових фільтрів в електронних системах

Цифрова обробка сигналів має велике фундаментальне і прикладне значення в електроніці, телекомунікаціях, сучасній радіотехніці і суміжних галузях. Її методи використовуються для розробки і дослідження радіоелектронних пристроїв і систем різного призначення, а її засоби – для їх апаратно-програмної реалізації. В сучасних електронних системах широко використовуються мікропроцесори, в яких програмно реалізований алгоритм обробки сигналів і даних. Для розробника електронної апаратури важливо глибоке розуміння процесів перетворення сигналів, яке виконує система, для розробки відповідних алгоритмів. Перший рівень розуміння процесів перетворення сигналів реалізований для розробника у вигляді структурної схеми і принципової схеми. Другий рівень розуміння призначений для функціональної структури обчислювального ядра мікроконтролера, і він реалізований у вигляді обчислювальних математичних моделей з вхідними і перетвореними аргументами. Вивчення особливостей цієї інформації є предметом аналізу систем [15]. Глибина опису, рівень деталізації обумовлюється призначенням системи, і використовується для побудови моделей систем.

1.1. Принципи аналітичного опису схемних рішень цифрових нерекурсивних фільтрів

Якщо простішу схемну реалізацію фільтра ФНЧ першого порядку з одним нулем на основі одного елементу затримки $Z^{-1} \rightarrow \langle f_1(rsZ^{-1}) \rangle$ представити у вигляді регістра пам'яті та суматора $f_1(\Sigma)$, які записати у вигляді графоаналітичного виразу, представленого на рис. 1, а, то цей вираз з урахуванням логіко-динамічного процесу перетворення аргументів може бути записаний у вигляді аналітичного виразу виду:

$$x(n) \rightarrow f(\text{Дія}) \rightarrow y(n), \quad (1)$$

який адекватно відображає процес перетворення аргументів і повністю відповідає поняттю «функціональної структури», за допомогою якої додаються прямий сигнал « $x(n)$ » і затриманий сигнал (або відлік) з виходу елементу затримки « $f_1(rsZ^{-1})$ ».

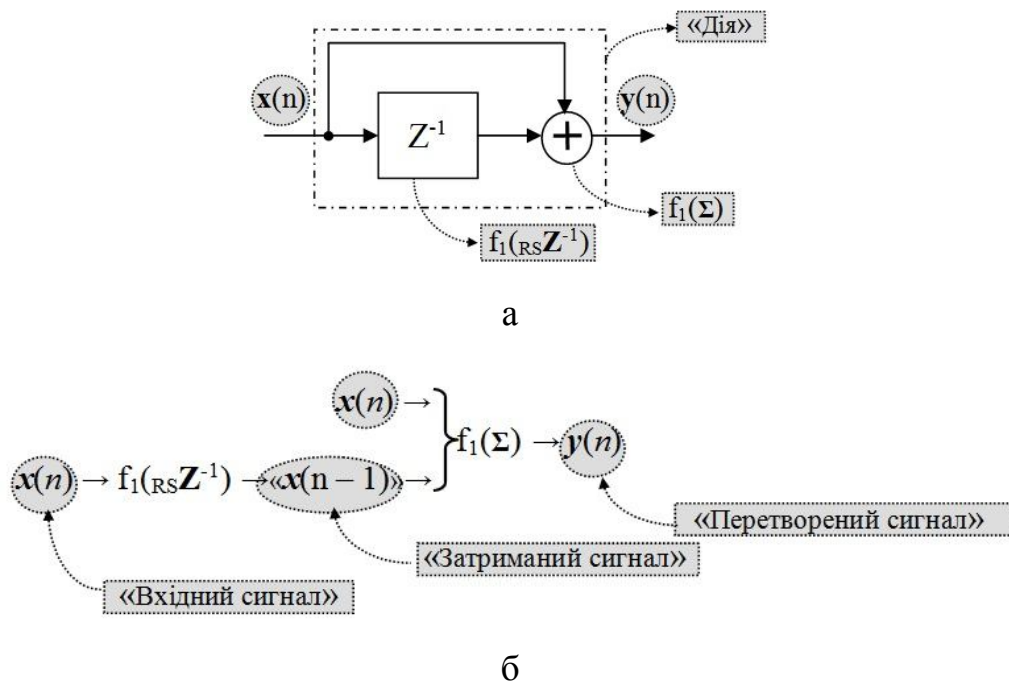


Рисунок 1 – Структура апаратної реалізації КІХ-фільтру (а) та графоаналітичний вираз, що описує функціональну структуру фільтра (б)

Якщо повернутися до загальноприйнятого математичного запису логіко-динамічного процесу перетворення вхідного аргументу $x(n)$ графоаналітичного

виразу (рис. 1, а), то робота такого фільтра нижніх частот описується різницеvim рівнянням виду:

$$y(n) = x(n) + x(n-1). \quad (2)$$

Порядок цього рівняння визначає порядок фільтра. Передатна функція фільтра в формі Z-перетворення має вигляд:

$$H(z) = 1 + z^{-1},$$

а частотна і фазова характеристики цього фільтра визначаються рівняннями:

$$H(\eta) = 2 \cdot \cos(\pi \cdot \eta),$$

$$\arg[H(\eta)] = -\pi \cdot \eta,$$

де $\eta = \frac{f}{f_s}$ – відносна частота.

Якщо структуру фільтра (рис. 1, а) представити у вигляді аналітичного виразу (1), то може бути сформований аналітичний вираз функціональної структури фільтра, представлений на рис. 1, б, в якому на відміну від різницевого рівняння (2) вихідним є «Вхідний сигнал» над яким виконується визначені дії для активізації «Перетвореного сигналу» $y(n)$.

Для розширення функцій такого фільтра і можливості зміни передатної функції в фільтр додаються два помножувачі $f_1(\Sigma_\Sigma)$ й $f_2(\Sigma_\Sigma)$, за допомогою яких вводяться коефіцієнти b_0 і b_1 , які запишемо у вигляді графоаналітичного виразу, представленого на рис. 2.

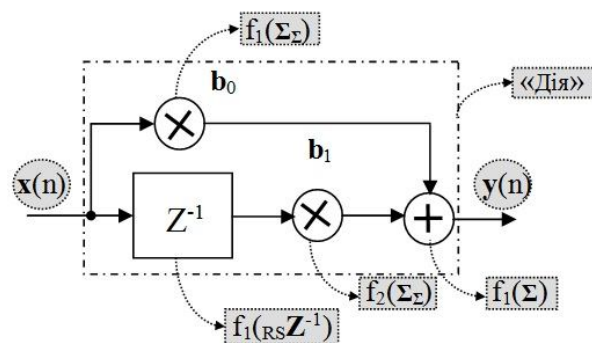


Рисунок 2 – Структура апаратної реалізації цифрового КІХ-фільтра

При цьому різницеве рівняння, його Z-перетворення і передатна функція приймають вигляд:

$$y(n) = b_0 x(n) + b_1 x(n-1), \quad (3)$$

$$Y(z) = b_0 X(z) + b_1 z^{-1} X(z),$$

$$H(z) = b_0 + b_1 z^{-1}.$$

Якщо коефіцієнти b_0 і b_1 рівні 1 – це фільтр низьких частот (ФНЧ). Якщо $b_0=1$, а $b_1=-1$ – це вже фільтр високих частот (ФВЧ) [9].

Якщо структуру фільтра (рис. 2) записати у вигляді аналітичного виразу, тоді замість алгебраїчного виразу (3) може бути сформований аналітичний вираз функціональної структури, представлений на рис. 3, в якому, на відміну від різницевого рівняння (3), вихідним є «Вхідний сигнал», над яким виконуються визначені дії для активізації «Перетвореного сигналу» $y(n)$.

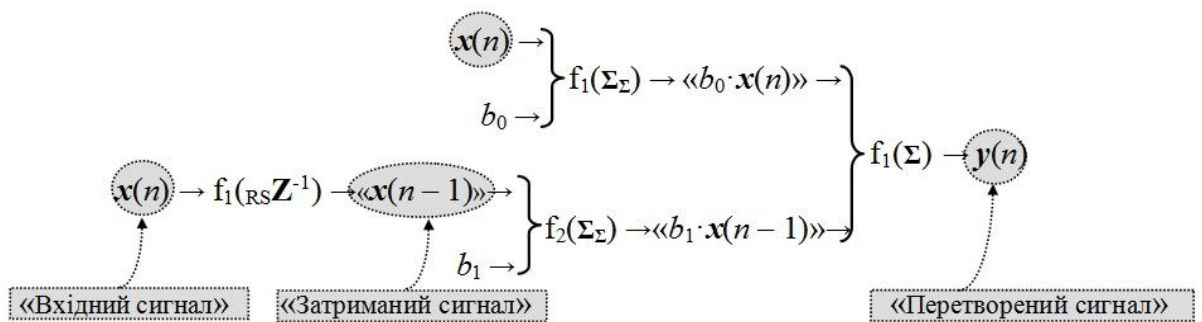


Рисунок 3 – Аналітичний опис функціональної структури КІХ-фільтра

1.2. Аналітичний опис структур рекурсивних цифрових фільтрів

Другий варіант побудови фільтра ФНЧ/ФВЧ першого порядку з одним полюсом представлено у вигляді структурної схеми на рис. 4.

