

УДК 621.396.96

**ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ БЛОКІВ ОБРОБЛЕННЯ
СИГНАЛІВ СУПУТНИКОВИХ ЗАСОБІВ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ НА
ОСНОВІ МОДИФІКОВАНИХ СХЕМ СИНХРОНІЗАЦІЇ¹**

Бойко Ю. М., к.т.н, доцент

*Хмельницький національний університет, м. Хмельницький, Україна,
boiko_julius@ukr.net*

**IMPROVE NOISE IMMUNITY MEANS OF SIGNAL PROCESSING
TELECOMMUNICATION SATELLITE EQUIPMENT BASED ON MODIFIED
SYNCHRONIZATION SCHEME**

Boiko J. M., PhD, Associate Professor

Khmelnitskyi National University, Khmelnytskyi, Ukraine, boiko_julius@ukr.net

Вступ

Тактову синхронізацію можна реалізувати декількома методами [1, 2, 3]. В деяких супутникових телекомунікаційних системах таймери передавача і приймача синхронізовані за зразковим таймером, який забезпечує високостабільну сітку часу. В цьому випадку приймач повинен оцінити і компенсувати тільки відносний час затримки між переданим і прийнятими сигналами. Інший метод для досягнення синхронізації символів полягає в одночасній передачі передавачем таймерної частоти, яка рівна або кратна $1/T$ (де T – символний інтервал), разом з інформаційним сигналом. Приймач може просто використовувати вузькосмуговий фільтр, налаштований на передану таймерну частоту, і таким чином витягти таймерний сигнал для стробування. В цьому разі слід відмітити декілька моментів: перший полягає в тому, що передавач повинен віддати деяку частину можливої потужності для передачі таймерного сигналу; другий - полягає в тому, що деяка мала частина доступної в каналі смуги частот повинна бути зайнята для передачі таймерного сигналу. Незважаючи на ці незручності, цей метод часто використовується в супутникових телекомунікаційних системах, які використовують великі смуги частот для передачі сигналів багатьох користувачів [4–7]. В будь-якому разі в присутності шуму ідентифікація пікового значення сигналу ускладнена [8–10]. Отже, розробка та вдосконалення пристроїв синхронізації дозволить підвищити завадостійкість засобів телекомунікацій, а оцінка завадостійкості дозволить звести до мінімуму втрати пропускну здатності та загальну завадостійкість приймання цифрових кодованих сигналів.

¹ Електронний варіант статті: <http://radar.kpi.ua/radiotechnique/article/view/1048>

Постановка задачі

Одним із основних процесів, який впливає на загальну завадостійкість приймання цифрових кодованих сигналів, є процес синхронізації в демо-дуляторах квадратурних сигналів [1, 2]. На сьогодні актуальною задачею є використання модифікованих способів синхронізації на основі врахування впливу завад сусідніх символів на фазовий критерій тракту, зокрема використання інтерполяційних та багатофазних модифікованих схем синхронізації, що дозволяє покращити характеристики цифрових каналів. Саме дослідженню та моделюванню цих способів присвячена дана стаття.

Обробка сигналів в цифрових системах зв'язку неодмінно пов'язана з перетворюванням їх у послідовність відліків, прив'язаних до конкретних моментів часу, тобто з проведенням дискретизації сигналів за часом. Для одержання значень дискретизованих сигналів використовуються, головним чином, аналого-цифрові перетворювачі з рівномірною дискретизацією. Однак при вирішенні завдань побудови модифікованих схем обробки сигналів існує можливість використання алгоритмів нерівномірної дискретизації сигналів [11].

Для підвищення ефективності синхронізації (підвищення величини ви-грашу при оцінюванні завадостійкості та зменшення помилки за констеляційною діаграмою) пропонується метод перетворення частоти дискретизації за допомогою поліфазних фільтрів та застосування таких пристроїв у системі синхронізації засобів телекомунікацій. Поліфазний фільтр являє собою набір невеликих фільтрів, що працюють паралельно, кожний з яких обробляє тільки підмножину відліків сигналу. При цьому не формується нова послідовність і не виконуються зайві обчислення, тому що для кожного відліку необхідно обчислити вихідний сигнал тільки одного з цих фільтрів.

На даний час для відновлення сигналів з нерівномірною дискретизацією досліджуються різні методи перетворення частоти дискретизації, які розраховані на незначні коливання відхилень інтервалу дискретизації. Реконструювати такий сигнал можливо тільки за умов цифрової обробки сигналів, вважаючи коливання висоти тону (детонацію) як нерівномірні відліки сигналу в часі. У зв'язку з цим є дуже важливим вирішення задачі побудови пристрою синхронізації модифікованого типу та можливість застосування структури Фарроу для безперервного регулювання перетворення частоти дискретизації з метою відновлення нерівномірних відліків оцифрованого сигналу та подальшого її застосування в цифровій обробці сигналів, у приймачах супутникових засобів телекомунікацій.

Синтез поліфазних фільтрів пристроїв синхронізації блоків обробки сигналів засобів телекомунікацій

Основне рівняння інтерполяції дискретного сигналу записується у ви-

гляді [11]:

$$y(lT_i) = y[(n_l + \mu_l)T_{in}] = \sum_{i=l_1}^{l_2} x[(n_l - i)T_{in}]h_l[(i + \mu_l)T_{in}], \quad (1)$$

де $\{x(n)\}$ - послідовність відліків сигналу з інтервалом T_{in} ; $h_l(t)$ - імпульсна характеристика інтерполяційного нерекурсивного фільтра; i - індекс фільтра; n_l - вихідна координата, яка визначає $l = l_2 - l_1 + 1$ відліків сигналу для використання l -м інтерполятором; μ_l - дробовий інтервал дискретизації, який визначає коефіцієнти фільтра l -го інтерполянта.

Імпульсна характеристика інтерполяційного фільтра виражається в кожному інтервалі T_{in} за допомогою полінома ступеня M :

$$h_l(t) = h_l[(i + \mu_l)T_{in}] = \sum_{m=0}^M c_m(i)\mu_l^m. \quad (2)$$

Число поліноміальних коефіцієнтів $c_m(i)$ є постійним, яке не залежить від μ_l , і визначається виключно імпульсною характеристикою інтерполяційного фільтра $h_l(t)$.

Після математичних перетворень отримаємо вирази інтерполянтів:

$$y(l) = \sum_{i=l_1}^{l_2} x(n_l - i) \sum_{m=0}^M c_m(i)\mu_l^m = \sum_{m=0}^M \mu_l^m \sum_{i=l_1}^{l_2} c_m(i)x(n_l - i) = \sum_{m=0}^M \mu_l^m v(m). \quad (3)$$

$$v(m) = \sum_{i=l_1}^{l_2} c_m(i)x(n_l - i), \quad (4)$$

де $v(m)$ - відліки сигналу з виходу $M+1$ інтерполяційних нерекурсивних фільтрів з відповідними коефіцієнтами імпульсної характеристики $c_m(I_1), c_m(I_1 + 1), \dots, c_m(I_2)$.

Тоді передавальна функція такого нерекурсивного фільтра буде мати вигляд:

$$C_m(z) = \sum_{i=l_1}^{l_2} c_m(i)z^{-i}. \quad (5)$$

Таким чином, вираз (5) є поліномом від μ_l^m , який буде єдиним змінним параметром структури. Структура, яка описується виразами (3) та (4), є структурою Фарроу. До складу такої структури входить $M+1$ нерекурсивних фільтрів з постійними коефіцієнтами, увімкненими паралельно, виходи яких множаться на дробовий інтервал дискретизації μ_l^m , та додаються відповідно до рис. 1а,б. На рис.1б, використано позначення $x\left(n_l - \frac{N}{2}\right)$ де N - довжина фільтрів. Характерною особливістю такої структури є те, що передавальні функції нерекурсивних фільтрів $C_m(z)$, $m = 0, 1, \dots, M$ не залежать від μ_l .

