

УДК 621.396.96

Ю.М. БОЙКО

Хмельницький національний університет

В. М. ТКАЧУК

Вінницький технічний коледж

РОЗРОБКА ТА АНАЛІЗ МОДИФІКОВАНИХ СХЕМ СИНХРОНІЗАЦІЇ БЛОКІВ ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ ЗАСОБІВ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ

Проведено аналіз принципів реалізації процесу нерівномірної дискретизації з метою ефективного вирішення проблеми зміни частоти дискретизації на будь-яку довільну частоту дискретизації. Запропоновано метод перетворення частоти дискретизації за допомогою поліфазних фільтрів, які введено до складу блоку оброблення сигналів. Розроблено механізм та математичні моделі формалізації опису процесу побудови модифікованої конструкції поліфазних фільтрів для використання їх в пристроях синхронізації засобів телекомунікацій. Розглянуто питання ефективного перетворення частоти дискретизації між довільними відліками з метою мінімізації обчислювальної складності поліфазних структур та запропоновано каскадну конструкцію на поліноміальних інтерполяторах для блоків синхронізації засобів телекомунікацій. Розроблено модифіковану схему синхронізації блоків оброблення сигналів засобів телекомунікацій з використанням запропонованих поліфазних фільтрів. Сформовано *Simulink*-модель модифікованого пристрою синхронізації та імітаційним моделюванням отримано залежності для визначення результатів підвищення завадостійкості методом око-діаграм, констеляційних діаграм при застосуванні запропонованих схем.

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

J.M. BOIKO

Khmelnyskyi National University

V. M. TKACHUK

Vinnytsia Technical College

DEVELOPMENT AND ANALYSIS OF THE MODIFIED SYNCHRONIZATION SCHEME SIGNAL PROCESSING UNITS OF TELECOMMUNICATIONS DEVICES

Abstract - The analysis of the principles of non-uniform sampling to solve the problem, change the sampling frequency at any arbitrary sample rate. A method for converting the sampling frequency using polyphasic filters are incorporated into the signal processing unit. Mathematical models formalizing the process of building retrofit design polyphasic filters for use in devices synchronization of telecommunications. The question of effective sampling rate conversion between any samples in order to minimize the computational complexity polyphasic structures and cascade design proposed for polynomial interpolation for blocks synchronization of telecommunications. A modified circuit block synchronization signal processing telecommunications using polyphasic proposed filters. Formed Simulink-model and modified device synchronization obtained by simulation for determining results depending improve noise immunity by eye charts, constellation diagrams in the application of the proposed schemes.

Keywords: resampling, polyphasic filter, synchronization, interpolation.

Вступ

При дискретизації сигналу, що згадується в контексті цифрової обробки сигналів, звичайно передбачається, що вибірка вважається детермінованою і періодичною. Перетворення частоти дискретизації $F = 1/T$ представляє собою зміну частоти дискретизації дискретного сигналу. Коли нова частота дискретизації вища за дійсну так, що $F' > F$ і $T' < T$, то загалом цей процес називається інтерполяцією, суть якої полягає в додаванні нулів кількості $(F'/F) - 1$ між двома сусідніми відліками. В результаті утворюється нова послідовність із частотою дискретизації F' , до якої застосовується інтерполяційний фільтр. Коли нова частота дискретизації нижче за дійсну так, що $F' < F$ і $T' > T$, то цей процес називається децимацією. При цьому з послідовності $x(n)$ відкидаються $(F'/F) - 1$ відліків між відліками $x(i)$ і $x(i + F'/F)$. Але, перед усуненням «зайвих» відліків виконують фільтрацію сигналу з метою усунення високочастотних складових, щоб не допустити виникнення їх накладень. Перетворення частоти дискретизації за допомогою інтерполяції або децимації може здійснюватися в ціле число раз. У випадках, коли коефіцієнт перетворення є раціональним числом M/N , застосовують послідовне виконання інтерполяції в M разів і децимації в N разів. При правильному виборі цілих коефіцієнтів M і N можна реалізувати практично будь-яке значення коефіцієнта перетворення.

Дискретизація може бути рівномірною, якщо крок дискретизації рівномірний, і нерівномірною. Нерівномірна дискретизація буває адаптивною, програмною або випадковою. При адаптивній дискретизації крок дискретизації вибирають залежно від характеру зміни сигналу в розглянутий проміжок часу, а програмна дискретизація проводиться за заздалегідь установленою програмою роботи.