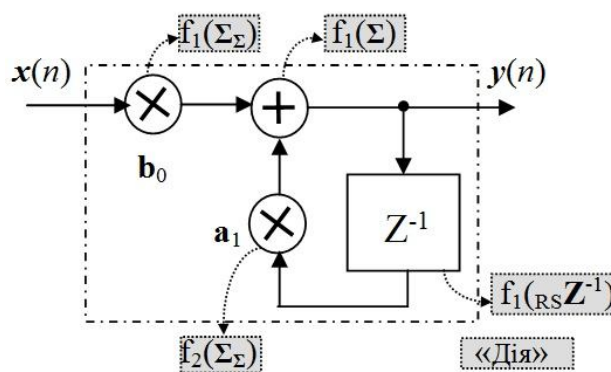


Рисунок 4 – Структура апаратної реалізації рекурсивного цифрового фільтра

В цій схемі фільтра з нескінченною імпульсною характеристикою (НІХ) використовується зворотний зв'язок, за допомогою якого додаються прямий і

затриманий сигнали, тому в різницевому рівнянні з'являється член з від'ємним знаком і коефіцієнтом a_1 :

$$y(n) = b_0 x(n) + a_1 y(n-1). \quad (4)$$

Z – перетворення цього рівняння і передатна функція цього фільтра визначаються рівняннями:

$$Y(z) = b_0 X(z) + a_1 z^{-1} Y(z),$$

$$H(z) = \frac{b_0}{1 - a_1 z^{-1}}.$$

Для цієї схеми фільтра, якщо $a_1 > 0$ – це ФНЧ, якщо $a_1 < 0$ – це ФВЧ. Даний фільтр має полюс при $z = -a_1$ як в режимі ФВЧ, так і в режимі ФНЧ, фільтр має нуль при $z = 0$.

Якщо структуру фільтра (рис. 4) записати у вигляді аналітичного виразу (1), то замість алгебраїчного виразу (4) може бути сформований аналітичний вираз функціональної структури, представлений на рис. 5, в якому на відміну від різницевого рівняння (4) вихідним є «Вхідний сигнал» і «Затриманий сигнал зворотнього зв'язку» над якими виконуються визначені дії для активізації «Перетвореного сигналу» $y(n)$.

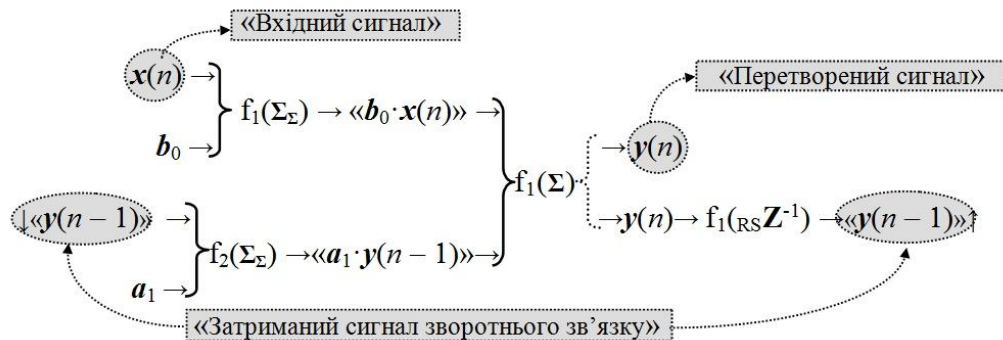


Рисунок 5 – Аналітичний опис функціональної структури цифрового НІХ-фільтра

Фільтр другого порядку з двома полюсами будується з двох ланок фільтра (ФНЧ/ФВЧ) першого порядку з використанням двох зворотних зв'язків, які запишемо у вигляді графоаналітичного виразу, представленого на рис. 6.

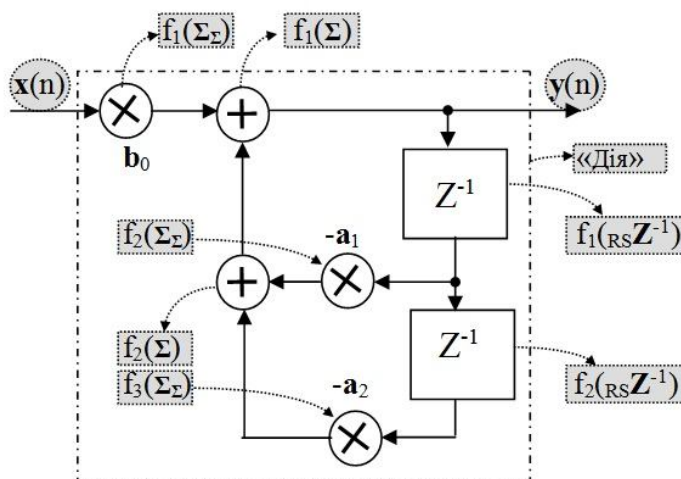


Рисунок 6 – Цифрових НІХ-фільтр другого порядку з двома полюсами

Різницеве рівняння, Z-перетворення і передатна функція цього фільтра описуються рівняннями:

$$y(n) = b_0 x(n) - a_1 y(n-1) - a_2 y(n-2), \quad (5)$$

$$Y(z) = b_0 X(z) - a_1 z^{-1} Y(z) - a_2 z^{-2} Y(z),$$

$$H(z) = \frac{b_0}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}.$$

Якщо $(a_1/2)^2 > a_2$, то ці рівняння можна представити у вигляді:

$$y(n) = b_0 x(n) + [2R \cos(\theta_c)] \cdot y(n-1) - R^2 \cdot y(n-2),$$

$$H(z) = \frac{b_0}{1 - 2R \cos(\theta_c) \cdot z^{-1} + R^2 \cdot z^{-2}},$$

де $R = \sqrt{a_2}$, $R < 1$, $\cos(\theta_c) = -\frac{a_1}{2R}$. Таке перетворення дозволяє задавати частоту зрізу. Якщо $\eta_c > 0,25$ – це ФВЧ, якщо $\eta_c < 0,25$ – це ФНЧ, при $\eta_c = 0,25$ фільтр становиться резонансним. Величина R в даному фільтрі виконує функцію демпфера. Чим більше її значення, тим більшим є сплеск на частоті зрізу. Зміна фази з частотою тим сильніша, чим ближче значення R до одиниці.

Якщо структуру фільтра (рис. 6) записати у вигляді аналітичного виразу (1), то замість алгебраїчного виразу (5) може бути сформований аналітичний вираз функціональної структури, що представлений на рис. 7. Напрямок передавання даних відображається за допомогою стрілки ($\uparrow$). Вхідний інформаційний потік позначається стрілкою вниз ($\downarrow$).

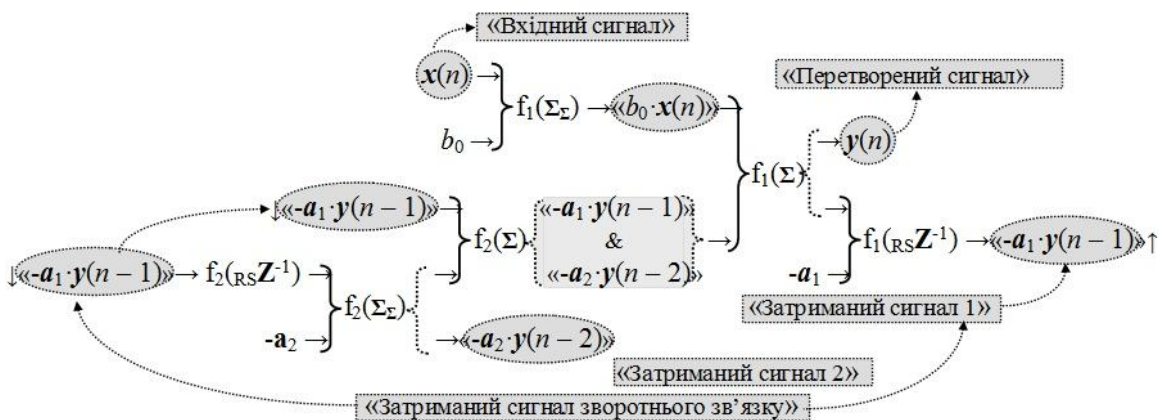


Рисунок 7 – Аналітичний опис функціональної структури цифрового НІХ-фільтру

Для рекурсивного фільтра 2 порядку (біквдратний фільтр) може бути сформований аналітичний вираз функціональної структури, який представлено на рис. 8.