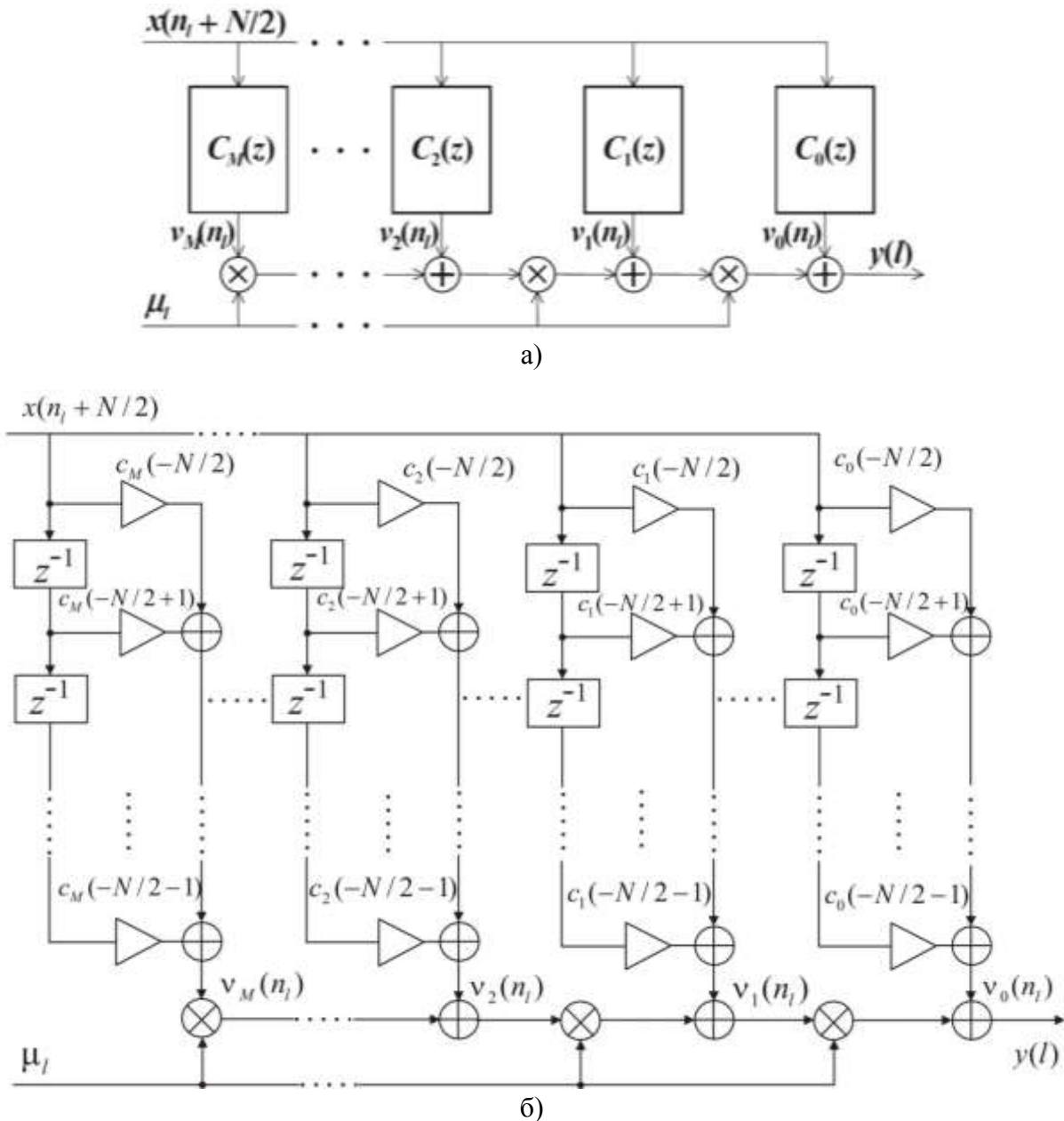


Рис 1. Структура фільтра на інтерполяторах Фарроу:
а – базова структура; б – детальна структура

Задача динамічного перетворення частоти дискретизації вирішується в два етапи: апроксимація сигналу з нерівномірною дискретизацією аналітичним виразом (інтерполяція за множиною значень сигналу) та програмна реалізація.

На рис. 2 і 3, представлено результати дослідження фільтра на інтерполяторах Фарроу. Зокрема, на рис. 2 представлено амплітудно-частотну та на рис. 3 - фазо-частотну характеристики фільтруючих систем на основі інтерполяторів Фарроу. Використано наступну конфігурацію: $N=8$, $\mu_l = 0, 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9$.

Використаємо поліноми Лагранжа [12] для побудови фільтрів Фарроу.

Представимо неперервний сигнал $y_a(t)$ як суму добутків відліків $y(l)$ на поліном Лагранжа $X_l^{M-1}(t)$.

$$y_a(t) = \sum_{l=0}^{M-1} y(l) \cdot X_l^{M-1}(\mu_l), \quad (6)$$

де M – степінь полінома; поліном дорівнює одиниці в момент дискретизації l -го відліку і дорівнює нулю в інші моменти дискретизації.