Спеціальні інтерполяційні фільтри можна використати для розрахунку нових вибірових значень $y(l)$ в довільних точках $t_l = (n_l + \mu_l)T_m$ між існуючими відліками $x(n_l)$ і $x(n_l + 1)$. Тут T_m – період вибірки. На рис. 1: $y_a(t)$ – вихідний неперервний сигнал, а $x_a(t)$ – сигнал отриманий за допомогою

дискретних відліків $x(n)$. Значення дискретного відліку позначено на рисунку як $n_l T_{in}$ та $\mu_l \in [0,1)$ – дробовий інтервал.

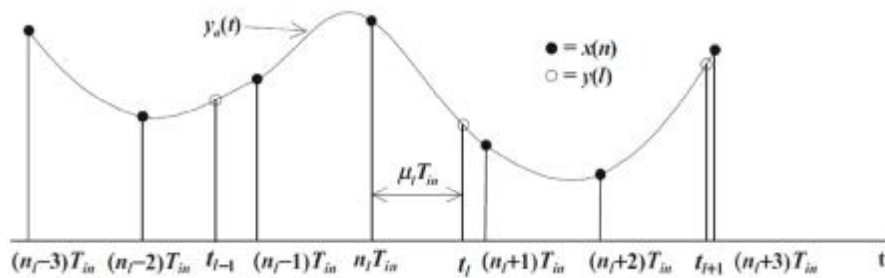


Рис. 1. Приклад інтерполяції в часовій області

Будемо використовувати вхідні параметри n_l і μ_l для визначення часових відліків t_l для l -ї вихідної вибірки $y(l) = y_a(t_l)$ і $t_l = (n_l + \mu_l)T_{in}$. На рис. 2 представлена узагальнена блок-схема інтерполяційного фільтра.

Найбільш відповідна структура поліфазного фільтра для відновлення нерівномірної дискретизації була запропонована Фарроу. Структура Фарроу базується на поліноміальній інтерполяції і забезпечує ефективне вирішення проблеми зміни частоти дискретизації на будь-яку довільну частоту дискретизації. Класичні методи поліноміальної інтерполяції побудовані на інтерполюванні значень функції багаточленом певного ступеня.

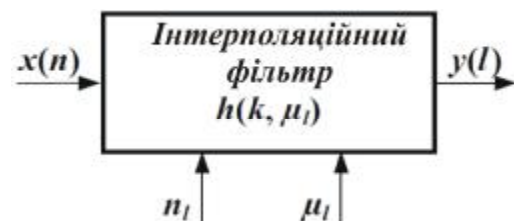


Рис. 2. Узагальнена блок-схема інтерполяційного фільтра

Правильна демодуляція квадратурних сигналів можлива лише когерентним способом, для чого необхідно максимально точно виконати умову синхронізації по фазі місцевого опорного генератора приймального пристрою з несучою. У випадку цифрового супутникового телекомунікаційного каналу немає можливості безпосередньо синхронізувати передавач і приймач [1–10], тому копію несучої в приймачі необхідно відновлювати з прийнятого сигналу, крім того важливо забезпечити правильну роботу пристрою тактової синхронізації [1, 2, 7].

Для підвищення ефективності синхронізації в роботі пропонується метод перетворення частоти дискретизації за допомогою поліфазних фільтрів які введено до складу блоку оброблення сигналів. 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 [11, 12]. В цьому випадку на перший план виходять питання оптимізації обчислювальної здатності таких фільтрів, отже, необхідно розробити механізм та математичні моделі побудови модифікованої конструкції таких пристроїв для використання їх в пристроях синхронізації засобів телекомунікацій. Саме цим актуальним питанням присвячена стаття. З метою практичного дослідження пристроїв синхронізації телекомунікаційних систем в роботі використано методи математичного та імітаційного моделювання, з використанням засобів Simulink, Matlab, AWR, середовища Wolfram Mathematica, Mathcad.

Аналіз останніх досліджень і публікацій та розробка питання синтезу поліфазних фільтрів пристроїв синхронізації блоків обробки сигналів засобів телекомунікацій

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

Основне рівняння інтерполяції дискретного сигналу записується у вигляді [11, 12]:

$$y(lT_l) = y[(n_l + \mu_l)T_{in}] = \sum_{i=I_1}^{I_2} x[(n_l - i)T_{in}] h_l[(i + \mu_l)T_{in}], \quad (1)$$

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 $I = I_2 - I_1 + 1$ відліків сигналу для використання l -м інтерполятором; μ_l – дробовий інтервал дискретизації, який визначає коефіцієнти фільтра l -го інтерполянта.