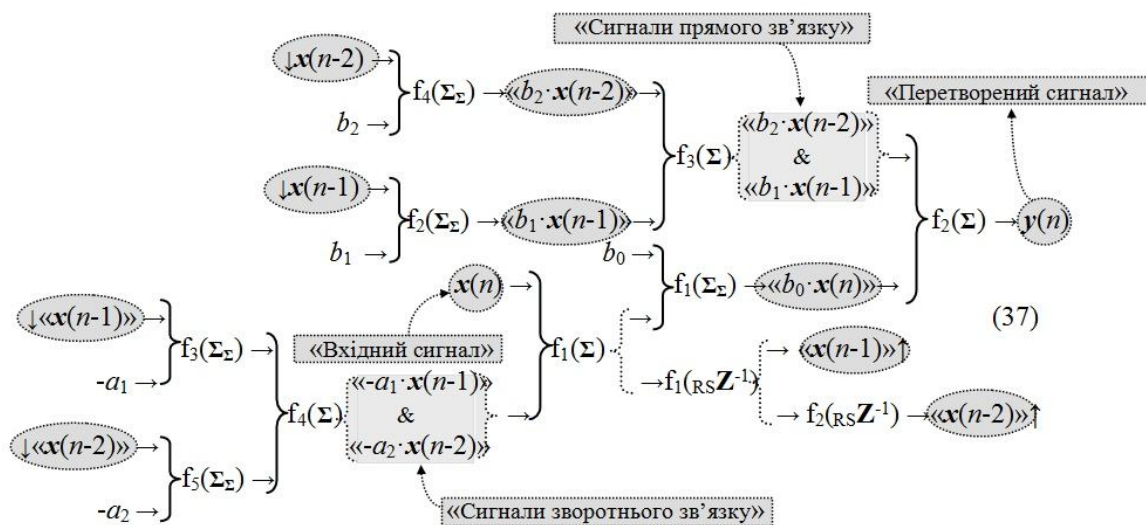


Рисунок 8 – Аналітичний опис біквдратного фільтру

При аналітичному описі структур цифрових фільтрів символ $\{\}$ математичного аналізу є «ідеальним» символом, оскільки, як зазначено в роботі [16], він містить у собі зміст функціональної структури й може бути уточнений із застосуванням різних індексів і символів, які широко використовуються в науці. При цьому такий перехід від загальноприйнятої форми запису до математичної моделі істотно спрощується тим, що відомі методи запису процесів включають часову послідовність процесів перетворення сигналів.

2. Розробка програмних засобів для дослідження цифрових фільтрів

На рис. 9, а, представлений вигляд діалогового вікна при виборі користувачем відображення синусоїди з шумом, а на рис. 9, б, показаний результат обробки цього сигналу програмно реалізованим цифровим нерекурсивним фільтром.

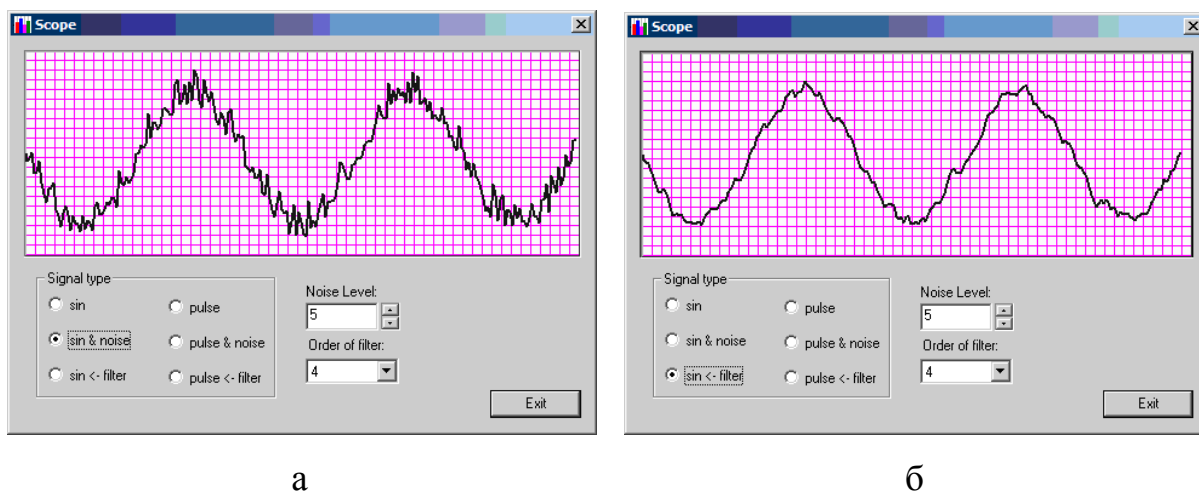


Рисунок 9 – Інтерфейс розроблених програмних засобів для дослідження роботи цифрових фільтрів: а – сигнал з шумом до обробки; б – результат обробки сигналу

На рис. 10, а, представлений вигляд діалогового вікна при обробці імпульсного сигналу з шумом, а на рис. 10, б, показаний результат обробки цього сигналу цифровим фільтром. Рівень шуму обраний досить високим, при цьому використовується фільтр ковзаючого середнього 8 порядку. Як видно з рисунку, використання цифрової фільтрації зменшує рівень шуму, однак для імпульсних сигналів фронти та зрізи сигналів стають менш різкими. Це негативно може вплинути на ефективність декодування імпульсних сигналів, зокрема манчестерського коду, який використовується при передаванні даних з RFID-міток. Отже, необхідно знайти такі характеристики системи цифрової обробки сигналу, яка б, з одного боку, максимально зменшувала рівень шуму, а з іншого боку, мінімально впливала на форму сигналу, особливо на імпульсні сигнали. Програмно реалізовані цифрові фільтри використовуються як

вбудовані модулі в системі визначення GPS-координат для підвищення її точності та RFID-системі для відновлення форми сигналу.

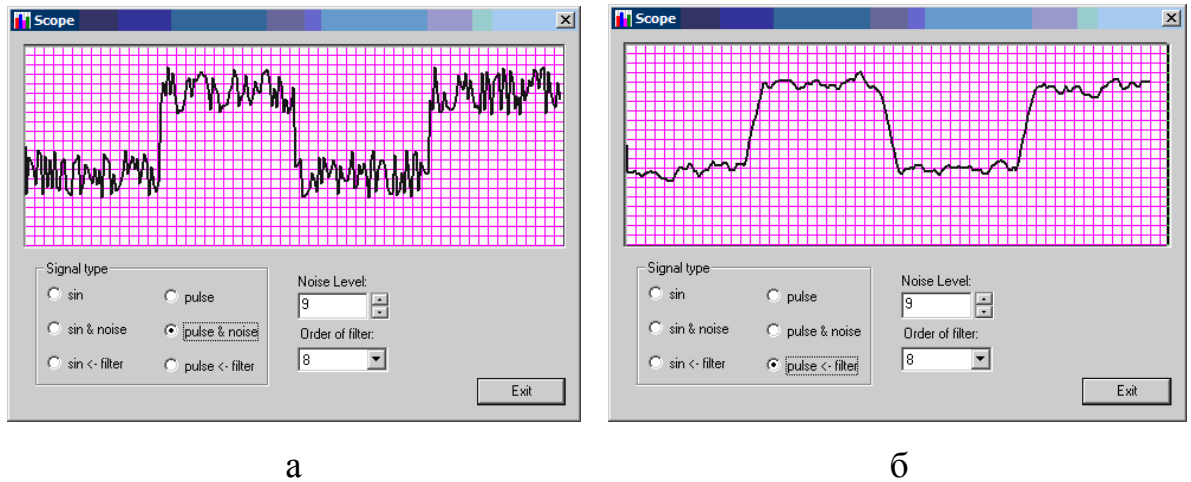


Рисунок 10 – Дослідження роботи цифрового фільтру: а – імпульсний сигнал з шумом, б – результат цифрової фільтрації

При цифровій фільтрації найбільш широко використовуються рекурсивні фільтри, робота яких заснована використанні частотно-залежного від'ємного зворотного зв'язку. Для дослідження роботи цифрового рекурсивного фільтру 2 порядку в редакторі ресурсів середовища розробки додатків Visual Studio .NET спроектовано діалогове вікно, як показано на рис. 11, а.