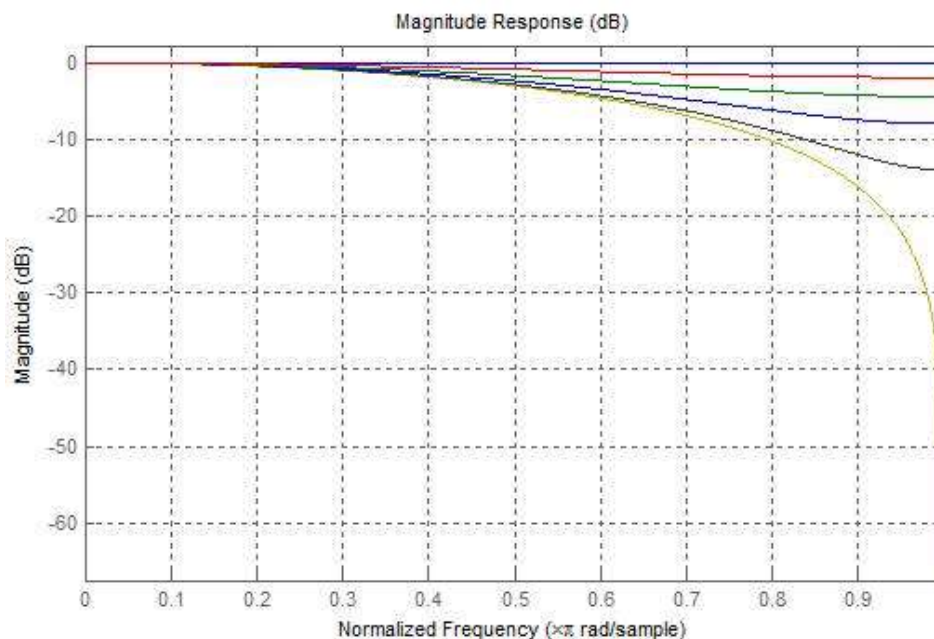


Рис. 2. Амплітудно-частотна характеристика фільтру на інтерполяторах Фарроу

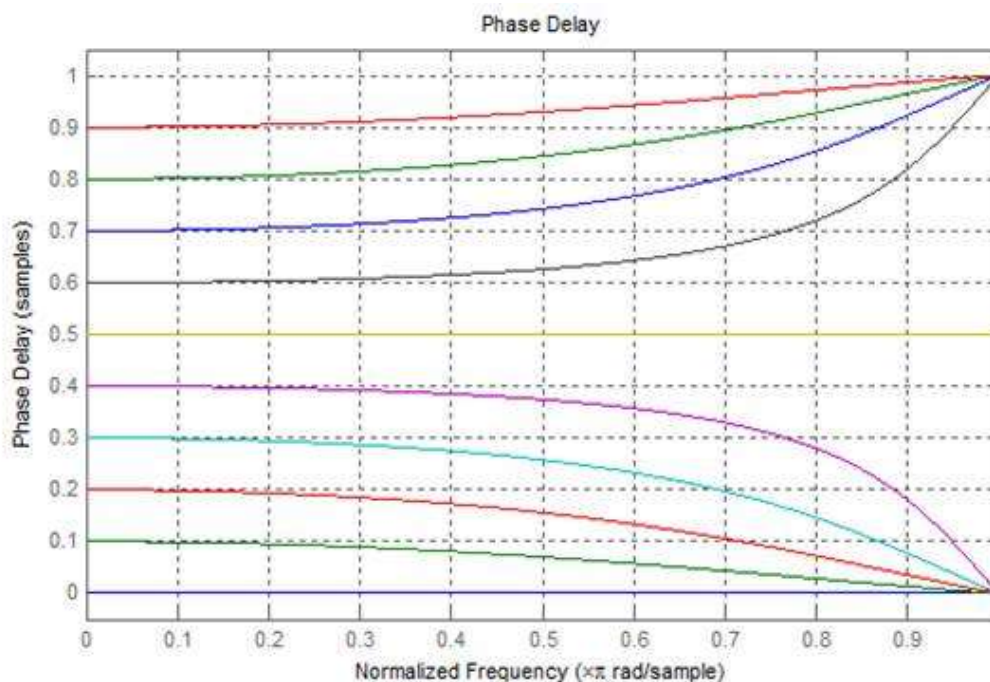


Рис. 3. Фазо-частотна характеристика фільтру на інтерполяторах Фарроу

Для M відліків сигналу використовуємо M різних поліномів. Записуємо поліноми Лагранжа у вигляді:

$$X_l^{M-1}(t) = \frac{\prod_{m=0, t \neq m}^{M-1} (\mu_l - m)}{\prod_{m=0, t \neq m}^{M-1} (t - m)}. \quad (7)$$

де t і m моменти дискретизації.

Для моментів дискретизації $t = (-2, -1, 0, 1)$ отримаємо: $t_0 = -2$, $t_1 = -1$, $t_2 = 0$; $t_3 = 1$. Використовуємо формулу (8) та отримуємо:

$$X_0^3(\mu_l) = \frac{(\mu_l + 1) \cdot \mu_l \cdot (\mu_l - 1)}{(-2 + 1) \cdot (-2) \cdot (-2 - 1)} = -\frac{1}{6} \cdot \mu_l^3 + \frac{1}{6} \cdot \mu_l;$$

$$X_1^3(\mu_l) = \frac{(\mu_l + 2) \cdot \mu_l \cdot (\mu_l - 1)}{(-1 + 2) \cdot (-1) \cdot (-1 - 1)} = \frac{1}{2} \cdot \mu_l^3 + \frac{1}{2} \cdot \mu_l^2 - \mu_l;$$

$$X_2^3(\mu_l) = \frac{(\mu_l + 2) \cdot (\mu_l + 1) \cdot (\mu_l - 1)}{2 \cdot 1 \cdot (-1)} = -\frac{1}{2} \cdot \mu_l^3 + \mu_l^2 + \frac{1}{2} \cdot \mu_l + 1;$$

$$X_3^3(\mu_l) = \frac{(\mu_l + 2) \cdot (\mu_l + 1) \cdot \mu_l}{(1 + 2) \cdot (1 + 1) \cdot (1)} = \frac{1}{6} \cdot \mu_l^3 + \frac{1}{2} \mu_l^2 + \frac{1}{3} \cdot \mu_l;$$

Отримаємо наступний вигляд поліному:

$$y_a(t) = \sum_{l=0}^3 y(l) \cdot X_l^{M-1}(\mu_l) = y(0) \cdot X_0^3(\mu_l) + y(1) \cdot X_1^3(\mu_l) + y(2) \cdot X_2^3(\mu_l) + y(3) \cdot X_3^3(\mu_l) \quad (8)$$

Подамо неперервний сигнал у вигляді кубічного поліному наступного вигляду:

$$y_a(t) = y(0) \cdot \left(-\frac{1}{6} \cdot \mu_l^3 + \frac{1}{6} \cdot \mu_l \right) + y(1) \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \mu_l^3 + \frac{1}{2} \cdot \mu_l^2 - \mu_l \right) + \\ + y(2) \cdot \left(-\frac{1}{2} \cdot \mu_l^3 + \mu_l^2 + \frac{1}{2} \cdot \mu_l + 1 \right) + y(3) \cdot \left(\frac{1}{6} \cdot \mu_l^3 + \frac{1}{2} \mu_l^2 + \frac{1}{3} \cdot \mu_l \right) \quad (9)$$

Тоді після підстановки (9) в (6) та шляхом приведення відносно ступенів μ_l^3 знаходимо поліноміальні коефіцієнти для структури Фарроу:

$$y(l) = x(n) \cdot \left(-\frac{1}{6} \cdot \mu_l^3 + \frac{1}{6} \cdot \mu_l \right) + x(n-1) \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \mu_l^3 + \frac{1}{2} \cdot \mu_l^2 - \mu_l \right) + x(n-2) \times \\ \times \left(-\frac{1}{2} \cdot \mu_l^3 + \mu_l^2 + \frac{1}{2} \cdot \mu_l + 1 \right) + x(n-3) \left(\frac{1}{6} \cdot \mu_l^3 + \frac{1}{2} \mu_l^2 + \frac{1}{3} \cdot \mu_l \right) = y(0) + \mu_l \cdot y(1) + (10) \\ + \mu_l^2 \cdot y(2) + \mu_l^3 \cdot y(3)$$

де:

$$y(0) = x(n-2), \quad y(1) = \frac{1}{6} \cdot x(n) - x(n-1) + \frac{1}{2} x(n-2) + \frac{1}{3} x(n-3),$$

$$y(2) = \frac{1}{2} x(n-1) + x(n-2) + \frac{1}{3} x(n-3),$$

$$y(3) = -\frac{1}{6} x(n) + \frac{1}{2} x(n-1) - \frac{1}{2} x(n-2) + \frac{1}{6} x(n-3).$$

Використаємо формулу (5) та представимо передавальну функцію поліфазного фільтру в наступному вигляді:

$$G_l(z) = C_0(z) + C_1(z) \cdot \mu_l + C_2(z) \cdot \mu_l^2 + C_3(z) \cdot \mu_l^3. \quad (11)$$

Отримано наступний вигляд коефіцієнтів полінома (11).

$$C_0(z) = z^{-2}, C_1(z) = \frac{1}{2}(z^{-3} - z^{-1}) - C_3(z), C_2(z) = z^{-3} - z^{-2} - C_1(z) - C_3(z), \quad (12)$$

$$C_3(z) = \frac{1}{6}(z^{-3} - z^0) + \frac{1}{2}(z^{-1} - z^{-2}).$$

Або остаточно: $C_0(z) = z^{-2}, C_1(z) = \frac{1}{6} - z^{-1} + \frac{1}{2} z^{-2} + \frac{1}{3} z^{-3},$

$$C_2(z) = \frac{1}{2} z^{-1} + z^{-2} + \frac{1}{3} z^{-3},$$

$$C_3(z) = -\frac{1}{6} + \frac{1}{2} z^{-1} - \frac{1}{2} z^{-2} + \frac{1}{6} z^{-3}.$$

Модифікована схема поліфазного фільтру Фарроу може бути представлена рис. 4 (варіант 1) та рис.1 шляхом заміни μ_l на $(2\mu_l - 1)$ (варіант 2). Особливість таких схем полягає в тому, що вони містять лише три операції множення (на рис. 1 загальний вигляд конструкції фільтру на інтерполяторах Фарроу, кількість операцій множення може відрізнятись від трьох). В схемах спочатку отримуємо коефіцієнт $C_0(z)$, після чого відбувається формування коефіцієнту $C_3(z)$, який далі використовується для розрахунку $C_1(z)$. Наступний крок, формування коефіцієнту $C_2(z)$ з коефіцієнтів $C_1(z)$ та $C_3(z)$.

Коефіцієнти кубічного поліному (12) залежать від відліків вихідного сигналу. Слід зазначити, що $C_1(z) \div C_3(z)$ залежать від чотирьох попередніх значень. Таким чином коефіцієнти полінома (11), відповідно до формули (12) можна отримати використовуючи нерекурсивні (КІХ) фільтри третього порядку.