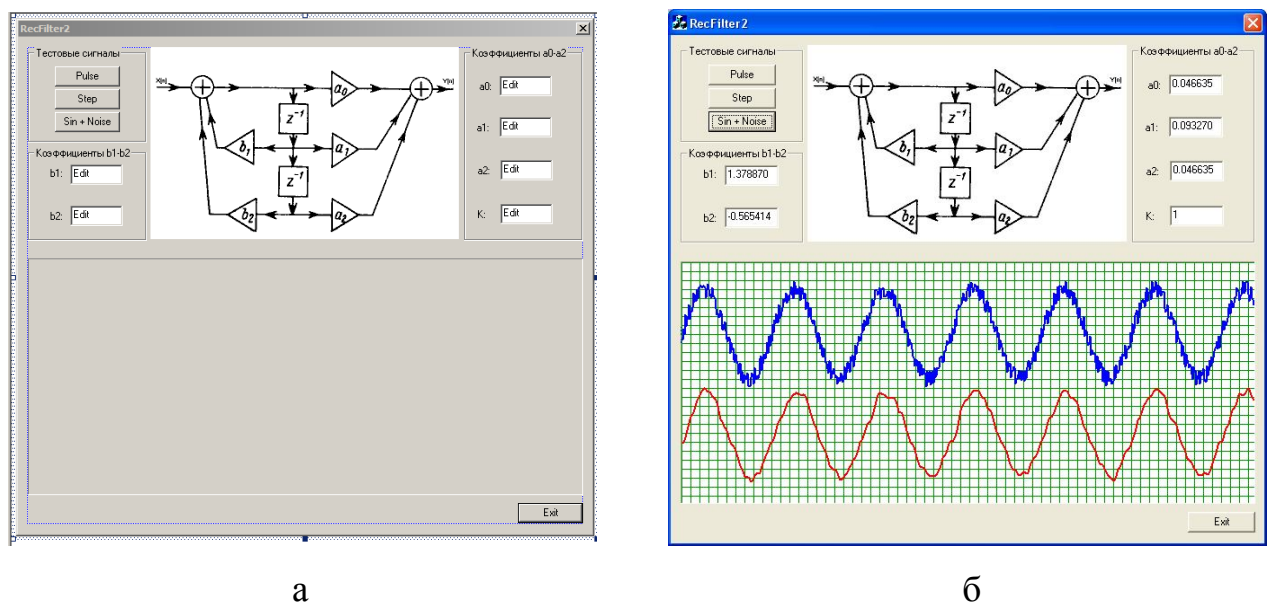


Рисунок 11 – Інтерфейс розроблених програмних засобів для дослідження біквдратного фільтру

Зображення структури цифрового рекурсивного фільтру 2 порядку на діалоговому вікні використовується виключно в інформаційних цілях для того, щоб розробник розумів призначення коефіцієнтів, що вводяться, і їх місце в структурі фільтра. Для введення коефіцієнтів фільтра використовується елемент Edit Box. Три кнопки, розташовані в лівому верхньому кутку, дозволять сформувати дельта імпульс (Pulse), східчастий вплив (Step) і згенерувати синусоїдальний сигнал з шумом (Sin + Noise). В програмі використовуються математичні моделі цих сигналів. У нижній частині діалогового вікна розташований елемент Static Text, який буде використано як стилізований екран осцилографа. Саме в цій області будуть відображатися осцилограми вхідних сигналів і вихідний сигнал фільтра. Після завдання коефіцієнтів фільтра та подачі на вхід фільтра синусоїдального сигналу з шумом, можна побачити результат фільтрації (рис. 11, б).

3. Використання алгоритмів цифрової обробки сигналів в електронних системах

Цифрова обробка сигналів, а саме фільтрація, є однією із найпоширеніших операцій. Мета фільтрації полягає в усуненні завад, що містяться у сигналі, або у виділенні окремих складових сигналу, які відповідають тим чи іншим властивостям досліджуваного процесу. У техніці цифрового оброблення сигналів все частіше застосовують цифрові фільтри. За допомогою останніх у сигналі покращується відношення сигнал/шум. Крім цього, цифрові фільтри широко використовуються як структурні елементи пристроїв та систем оброблення сигналів. Зважаючи на це, цифрові фільтри мають велике практичне значення.

3.1. Реалізація системи цифрової обробки потоку геолокаційних даних з GPS-приймача

Система визначення GPS координат призначена для того, щоб кожен із GPS супутників, що знаходиться в зоні видимості приймача, передавав точні

відомості про своє місцезнаходження та переміщення. Для виконання цих функцій датчики повинні бути встановлені на відкритому просторі. Це забезпечує високу потужність прийнятого сигналу, і, відповідно, точність визначення геолокації. Отримані геолокаційні дані передаються у вигляді SMS-повідомлення на мобільний телефон. Додатковою функцією системи визначення GPS координат є фіксація місцезнаходження об'єкта шляхом запису даних геолокації на карту пам'яті, та своєчасне сповіщення про його зміну положення.

Керування системою можливе з мобільного телефону.

Виходячи з зазначеного можна сформулювати наступні вимоги до системи:

- визначення GPS-координат (місцеположення на карті) з високою точністю;
- зчитування контролером інформації про геолокацію з GPS-модуля та передавання даних на мобільний телефон через мережу GSM;
- наявність годинника реального часу;
- відображення на екрані алфавітно-цифрового рідкокристалічного індикатора інформації про отриманні значення GPS-координат (широта, довгота), та поточний час;
- для відправки інформації використовується GSM-радіомодем, який здатний відправляти і приймати сигнали;

Додаткові функції системи, що при необхідності можуть бути реалізовані:

- збереження даних на карту пам'яті SD/MMC для можливості побудови маршруту пересування об'єкту;
- звукове сповіщення при зміні положення об'єкта;
- визначення швидкості руху об'єкта.

Структурна схема системи визначає основні функціональні частини пристрою, їх призначення та взаємозв'язок, і служить для загального

ознайомлення з системою. На структурній схемі розкривається не принцип роботи окремих функціональних частин виробу, а тільки взаємодія між ними.

На рис. 12 представлено структурну схему системи визначення GPS-координат, яка відноситься до складних штучних систем. Використання мікроконтролера Arduino Mega дозволило підключити GPS-датчик визначення місцезнаходження на карті. Загальний принцип системного підходу, який використовується при виконанні дослідження, полягає у визначенні структури системи, типізацію зв'язків, аналіз впливу зовнішнього середовища на систему, формування моделі системи та її дослідження шляхом імітаційного і фізичного моделювання, оптимізацію алгоритмів функціонування. В роботі використовується модульно-ієрархічний підхід для реалізації апаратної частини, і об'єктно-орієнтовний підхід для проектування програмної частини, які є конкретизацією системного підходу в яких закладено ряд важливих структурних принципів.



Рисунок 12 – Структурна схема системи визначення GPS-координат

При проектуванні системи необхідно враховувати набір системних принципів, які допоможуть досягнути мети функціонування системи.

- принцип кінцевої мети – отримувати координати в режимі реального часу

- з сантиметровою точністю, а при дотриманні певних методик – і міліметровою;
- принцип модульної побудови – система складається з модулів (датчиків, передавача сигналів, систем відображення інформації), що об'єднані між собою та функціонують у складі системи та забезпечують досягнення мети функціонування системи;
 - принцип функціональності – сумісній розгляд структури і функції з пріоритетом функції над структурою (при проектуванні системи визначення GPS-координат спочатку було визначено функціональні вимоги до системи, а потім склад системи та зв'язки між її елементами);
 - принцип розвитку – можливість підключення додаткових модулів до системи, що надають нові функціональні можливості;
 - принцип зв'язності – будь-яка частина системи розглядається сумісно з її зв'язками з іншими підсистемами та модулями;
 - принцип «чорного ящика» – систему або її підсистеми можна розглядати у вигляді непрозорого «ящика», виділеного з навколишнього середовища. В системі визначення GPS-координат у вигляді «чорного ящика» розглядається радіомодем. В даному випадку не є принципово важливим його внутрішня будова. При використанні радіомодему звернення до нього виконується за допомогою АТ-команд (вхідний сигнал). Радіомодем реагує на цю команду тим, що передає сигнал на мобільний телефон через мережу стільникового зв'язку (вихідний сигнал). Отже, внутрішня будова радіомодему невідома, але чітко визначені його функції, вхідні та вихідні сигнали.

На рис. 13 представлена принципова схема системи, яка містить в собі всі модулі зв'язку і передавання даних. GSM-радіомодем може передавати дані про місцезнаходження об'єкта, отримані з GPS-приймача.

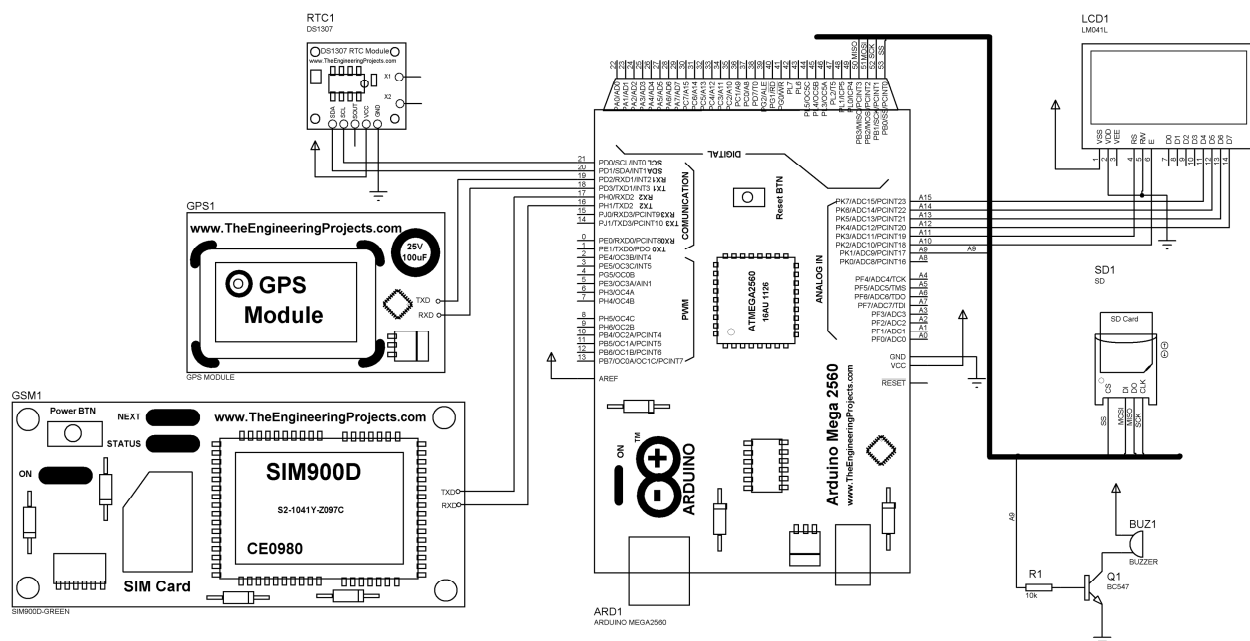


Рисунок 13 – Принципова схема системи визначення геопозиції

Комп'ютерне моделювання істотно знижує витрати на розробку моделі, а також дозволяє відпрацювати функціонування пристроїв в режимах, близьких до реальних, що особливо важливо, коли пристрій працює в режимі реального часу. Моделювання системи проводилось засобами програмного забезпечення Proteus 8.4, яка являє собою систему схемотехнічного проектування та моделювання, що базується на основі PSpice моделей електронних компонентів.

На рис.14 представлена монтажна схема системи визначення GPS-координат.

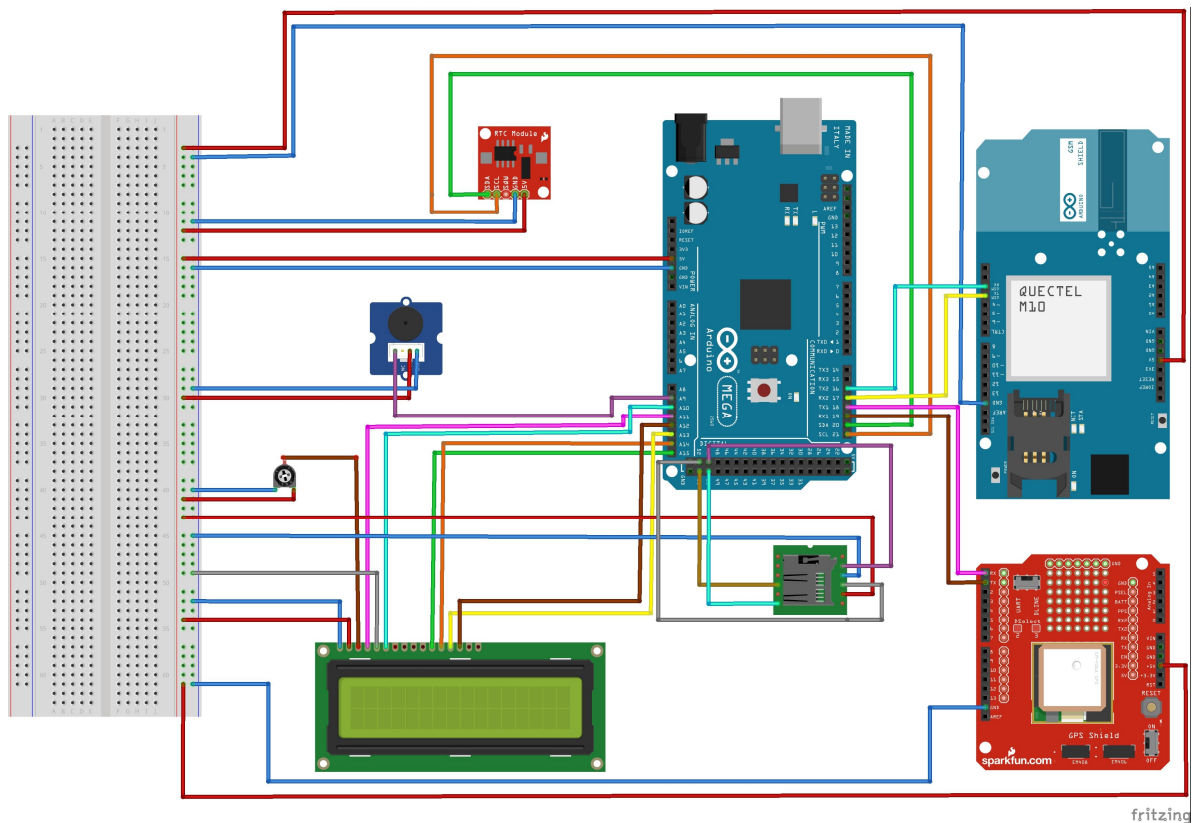


Рисунок 14 – Монтажна схема системи визначення GPS-координат

В роботі геолокаційні дані отримуються безпосередньо через GPS-модуль в форматі необроблених символьних повідомлень NMEA. В таблиці 1 наведено експериментальні дані (GPS-координати), отримані для нерухомого об'єкта.

Таблиця 1 – Геокоординати, отримані для нерухомого об'єкта

№ випробування	широта	довгота	№ випробування	широта	довгота
1	46,96434	32,01865	11	46,96417	32,01875
2	46,96439	32,01874	12	46,96416	32,01874
3	46,96435	32,01871	13	46,96419	32,01873
4	46,96431	32,01861	14	46,96422	32,01872
5	46,96429	32,01857	15	46,96423	32,01871
6	46,96427	32,01859	16	46,96425	32,01869
7	46,96425	32,01861	17	46,96426	32,01869
8	46,96423	32,01861	18	46,96427	32,01868
9	46,96418	32,01865	19	46,96428	32,01866
10	46,96416	32,01873	20	46,96431	32,01865

Отже, потік геолокаційних даних можна розглядати як випадковий процес з математичним очікуванням широти і довготи відповідно 46,9642555 і

32,0186745. Як видно з експериментально отриманих даних, при нульовій швидкості користувача широта і довгота в NMEA-повідомленні може зміщуватися щодо реальної точки стоянки. Така поведінка в загальному випадку пов'язана з особливостями роботи супутникової навігації. Тому потік геолокаційних даних, що отримується з GPS-приймача, необхідно послідовно обробляти в режимі реального часу з використанням цифрового фільтру.

На рис. 15, а, б, представлені відповідно графіки зміни значень широти та довготи, отриманих з GPS-приймача (суцільна лінія), та після обробки потоку даних цифровим фільтром (пунктирна лінія).

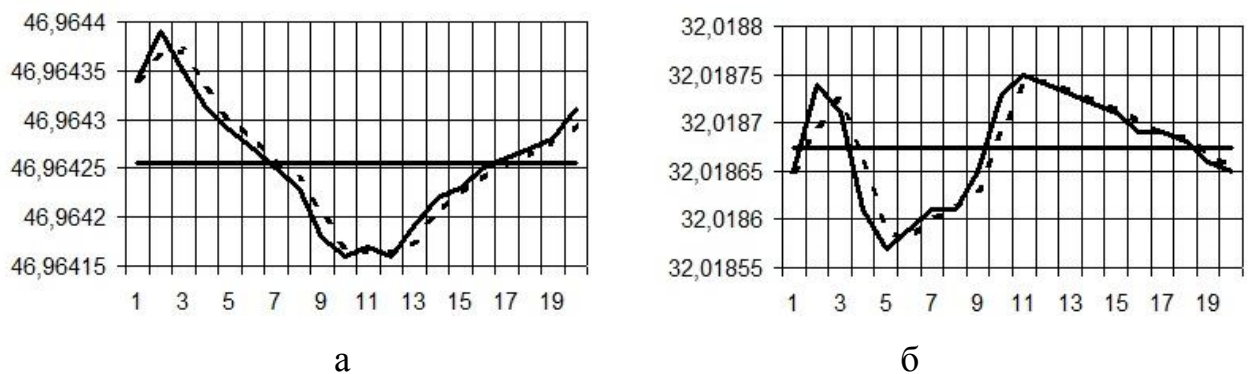


Рисунок 15 – Графіки зміни широти (а) та довготи (б) при нерухомому об'єкті до обробки та після обробки цифровим фільтром

Аналіз отриманих результатів показує, що використання цифрової обробки геолокаційних даних зменшує відхилення координат від середнього значення при нерухомому об'єкті, однак для суттєвого покращення точності визначення геокоординат потрібно збільшувати порядок фільтру.