Використаємо аналітичний вираз (2) для імпульсної характеристики інтерполяційного фільтру, а також базову структуру фільтру рис. 1 та опишемо ще один підхід до модифікації структури інтерполятора Фарроу для системи синхронізації. Замість μ_l у (2) використаємо конструкцію з (

$2\mu_l - 1$) для утворення дробового інтервалу. Представимо імпульсну характеристику фільтру наступним чином:

$$h_i[(n + \mu_l)T_{in}] = \sum_{m=0}^M c_m(n)(2\mu_l - 1)^m. \quad (13)$$

Тут $n = -N/2, -N/2 + 1, \dots, N/2 - 1$. Позначимо, аналогічно до розглянутого вище за $c_m(n)$ невідомі коефіцієнти поліному (на рис. 5 представлено імпульсні характеристики для використаної конструкції).

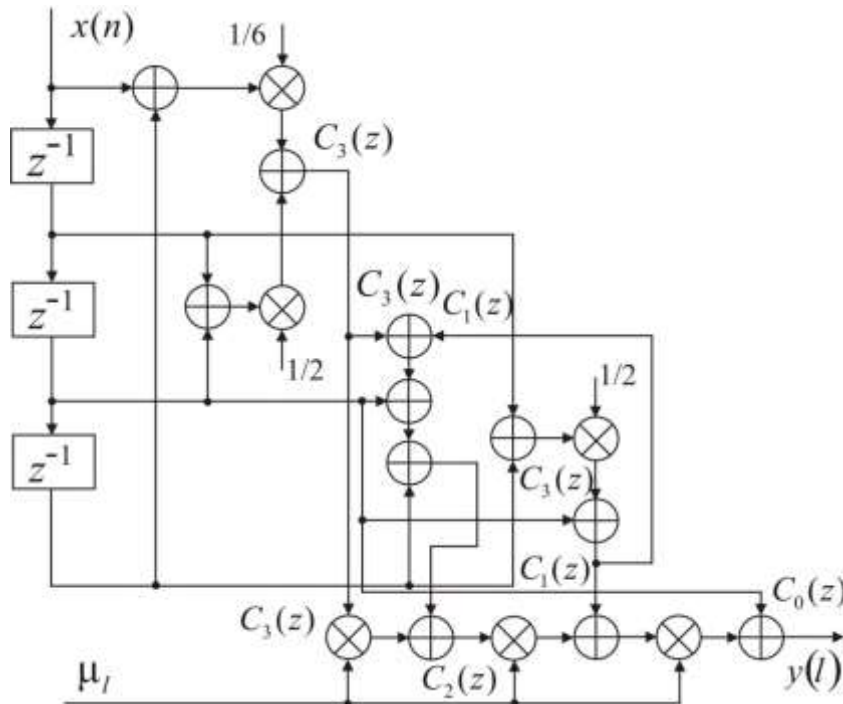


Рис.4. Модифікована схема поліфазного фільтра Фарроу (варіант 1)

Якщо μ_l буде змінюватись від 0 до 1, то імпульсна характеристика $h_i(t)$ буде приймати на кожному інтервалі $[kT_{in}, (k + 1)T_{in}]$ для $k = -N/2, \dots, N/2 - 1$ наступну конструкцію:

$$h_i(t) = \sum_{m=0}^M c_m(k) \left(\frac{2(t - kT_{in}) - 1}{T_{in}} \right)^m. \quad (14)$$

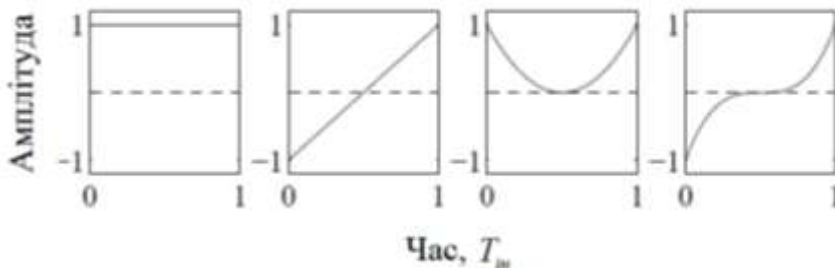


Рис. 5. Імпульсні характеристики (13) для конструкції полінома у вигляді $(2\mu_l - 1)^m$, де $m=0,1,2,3$

В цьому випадку властивості симетрії $h_i(-t) = h_i(t)$ можна представити так:

$$c_m(n) = (-1)^m c_m(-n-1), \quad (15)$$

для $m = 0, 1, \dots, M$ і $n = 0, 1, \dots, N/2 - 1$.

Представимо імпульсну характеристику $h_i(t)$ наступним виразом:

$$h_i(t) = \sum_{n=0}^{N/2-1} \sum_{m=0}^M c_m(n) f(n, m, t), \quad (16)$$

де $f(n, m, t)$ базисні функції.

$$f(n, m, t) = \begin{cases} \left(\frac{2(t - kT_{in}) - 1}{T_{in}} \right)^m, & nT_{in} < t < (n+1)T_{in} \\ \left(\frac{2(t + (n+1)T_{in}) - 1}{T_{in}} - 1 \right)^m, & -(n-1)T_{in} \leq t < -nT_{in} \\ 0, & \text{інш.} \end{cases} \quad (17)$$

На рис. 6 показаний процес побудови імпульсної характеристики за допомогою зважених базисних функцій (17).

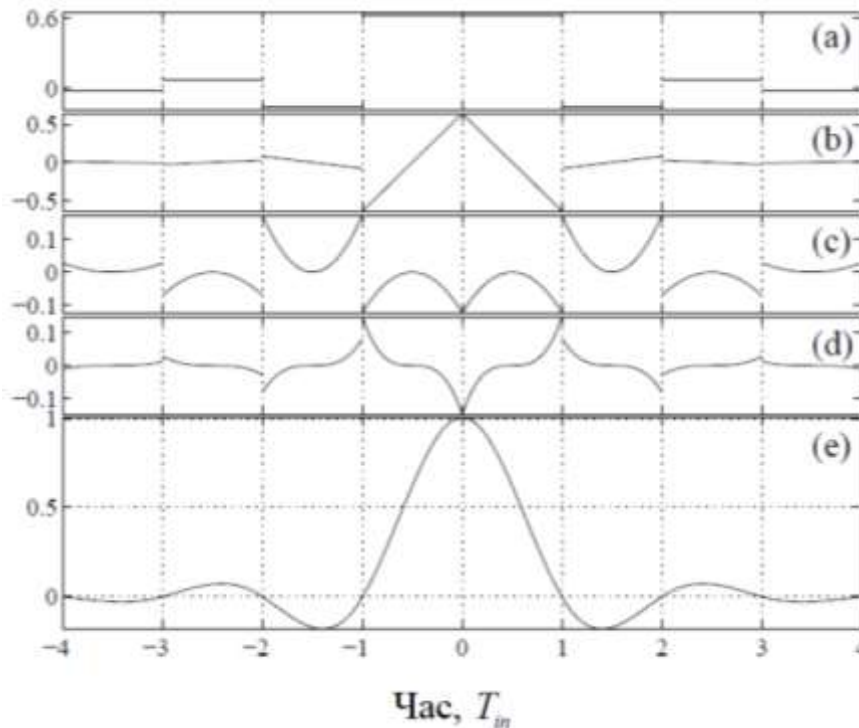


Рис. 6. Процес побудови загальної імпульсної характеристики для випадку $N = 8$ і $M = 3$ (довжина фільтру, ступінь інтерполяції відповідно): а – $m = 0$; б – $m = 1$; в – $m = 2$; д – $m = 3$; е – Σ

Таким чином з формули (15) робимо висновок, що поліноміальні коефіцієнти $c_m(n)$ симетричні. Використовуємо для утворення дробового інтервалу конструкцію з добутком $(2\mu_l - 1)$ та отримуємо модифіковану структуру Фарроу, яку представимо на рис.1. З рис.1 встановлюємо наступну відмінність від вихідної структури, а: – вихідні вибірки КІХ-фільтра (кінцева імпульсна характеристика) $v_M(n_l)$ множаться на $(2\mu_l - 1)$; – КІХ-фільтри мають передавальні функції: $C_m(z) = \sum_{k=0}^{N-1} c_m(k - N/2)z^{-k}$ для $m = 0, 1, \dots, M$, які володіють властивостями симетрії у відповідності до (16); – якщо $m = 0$ або парне, маємо таку умову симетрії: $c_m(N/2 - 1 + k) = c_m(-N/2 - k)$ для $k = 0, 1, \dots, N/2 - 1$; – у випадку непарних m : $c_m(N/2 - 1 + k) = -c_m(-N/2 - k)$ для $k = 0, 1, \dots, N/2 - 1$; – використовуючи такі властивості симетрії зменшується кількість коефіцієнтів з $(M + 1)N$ до $(M + 1)N/2$.

Слід зазначити, що дослідження показали таке: поліноміальний фільтр особливо добре підходить для передискретизації (ресемплінг) або вилучення відліків (децимації) в ціле число разів, а для дробових перетворень швидкостей, коли фактори інтерполяції і децимації низькі, досить ефективні фільтри на поліфазних інтерполяторах Фарроу, які можуть здійснювати довільну (іраціональну) передискретизацію або ресемплінг.

Мінімізацію обчислювальної складності фільтруючих пристроїв можна проводити шляхом застосування каскадної конструкції, поєднанням поліноміальних інтерполяторів з інтерполяторами за структурою Фарроу.

Розробка пристрою синхронізації засобів телекомунікацій шляхом використання поліфазних та багатофазних фільтрів

Описані вище результати синтезу та аналізу поліфазних конструкцій фільтрів на інтерполяторах, застосуємо при розробці пристрою синхронізації засобів телекомунікацій. Такий підхід, зокрема, описаний в роботі [1, 2]. Спочатку окреслимо можливості і основні особливості конструкції пристрою синхронізації, що розробляється у нашому дослідженні. Загальну структуру пристрою синхронізації представимо на рис. 7, тут враховуємо (1) та (2), а також позначення в цих формулах. Вибірki прийнятого сигналу здійснюються за допомогою фіксованого тактового сигналу дискретизації, таким чином відбір відліків несинхронізований з прийнятим сигналом. В цьому разі легко змінити частоту дискретизації, причому частота дискретизації не повинна бути кратна частоті символів. Крім того, немає необхідності в застосуванні системи фазового автоматичного підстроювання (ФАПЧ) [3].

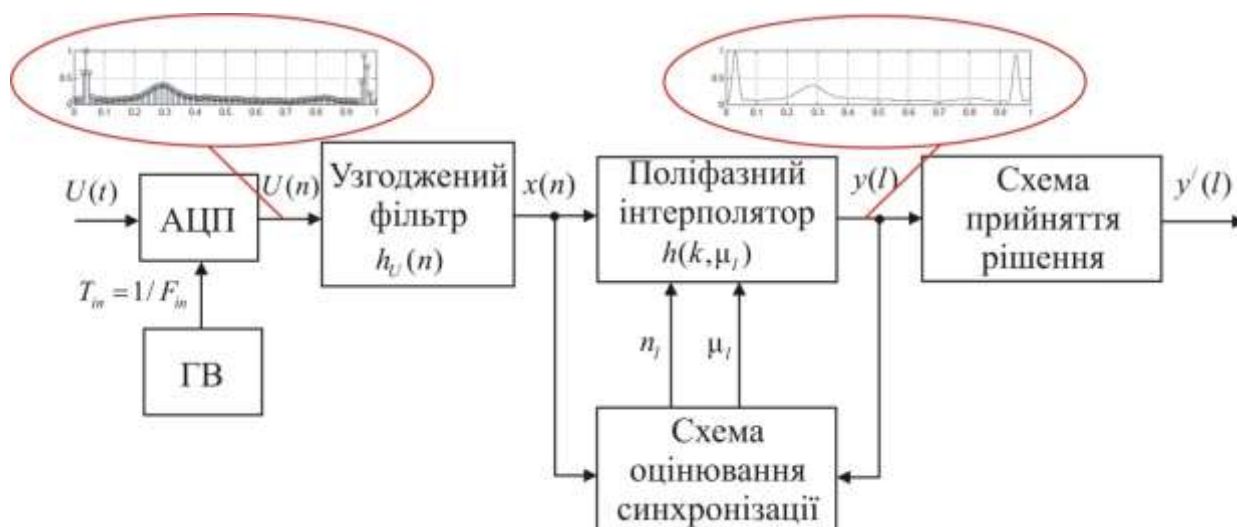


Рис. 7. Схема цифрового приймача із поліфазним інтерполятором: ГВ – генератор вибірок (тактів)

На рис. 8 представлено імітаційну схему системи передачі даних для дослідження пристрою синхронізації із поліфазним інтерполятором у відповідності до рис. 7.

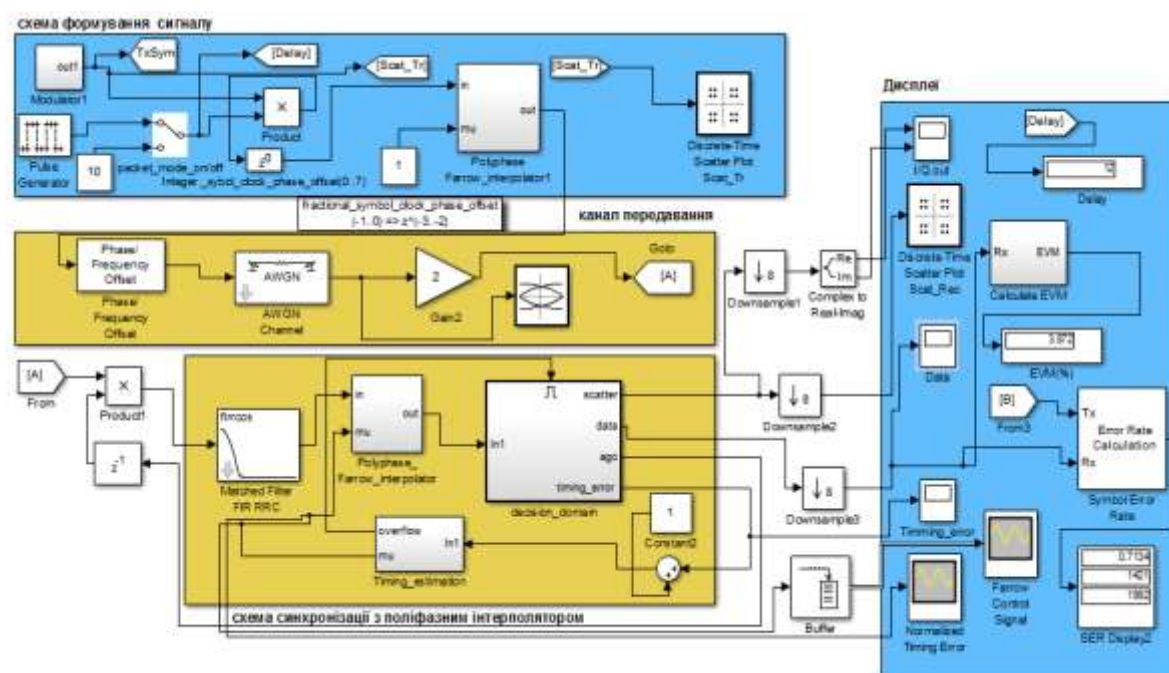


Рис. 8. Імітаційна схема системи передачі даних для дослідження пристрою синхронізації із поліфазним інтерполятором

Модифікована схема поліфазного фільтра Фарроу може бути представлена рис. 9. Особливість такого фільтра, як було зазначено вище, полягає в тому, що він передбачає лише три операції множення. В системі, зображеній на рис. 8, сигнал утворюється в «блоці формування сигналу», до складу якого входить підсистема «модулятор». Тут вихідний сигнал після скремб-

лювання потрапляє на кодер Грея, далі відбувається диференційне кодування, екстраполяція, передискретизація («Upsample») та обмеження сигналу за спектром фільтруючим пристроєм («FIR Filter»). Далі в системі на рис. 8 вихідний сигнал потрапляє на підсистему поліфазного інтерполятору «Polyphase interpolator», в канал передачі інформації. Фазова помилка задається блоком «Phase offset».