3.2. Відновлення форми сигналів та їх декодування в системах безконтактної радіочастотної ідентифікації

При реалізації апаратно-програмних засобів для зчитування даних з RFID-міток та їх декодуванні було використано системний підхід [15]. Проектування апаратно-програмних засобів зчитування даних з RFID-міток згідно позицій загального системного підходу складається з наступних етапів:

1. Декомпозиція системи за функціональною ознакою і розробка структурної схеми, в якій відображені взаємозв'язку між її компонентами, а самі компоненти представлені у вигляді «чорного ящика».
2. Аналіз функцій кожного з елементів системи безконтактної радіочастотної ідентифікації і проектування структурної схеми у вигляді блок-схеми.
3. Деталізація кожного блоку структурної схеми, вибір і обґрунтування схемотехнічних рішень.
4. Розробка алгоритму роботи програмного забезпечення і створення його тестової версії.
5. Перевірка роботи розробленої системи та програмного забезпечення.

На рис. 16 представлена структурна схема автоматизованої системи контролю доступу.

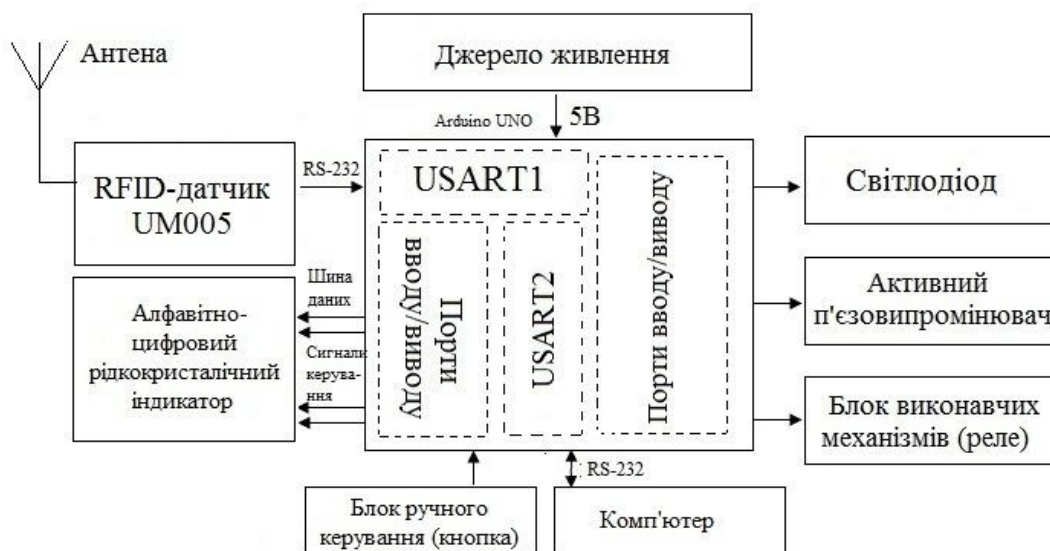


Рисунок 16 – Структурна схема автоматизованої системи контролю доступу

Для реалізації схеми системи контролю доступом використовується мікроконтролер Arduino Uno. На основі структурної схеми розроблено принципову схему автоматизованої системи контролю доступу, яку представлено на рис. 17.

Алфавітно-цифровий рідкокристалічний індикатор підключено до мікроконтролера Arduino Uno за допомогою 4-розрядної шини даних. RFID-

датчик UM-005 підключений до контролеру по інтерфейсу RS-232. Оскільки інформація з датчика лише зчитується, то в схемі використовується лише один провідник. Для керування контрастністю зображення, яке виводиться на рідкокристалічний індикатор, використовується змінний резистор. Світлодіоди зеленого та червоного кольорів використовуються для індикації режиму роботи системи. Світлодіод червоного кольору загорається тоді, коли доступ заборонено. Світлодіод зеленого кольору – доступ дозволено. Для керування турнекетом (або іншим пристроєм) використовується реле. Оскільки навантажувальної здатності виводу мікроконтролеру недостатньо для безпосереднього керування реле, в схемі використовується транзистор для підсилення сигналу. Діод захищає транзистор від перенапруги при комутації реле та запобігає його пошкодженню.

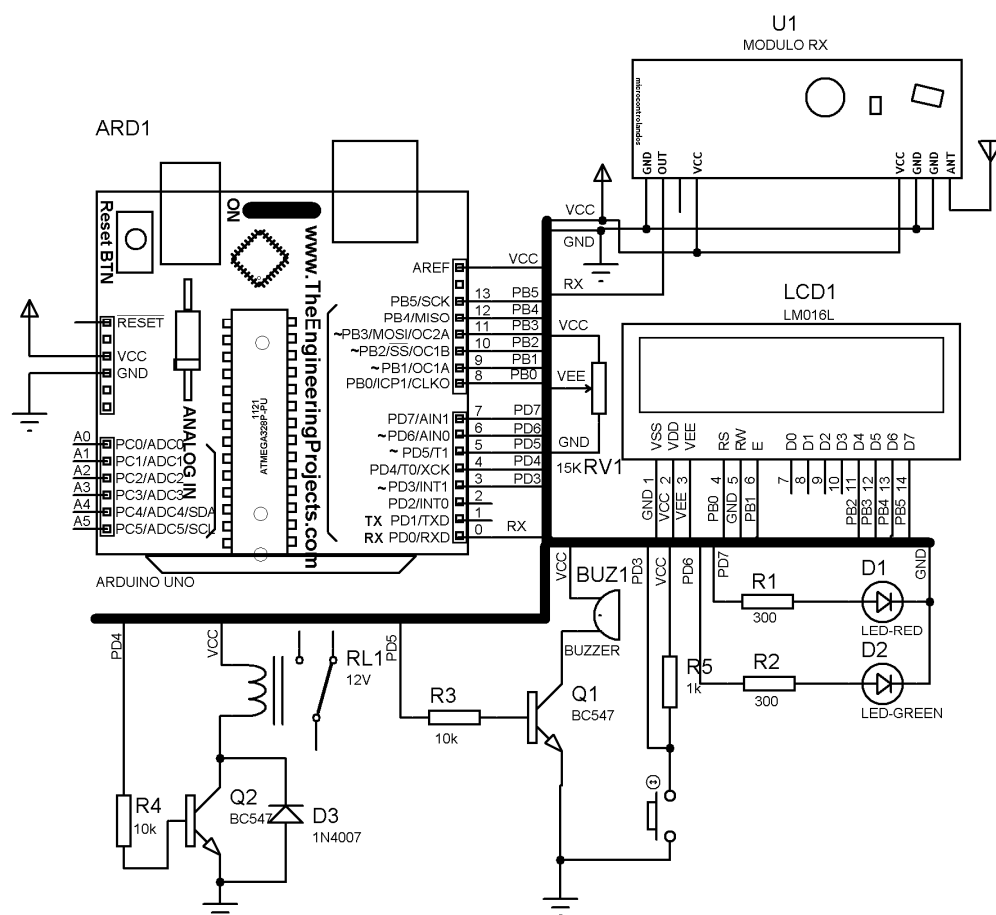


Рисунок 17 – Принципова схема автоматизованої системи контролю доступу

Моделювання системи контролю доступу проводилось засобами програмного забезпечення Proteus 8.4.

Монтажна схема є основною документацією для монтажу та експлуатації всіх вузлів електронної системи. Вона складається за розгорнутою принциповою схемою. Розробка монтажної схеми в зборі з елементами є кінцевим продуктом проектування автоматизованої системи контролю доступу. Монтажну схему автоматизованої системи контролю доступу наведено на рис. 18.