Приймання переданої інформації виконується за допомогою пристрою оброблення сигналів, в основу якого покладена схема синхронізації з поліфазним інтерполятором. До складу пристрою, у відповідності до рис. 8, входить: узгоджений фільтр «Matched filter» (цифровий КІХ – фільтр нижніх частот, типу піднесений косинус, порядок – 32, тип вікна - Вохсар), поліфазний інтерполятор «Polyphase_Farrow_interpolator», підсистема якого представлена на рис.9, підсистема оцінювання синхронізації, де у відповідності до формули (1) формуються: n_l - вихідна координата, яка визначає $I = I_2 - I_1 + 1$ відліків сигналу для використання l -м інтерполятором; μ_l - дробовий інтервал дискретизації, який визначає коефіцієнти фільтра l -го інтерполянта. У відповідності до рис. 4 розроблена в роботі підсистема поліфазного інтерполятора містить два входи «in» та «mu».

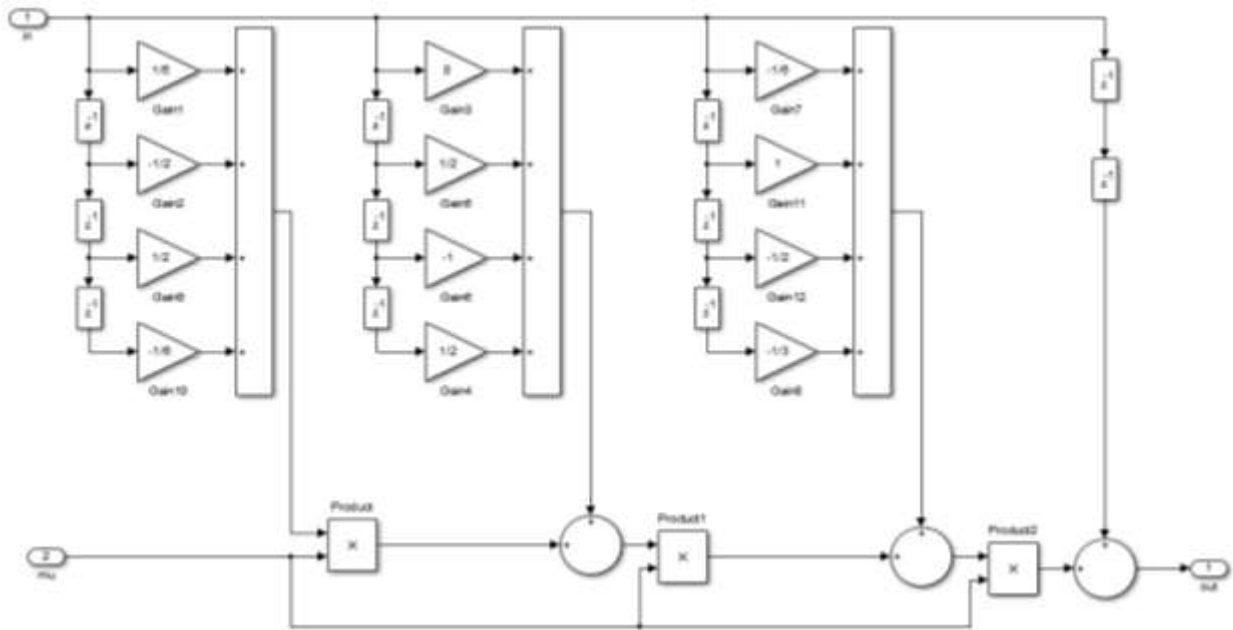
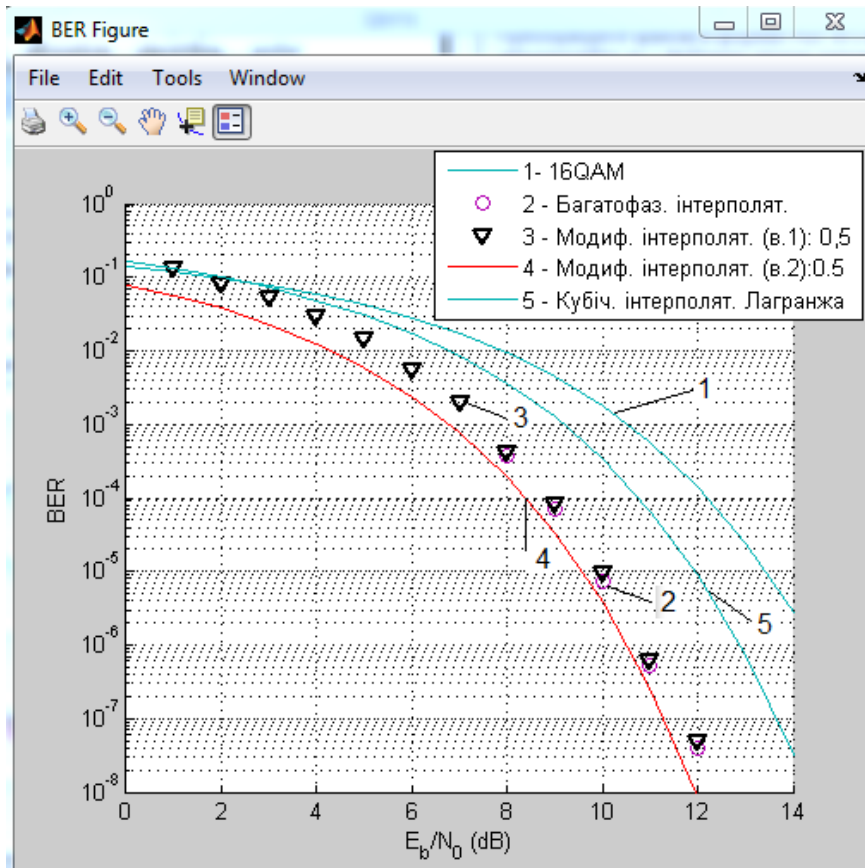
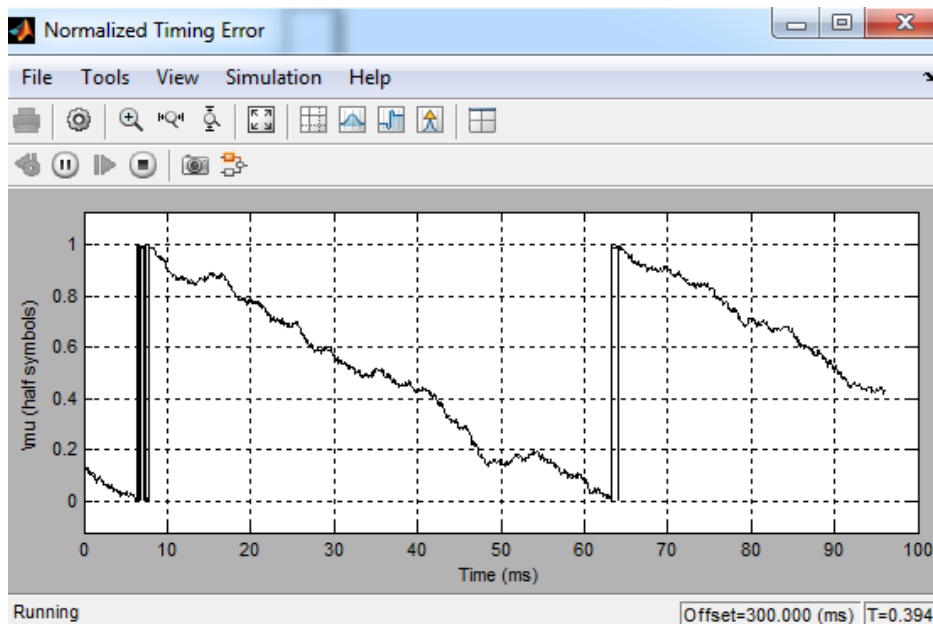


Рис. 9. Імітаційна схема поліфазного модифікованого інтерполятора Фарроу

На рис. 10 та 11 зображено результати дослідження запропонованої системи синхронізації в середовищі Matlab: залежності ймовірності помилки на біт (BER – Bit error rate) від E_b/N_0 , сигнал нормованої помилки синхронізації, констеляційні діаграми.