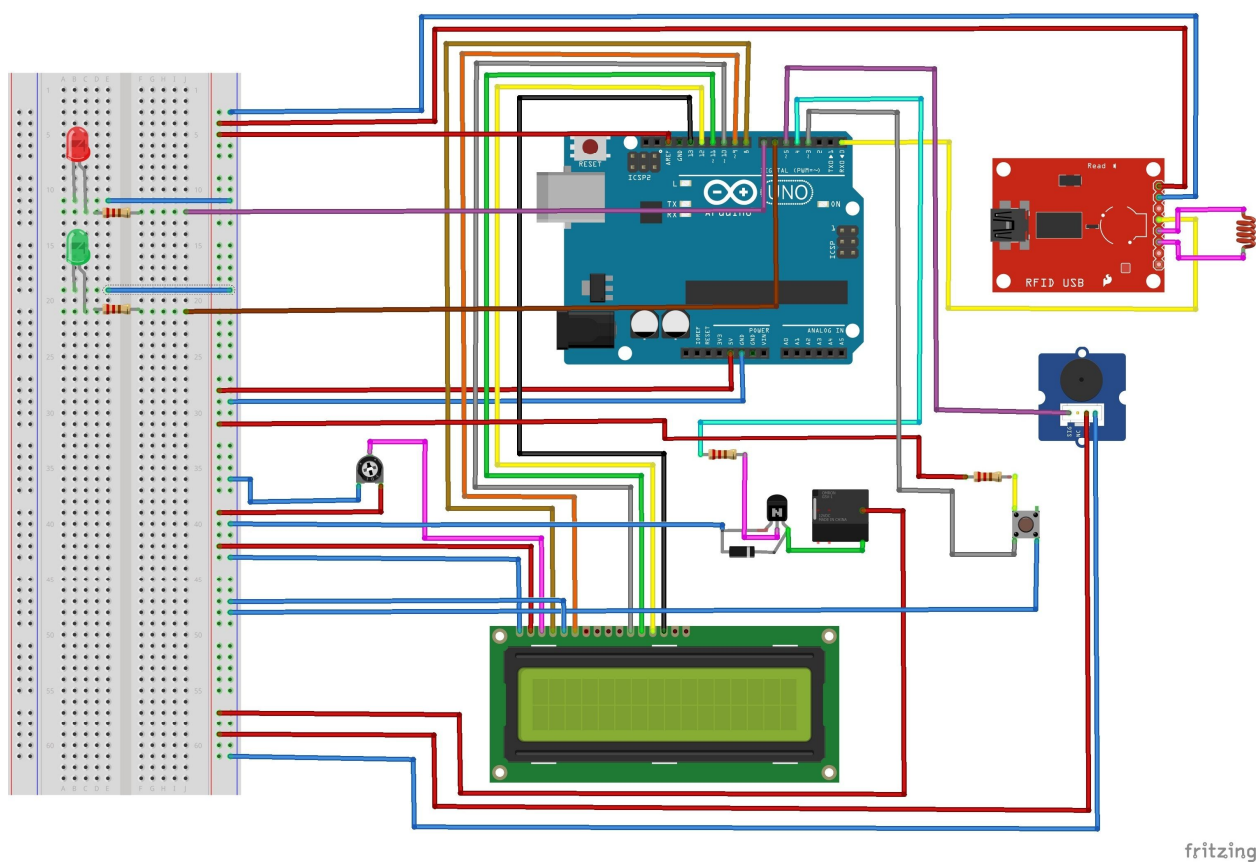


Рисунок 18 – Монтажна схеми системи контролю доступу

Процес зчитування RFID-мітки можна умовно розділити на два етапи. На першому етапі відбувається синхронізація потоку передавання RFID-мітки з буфером приймача. При цьому не обов'язково очікувати дев'ять імпульсів заголовку, адже манчестерський код є таким, що самосинхронізується за рахунок того, що за час передавання одного біта даних забезпечується один перехід з одного потенціалу в інший. Завдання синхронізації полягає в чіткому

визначені поточної зміни рівня – інформаційна або підготовча зміна. Алгоритм входження в синхронізацію наступний. Очікується перша зміна рівня сигналу та друга зміна рівня. Якщо між цими змінами рівнів сигналу наявний подовжений у часі імпульс, то друга зміна рівня – це інформаційний сигнал. Тому, після отримання подовженого імпульсу починається зчитування в буфер 64 біт даних. На другому етапі виконується обробка буферу прийнятих даних. Цей 64-бітний буфер необхідно циклічно зсувати до тих пір, поки не буде знайдено 9 послідовно розташованих біт заголовку. Якщо вони не будуть знайдені, то це означає, що в буфері некоректні дані. Після знаходження заголовку по відомій структурі пакету передачі транспондера визначається біти парності по рядках та стовбцях, і виконується їх порівняння з переданою контрольною сумою. Описаний алгоритм декодування манчестерського коду, який використовується при передаванні сигналів з RFID-міток, описується наступною логічною схемою алгоритму (ЛСА):

$$\downarrow^0 Y_0 \overline{w} \uparrow^9 x_0 \uparrow^0 \downarrow^4 Y_1 \downarrow^2 x_1 \uparrow^1 x_2 \uparrow^2 Y_2 w \uparrow^0 Y_3 w \uparrow^0 Y_4 w \uparrow^0 Y_5 \downarrow^3 x_3 \uparrow^3 Y_6 x_4 \uparrow^4 Y_5, \quad (6)$$

де Y_0 – процедура зчитування манчестерського коду; x_0 – підпрограма отримання (детектування) сигналу синхронізації; Y_1 – запуск таймера/лічильника; x_1 – перевірка умови $T > T_{s2}$, T – поточне значення таймера, $T_{s2} = T_{L1} = 384$ мкс; x_2 – зміна сигналу не зафіксовано; Y_2 – зчитування стану порту; Y_3 – запис у зміну Віт стану порту; Y_4 – збереження змінної Віт у буфер; Y_5 – запуск таймера; x_3 – перевірка умови; Y_6 – підрахунок кількості біт; x_4 – перевірка умови: «Чи отримана кількість біт менша за довжину коду?»; Y_5 – завершення процедури зчитування коду.

Для можливості зміни послідовності виконання алгоритму в ЛСА використовуються оператори переходу – стрілки вгору, і відповідні їм точки входу – стрілки вниз. При цьому верхній індекс стрілки однозначно ідентифікує перехід. Логічні умови служать для розгалуження алгоритму. Якщо результат логічної умови приймає значення лог. 0, то виконується перехід по стрілці праворуч від умови. В іншому випадку виконується вираз, наступний за стрілкою. Для можливості поділу алгоритму на дві гілки, кожна з яких має

свою точку входу, було введено апріорі помилкову логічну умову з позначенням ω .

Результати виконання підпрограми детектування сигналу синхронізації манчестерського коду є логічне значення «0» або «1». Тобто, виконання алгоритму продовжиться лише у випадку, коли підпрограма поверне логічне значення «1», що означає, що сигнал синхронізації манчестерського коду було отримано.

Логічна схема алгоритму детектування сигналу синхронізації манчестерського коду має вигляд:

$$\downarrow^9 Y_7 \downarrow^5 x_5 \uparrow^5 \downarrow^8 Y_8 \downarrow^6 x_5 \uparrow^6 Y_9 x_6 \uparrow^1 x_7 \uparrow^8 x_8 \uparrow^1 Y_{10} w \uparrow^9 Y_{11} w \uparrow^9 \downarrow^1 Y_{12} x_0 \uparrow^1 \uparrow^0, \quad (7)$$

де Y_7 – визначення напрямку зміни стану сигналу (фронт або зріз); x_5 – перевірка умови наявності зміни сигналу; Y_8 – запуск таймера/лічильника; Y_9 – зупинка таймера/лічильника; x_6 – перевірка умови $T < T_{s1}$, T – поточне значення таймера/лічильника, $T_{s1} = 180$ мкс; x_7 – перевірка умови $T < T_{L1}$, $T_{L1} = 420$ мкс; x_8 – перевірка умови $T < T_{L2}$, $T_{L2} = 600$ мкс; Y_{10} – формування часової затримки, тривалість $T_{next} = T_{s2} = 360$ мкс; Y_{11} – завершення виконання підпрограми та повернення значення логічної «1»; Y_{12} – завершення виконання підпрограми та повернення значення логічного «0», що є ознакою виявлення помилки при отриманні сигналу.

Використання ЛСА передбачає проектування системи з урахуванням одночасно як апаратної, так і програмної його складових. Крім того, отриманий в результаті проектування формальний опис алгоритмів виходить набагато компактнішим в порівнянні з класичною структурною схемою або блок-схемою алгоритму. Наступним етапом проектування системи було проведення аналізу ЛСА на предмет наявності ідентичних послідовностей. Якщо в кількох ЛСА виявляються такі послідовності, то відбувається об'єднання цих ЛСА шляхом об'єднання: все неідентичні блоки розташовуються в порядку, відповідному їх розташуванню до об'єднання, а ідентичні враховуються лише один раз. В результаті цього виключається поява декількох еквівалентних станів, що позитивно впливає на швидкодію алгоритму при його програмній реалізації.

Розроблені логічні схеми алгоритмів було представлено у вигляді графу переходів цифрового автомату, який наведено на рис. 19.

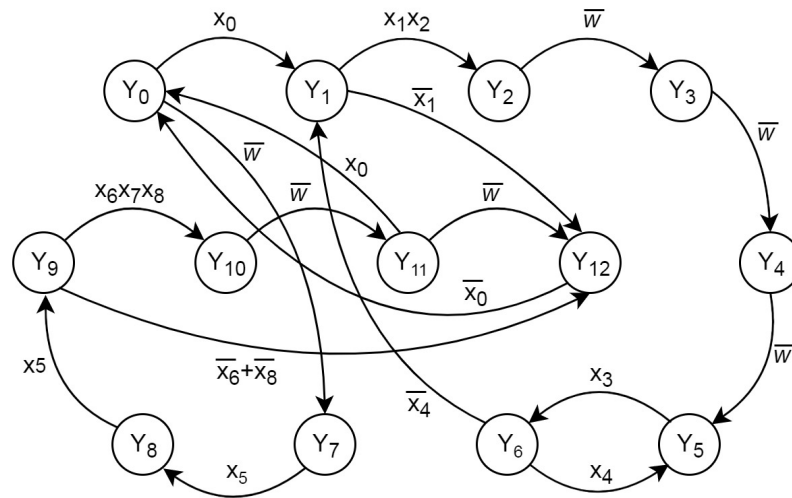


Рисунок 19 – Граф переходів цифрового автомату декодування манчестерського коду

Програмна реалізація логіки функціонування цифрового автомату декодування манчестерського коду виконується за допомогою SWITCH-технології [14].