а



б

Рис.10. Залежності ймовірності помилки на біт (BER) від E_b/N_0 - а: 1 –16QAM; 2 – багатофазний інтерполятор; 3 – модифікований інтерполятор (варіант 1); 4 – (варіант 2); 5 – кубічний інтерполятор та б - сигнал нормованої помилки синхронізації ($\mu = 0,5$)

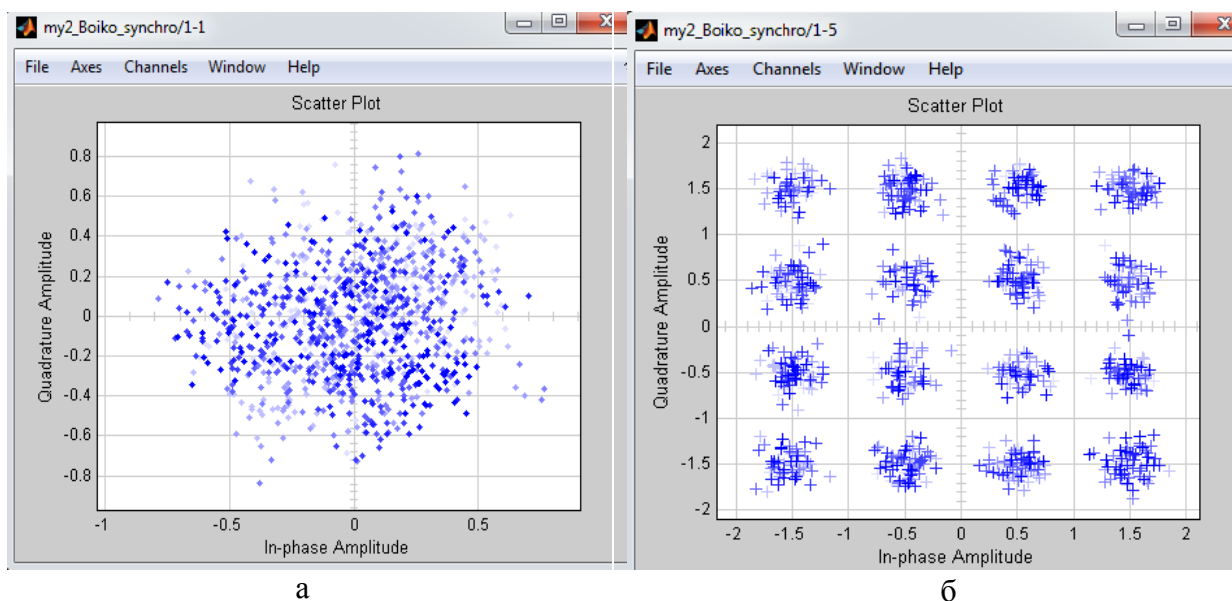


Рис. 11. Констеляційна діаграма після каналу передачі інформації: а – за наявності фазо-частотних спотворень; б – при спрацюванні пристрою синхронізації (+ – ущільнення які відповідають істинним точкам сузір'я)

Оцінювання роботи пристрою синхронізації проводилось шляхом дослідження динаміки зміни сигналів управління та стану помилки в структурі інтерполяційних пристроїв з модифікованим інтерполятором за різних значень дробового інтервалу. Спостерігалась зміна стану сигналів та виникнення артефактів у вигляді різких змін стану помилки синхронізації при зміні показника μ .

Висновки

На сьогодні актуальною задачею є використання модифікованих способів синхронізації, на основі врахування впливу завад сусідніх символів на фазовий критерій тракту, зокрема проведення синтезу та аналітичного опису модифікованих систем тактової синхронізації, що дозволяє покращити характеристики цифрових каналів.

Отримані в роботі математичні моделі та результати експериментальних досліджень дозволяють:

- 1) оптимізувати процес відновлення фазової та тактової синхронізації, намітити підходи до подальшого розвитку та узагальнення основних концептуальних положень сучасної теорії систем синхронізації з метою вирішення задачі підвищення завадостійкості систем передачі інформації шляхом обґрунтування і аналізу пристроїв синхронізації та фільтрації на основі поліфазних інтерполяційних схем;
- 2) розширити теоретичну інтерпретацію аналітичного опису функціонування та оптимізації параметрів приймачів з модифікованими пристроями синхронізації в умовах реального комплексу завад;
- 3) використанням кубічного інтерполятора Лагранжа в схемі синхронізації блоку оброблення сигналів з 16QAM (умови експерименту), отримати

виграш у відношенні сигнал/шум на рівні 1,4 дБ для $BER=10^{-4}$;

4) використанням модифікованих інтерполяційних схем та багатофазних узгоджених фільтруючих схем (криві 3 та 2 на рис.10), отримати виграш у відношенні сигнал/шум на рівні 3дБ для $BER=10^{-4}$ і для модифікованого інтерполяційного пристрою на рівні 3,4 дБ.

5) зробити висновок, що продуктивність інтерполяційних пристроїв переважна для високих значень E_b / N_0 .

Перелік посилань

1. Бойко Ю.М. Проблеми синтезу пристроїв тактової синхронізації приймачів супутникових телекомунікаційних систем передачі інформації /Ю.М. Бойко, О.І. Єрмоєнко – Вісник НТУУ КПІ. Телекомунікації, радіолокація і навігація, електроакустика – Київ. – 2014, № 58. – С. 55-66.

2. Бойко Ю.М. Оптимізація пристроїв синхронізації приймачів захищених телекомунікаційних систем передачі інформації //Ю.М. Бойко, О.І. Єрмоєнко, В.М. Ткачук – Вісник Вінницького політехнічного інституту. – Вінниця. - 2014. № 5. – С. 144-151.

3. Бойко Ю.М. Проектування та моделювання систем синхронізації у цифрових приймачах QPSK – сигналів систем супутникового зв'язку //Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки – Хмельницький. – 2012. - №3. – С. 162-171. – ISSN 2307-5732.

4. Бойко Ю.М. Перспективи розвитку теорії пристроїв тактової синхронізації приймачів супутникових телекомунікаційних систем /Ю.М. Бойко, О.І. Єрмоєнко //V-й Міжнародний радіоелектронний форум «Приклада радіоелектроніка. Стан та перспективи розвитку» МРФ-2014, 14-17-жовтня 2014 р. Харків, ХНУРЕ. – С.238-241.

5. Єрмоєнко О.І. Аналіз моделей систем синхронізації у цифрових приймачах /О.І. Єрмоєнко, Ю.М. Бойко //Матеріали XIII міжнародної науково-практичної конференції «ВОГПП-13-2014». – Одеса: Одес. нац. акад. зв'язку ім. Попова 6-12 червня – 2014. С.194-196.

6. Бойко Ю.М. Визначення впливу конфігурації фільтруючих пристроїв на завадостійкість телекомунікаційних систем передачі інформації /Ю.М. Бойко, О.І. Єрмоєнко //XII Міжнародна конференція «Контроль і управління в складних системах» КУСС – 2014, 14-16 жовтня 2014 р. Вінниця, ВНТУ. С. 95.

7. Бойко Ю.М. Оцінка статистичних показників пристроїв тактової синхронізації засобів телекомунікацій /Ю.М. Бойко, О.І. Єрмоєнко //Матеріали 4-ї Міжнародної науково-практичної конференції “Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки”, PREDT - 2014, 23-25 жовтня 2014 р. Чернівці, Чернівецький національний університет ім. Юрія Федьковича. С. 33.

8. Juliy Mikolayovych Boiko, Alexander Ivanovych Eromenko. Improvements Encoding Energy Benefit in Protected Telecommunication Data Transmission Channels. Scientific Journal «Communications». Science Publishing Group, USA. Vol. 2, N^o. 1, 2014, pp. 7-14. doi: 10.11648/j.com.20140201.12.