Висновки

Наукова новизна отриманих в процесі дослідження результатів полягає в наступному:

- удосконалено метод опису структур нерекурсивних та рекурсивних цифрових фільтрів шляхом представлення їх складових елементів у вигляді функціональних структур, що на відміну від існуючих способів опису дозволяє спростити для розробника процес переходу від структурних схем фільтрів до їх апаратної або програмної реалізації;

- отримали подальший розвиток методи програмної реалізації алгоритмів цифрової обробки сигналів за рахунок поєднання в одному програмному модулі засобів реалізації, візуалізації та валідації цифрових фільтрів, що дозволяє найбільш повно зрозуміти роботу алгоритмів цифрової обробки сигналів і зробити висновки по коректності їх роботи;

- розроблено інструментальні засоби для дослідження алгоритмів цифрової обробки сигналів і виконана їх інтеграція з об'єктно-орієнтованою мовою програмування. Перевагою запропонованого підходу є відносна простота, яка полягає в необхідності запису тільки передавальної функції цифрового фільтра. Таким чином, забезпечена підтримка модульності, що дозволяє використовувати програмно реалізовані алгоритми цифрової фільтрації в різних проектах у вигляді вбудованих модулів.

Практичне значення отриманих результатів полягає в тому, що представлені в роботі цифрові фільтри, а саме їх програмна реалізація, використано для обробки експериментально отриманих з GPS-приймача геолокаційних даних, що дозволило зменшити дисперсію відхилень геокоординат при нерухомому об'єкті та підвищити точність визначення геопозиції. Також за допомогою розроблених програмних засобів з графічним інтерфейсом користувача продемонстровано ефективність використання програмно реалізованих алгоритмів цифрової обробки сигналів при відновленні форми імпульсних сигналів з RFID-міток та їх декодуванні.

Список використаної літератури

1. Momoh O. D. Dynamic Simulation of Cage Rotor Induction Machine – A Simplified and Modular Approach / O. D. Momoh // in Proceedings of the 44th IEEE Southeastern Symposium on System Theory, 2012. – P. 200–203.
2. Dumitrescu A. Modeling and simulation of electric drive systems using Matlab/Simulink environments / A. Dumitrescu, D. Fodor, T. Jokinen, M. Rosu, S. Bucurencio // International Conference on Electric Machines and Drives (IEMD), 1999. – P. 451–453.
3. Tang L. A new direct torque control strategy for flux and torque ripple reduction for induction motors drive – a Matlab/Simulink model / L. Tang, M. F. Rahman // IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2001. – P. 884–890.
4. Дьяконов В. П. Matlab 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5. Основы применения. Полное руководство пользователя / В. П. Дьяконов. – Москва : СОЛОН-пресс, 2002. – 768 с.
5. Gonga Lei. Deriving Personal Trip Data from GPS Data: A Literature Review on the Existing Methodologies [Text] / Lei Gonga [et al.] // Procedia-Social and Behavioral Sciences. – 2014. – № 138. – P. 557-565.
6. Макаренко Г. К. Исследование алгоритма фильтрации при определении координат объекта по сигналам спутниковых радионавигационных систем [Текст] / Г. К. Макаренко, А. М. Алешечкин // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – № 2-2(26). – С. 15-18.
7. Решетников В. Н. Фильтр Калмана как метод вторичной обработки информации с системы ГЛОНАСС [Текст] / В. Н. Решетников, И. П. Болодурина, А. А. Нугуманова // Программные продукты и системы. – 2015. – № 4. – С. 116-120.
8. Головков А. А. Адаптивная фильтрация потока геолокационных данных в реальном времени [Текст] / А. А. Головков, Г. С. Иванова // Наука и Образование. МГТУ им. Н. Э. Баумана. – 2016. – № 4. – С. 156-169.

9. Рябенский В. М. Программная реализация алгоритмов цифровой обработки сигналов : монография [Текст] / В. М. Рябенский, А. О. Ушкаренко. – Николаев: НУК, 2016. – 244 с.
10. Pradhan A. Technological assessment of radio frequency identification technology for indoor localization [Text] / A. Pradhan, E. Ergen, B. Akinci // Journal of Computing in Civil Engineering. – 2009. – №. 23(4). – P. 230-238.
11. Joho D. Modeling rfid signal strength and tag detection for localization and mapping [Text] / D. Joho, C. Plagemann, W. Burgard // In Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation, 2009. – P. 3160-3165.
12. Lima A. RFID relay attacks: System analysis, modeling, and implementation [Text] / A.Lima, A. Miri, M. Nevins // Security in RFID and Sensor Networks. – 2016. – № 4. – P. 49-75.
13. Babakov R.M. Structural representation of the synthesis process control machines operating with automatic transitions [Text] / R.M. Babakov, A.A. Barkalov // Control systems and machines. – 2011. – № 3. – P. 47-53.
14. Рябенский В. М. Помехоустойчивое кодирование информации с использованием SWITCH-технологии [Текст] / В. М. Рябенский, А. О. Ушкаренко, А. Сулейман, А. С. Ярощук // Проблеми інформаційних технологій. – 2009. – №5. – С. 156–160.
15. Голышев Л. К. Системный подход к анализу и проектированию сложных систем. Системный проект : науч. моногр. [Текст] / Голышев Л. К.; Нац. техн. ун-т Украины "Киев. политехн. ин-т". – К. : Информ.-аналит. агентство, 2011. – 554 с.
16. Рябенский В. М. Метод синтезу математичних моделей логіко-динамічних процесів контролю та керування / В. М. Рябенский, А. О. Ушкаренко // Технічна електродинаміка. Тем. випуск. – 2011. – Ч.2. – С. 121–125.

Додатки

Програмна реалізація фільтра на рис. 1, б, має вигляд*:

```
void CRecFilterDlg::OnButton11()
{
    memset(Y,0,sizeof(int)*N);
    for(int i=1;i<N/4;i++)
    {
        Y[i]=X[i]+X[i-1];
    }
    DrawResult(RGB(120,50,0));
}
```

Програмна реалізація фільтра на рис. 3:

```
void CRecFilterDlg::OnButton11()
{
    memset(Y,0,sizeof(int)*N);
    for(int i=1;i<N/4;i++)
    {
        Y[i]=0.5*X[i]+0.5*X[i-1];
    }
    DrawResult(RGB(120,50,0));
}
```

Програмна реалізація фільтра на рис. 5:

```
void CRecFilterDlg::OnButton2()
{
    memset(Y,0,sizeof(int)*N);
    for(int i=1;i<N/4;i++)
    {
        Y[i]=X[i]+0.5*Y[i-1];
    }
    DrawResult(RGB(255,0,0));
}
```

Програмна реалізація фільтра на рис. 7:

```
void CRecFilterDlg::OnButton15()
{
    memset(Y,0,sizeof(int)*N);
    for(int i=2;i<N/4;i++)
    {
        Y[i]=0.8*X[i]-0.7*X[i-1]+0.1*X[i-2];
    }
    DrawResult(RGB(255,135,0));
}
```

Програмна реалізація фільтра на рис. 8:

```

void CRecFilter2Dlg::Filter()
{
    UpdateData(true);
    int * Y=new int[N];
    memset(Y,0,sizeof(int)*N);

    for(int n=2;n<N;n++)
    {
        Y[n]=m_b1*Y[n-1]+m_b2*Y[n-2]+m_a0*X[n]+m_a1*X[n-1]+m_a2*X[n-2];
    }
    for(n=0;n<N;n++)
    {
        Y[n]=Y[n]*m_K;
    }

    CClientDC dc(&m_static);
    CRect r;
    m_static.GetClientRect(&r);
    CRgn rgn;
    rgn.CreateRectRgn(r.left,r.top,r.right,r.bottom);
    dc.SelectClipRgn(&rgn);
    CPen p, *op;
    p.CreatePen(PS_SOLID,2,RGB(255,0,0));
    op=dc.SelectObject(&p);
    for(int i=1;i<N;i++)
    {
        dc.MoveTo(i,3*r.Height()/4-Y[i]);
        dc.LineTo((i-1),3*r.Height()/4-Y[i-1]);
    }
    dc.SelectObject(op);
    delete [] Y;
}

```

* В програмах використано наступні змінні та функції:

X – масив відліків, що подаються на вхід фільтру (вхідний сигнал);

Y – масив відліків, що одержуються на виході фільтру (вихідний сигнал);

memset() – функція, що використовується для очищення області пам'яті;

DrawResult() – функція візуалізації сигналів на графічному інтерфейсі користувача.

Інші функції та класи у наведених фрагментах програм є стандартними і входять до складу бібліотеки MFC.