9. J. Boiko, O. Eromenko. Noise immunity assessment in telecommunication systems with cascade encoding structures //TCSET'2014 IEEE February 25 – March 1, 2014, Lviv – Slavske. P. 431-433.

10. J. Boiko, O. Eromenko. Solutions Improve Signal Processing In Digital Satellite . Communication Channels //20th International IEEE Conference on Microwaves, Radar, and Wireless Communications, Poland, Gdansk, June 16-18, 2014. P. 126-129.

11. Косяк І.В. Динамічне перетворення частоти дискретизації на основі поліфазного

фільтра /І.В. Косяк//Реєстрація, зберігання і обробка даних. – 2009. – Т.11, №4. – С. 68-77.

12. Шарый С.П. Курс вычислительных методов: Учебник по курсу вычислительных методов. – Новосибирск: Институт вычислительных технологий СО РАН., 2015. – 506с.

References

1. Boiko J. M. Synthesis problems of clock synchronization devices for receivers of satellite telecommunication data transmission systems /J. M. Boiko, A.I. Eromenko //Bulletin of National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute" Series — Radiotechnique. Radioapparatus building. — 2014. — Ed. 58. — 55-66 p.

2. Boiko Yu. M. Optimization of receiver synchronization devices of protected telecommunication data transmission systems /Yu. M. Boiko, O. I. Yeriomenko, V. M. Tkachuk //Visnyk Vinnickogo politechnichnogo institute Series – Radioelectronics and equipment radioelectronic. – 2014. - Ed. 5. — 144-151.p.

3. Boiko J.M. Eromenko O.I. Proektuvannya ta modeluvannya sistem sinchronizaciy u cifrovich priymachah QPSK-signaliv system suputnikovogo zvyazku [Design and simulation of synchronization in digital receivers QPSK - signal satellite communication systems] Visnik Khmel'nitskogo nacionalnogo universitetu 2012, No. 3, pp. 162 - 171.

4. Boiko J.M. Perspektivi rozvitku pristroiv taktovoi sinchronizaciy pryimachiv suputnikovych telekomunikaciynych system [Prospects for the development of the theory of clock synchronization devices the satellite telecommunication systems] *V – I Miznarodnii radioelektronniy forum: prikladna radioelektronika. Stan i perspektivi rozvitku" MMF-2014., 14-17 zovtnya 2014 r. Kharkiv "KNURE", pp. 238-241.*

5. Eromenko O.I. Analiz modeley system sinchronizaciy u cifrovich priymachach /O.I. Eromenko, J.M. Boiko //Materialy XIII miznarodnoi naukovo-praktichnoy konferenciy «VOTTP-13-2014». – Odessa: Odes. nac. acad. zv'yazku im. Popova 6-12 cervnuya – 2014. P.194-196.

6. Boiko J. M. Vznachennya vplyvu konfiguraciyi filtrujuchich pristroyv na zavadostiykist' telekomunikaciynych system peredachi informaciy /J.M. Boiko, O.I. Eromenko //XII Miznarodna konferenciya "Kontrol i upravlinya v skladnych systemach" KUSS – 2014, 14-16 zovtnya 2014 r. Vinnica, VNTU. P. 95.

7. Boiko J.M. Ocinka statistichnich pokaznikov pristroiv taktovoi sinchronizaciy zasobiv telekomunikaciy /J.M. Boiko, O.I. Eromenko //Materialy naukovo-praktichnoi konferenciy "Fiziko-technologichni problemy radiotechnichnich pristroiv, zasobiv telekomunikaciy, nano-ta mikroelektronnyki", PREDT-2014, 23-25 zovtnya 2014 r. Chernivci, Chernivets'kiy nacionalniy universytet im. Yuriya Fed'kovicha. – P. 33.

8. Juliy Mikolayovych Boiko, Alexander Ivanovych Eromenko. Improvements Encoding Energy Benefit in Protected Telecommunication Data Transmission Channels. *Scientific Journal «Communications». Science Publishing Group, USA. Vol. 2, No. 1, 2014, pp. 7-14. doi: 10.11648/j.com.20140201.12.*

9. J. Boiko, O. Eromenko. Noise immunity assessment in telecommunication systems with cascade encoding structures //TCSET'2014 IEEE February 25 – March 1, 2014, Lviv – Slavske. P. 431-433.

10. J. Boiko, O. Eromenko. Solutions Improve Signal Processing In Digital Satellite Communication Channels //20th International IEEE Conference on Microwaves, Radar, and Wireless Communications, Poland, Gdansk, June 16-18, 2014. P. 126-129.

11. Kosyak I.V. Dinamichne peretvorennya chastoty discretizaciyi na osnovi polifaznogo filtra /I.V. Kosyak //Reestraciya, zberigannya i obrobka dannich. – 2009. – Т.11, №4. –P. 68-77.

12. Shary S.P. Kurs vichislitelnykh metodov: uchebnik po kursu vichislitelnykh metodov. – Novosibirsk: Institut vichislitelnykh technology SO RAN., 2015. – 506 с.

Бойко Ю. М. Підвищення завадостійкості блоків оброблення сигналів засобів телекомунікацій на основі модифікованих схем синхронізації. У роботі представлені математичні моделі формалізації аналітичного опису процесу синтезу поліфазних фільтрів пристроїв синхронізації блоків обробки сигналів засобів телекомунікацій. Запропоновано пристрій синхронізації засобів телекомунікацій шляхом використання поліфазних та багатofазних фільтрів. Розроблено імітаційну схему каналу передавання інформації з використанням рішень поліфазної інтерполяції. Показано, що використання такого підходу дозволяє здійснити структурний синтез пристрою тактової синхронізації, підвищити завадостійкість блоків оброблення сигналів та отримати вигоди від застосування модифікованих схем для заданого рівня ймовірності бітової помилки.

Ключові слова: синхронізація, поліфазний фільтр, завадостійкість, інтерполяція.

Бойко Ю. Н. Повышение помехоустойчивости блоков обработки сигналов средств телекоммуникаций на основе модифицированных схем синхронизации. В работе представлены математические модели формализации аналитического описания процесса синтеза полифазных фильтров устройств синхронизации блоков обработки сигналов средств телекоммуникаций. Предложено устройство синхронизации средств телекоммуникаций путем использования полифазных и многофазных фильтров. Разработана имитационная схема канала передачи информации с использованием решений полифазной интерполяции. Показано, что использование такого подхода позволяет осуществить структурный синтез устройства тактовой синхронизации, повысить помехоустойчивость блоков обработки сигналов и получить выгоды от применения модифицированных схем для заданного уровня вероятности битовой ошибки.

Ключевые слова: синхронизация, полифазный фильтр, помехоустойчивость, интерполяция.

Boiko J. M. Increasing the noise immunity of signal processing units of telecommunications on the basis of the modified synchronization schemes.

The paper presents mathematical models formalizing analytical description of the synthesis filters polyphasic device synchronization signal processing blocks of telecommunications. A device synchronization of telecommunications using polyphasic and polyphase filters is offered. The peculiarity of these schemes is that they contain only three multiplications. It was determined that the fractional change speeds when interpolation and decimation factors are low enough effective filters polyphasic interpolators Farrow, who can effectively arbitrary (irrational) resampling. A simulation scheme of information transmission channel using polyphase interpolation solutions is presented. It is shown that this approach allows for structural synthesis device clock synchronization, enhance immunity signal processing blocks and get the advantage of the modified scheme for a given level of probability of bit errors. Experimentally, the use of cubic Lagrange interpolators in the circuit block synchronization signal processing with 16QAM (experimental conditions) allows you to gain at 1.4 dB for $BER = 10^{-4}$, modified interpolation scheme and agreed multiphase filtering scheme allow you to gain at 3 dB for $BER = 10^{-4}$ and modified interpolation device at 3.4 dB Performance interpolation device is primarily for high values E_b / N_0 .

Keywords: synchronization, polyphase filter, noise immunity, interpolation.