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

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

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:

$$y(l) = \sum_{i=I_1}^{I_2} x(n_l - i) \sum_{m=0}^M c_m(i) \mu_l^m = \sum_{m=0}^M \mu_l^m \sum_{i=I_1}^{I_2} c_m(i) x(n_l - i) = \sum_{m=0}^M \mu_l^m n(m). \quad (3)$$

$$n(m) = \sum_{i=I_1}^{I_2} c_m(i) x(n_l - i), \quad (4)$$

де $n(m)$ – 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:

$$C_m(z) = \sum_{i=I_1}^{I_2} c_m(i) z^{-i}. \quad (5)$$

Таким чином, вираз (5) поліном 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. 3. Тут використано позначення $x(n_l - \frac{N}{2})$, 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 .

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

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

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

Для M відліків сигналу використовуємо M різних поліномів. Записуємо поліноми Лагранжа [13]:

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

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 (7) та отримаємо:

$$\begin{aligned} X_0^3(\mu_l) &= \frac{(\mu_l + 1) \cdot \mu_l \cdot (\mu_l - 1)}{(-2 + 1) \cdot (-2) \cdot (-2 - 1)} = -\frac{1}{6} \cdot \mu_l^3 + \frac{1}{6} \cdot \mu_l; \\ X_1^3(\mu_l) &= \frac{(\mu_l + 2) \cdot \mu_l \cdot (\mu_l - 1)}{(-1 + 2) \cdot (-1) \cdot (-1 - 1)} = \frac{1}{2} \cdot \mu_l^3 + \frac{1}{2} \cdot \mu_l^2 - \mu_l; \\ X_2^3(\mu_l) &= \frac{(\mu_l + 2) \cdot (\mu_l + 1) \cdot (\mu_l - 1)}{2 \cdot 1 \cdot (-1)} = -\frac{1}{2} \cdot \mu_l^3 + \mu_l^2 + \frac{1}{2} \cdot \mu_l + 1; \\ X_3^3(\mu_l) &= \frac{(\mu_l + 2) \cdot (\mu_l + 1) \cdot \mu_l}{(1 + 2) \cdot (1 + 1) \cdot (1)} = \frac{1}{6} \cdot \mu_l^3 + \frac{1}{2} \cdot \mu_l^2 + \frac{1}{3} \cdot \mu_l; \end{aligned} \quad (8)$$

Неперервний сигнал опишемо кубічними поліномами наступного вигляду:

$$y_a(t) = \sum_{l=0}^3 y(l) \cdot X_l^{M-1}(\mu_l) = y(0) \cdot X_0^3(\mu_l) + y(1) \cdot X_1^3(\mu_l) + y(2) \cdot X_2^3(\mu_l) + y(3) \cdot X_3^3(\mu_l), \quad (9)$$

або:

$$y_a(t) = y(0) \cdot \left(-\frac{1}{6} \cdot \mu_l^3 + \frac{1}{6} \cdot \mu_l \right) + y(1) \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \mu_l^3 + \frac{1}{2} \cdot \mu_l^2 - \mu_l \right) + \\ + y(2) \cdot \left(-\frac{1}{2} \cdot \mu_l^3 + \mu_l^2 + \frac{1}{2} \cdot \mu_l + 1 \right) + y(3) \cdot \left(\frac{1}{6} \cdot \mu_l^3 + \frac{1}{2} \mu_l^2 + \frac{1}{3} \cdot \mu_l \right) \quad (10)$$

Тоді після підстановки (8) в (6) та шляхом приведення відносно ступенів μ_l^3 знаходимо поліноміальні коефіцієнти для структури Фарроу:

$$y(l) = x(n) \cdot \left(-\frac{1}{6} \cdot \mu_l^3 + \frac{1}{6} \cdot \mu_l \right) + x(n-1) \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \mu_l^3 + \frac{1}{2} \cdot \mu_l^2 - \mu_l \right) + x(n-2) \times \\ \times \left(-\frac{1}{2} \cdot \mu_l^3 + \mu_l^2 + \frac{1}{2} \cdot \mu_l + 1 \right) + x(n-3) \left(\frac{1}{6} \cdot \mu_l^3 + \frac{1}{2} \mu_l^2 + \frac{1}{3} \cdot \mu_l \right) = y(0) + \mu_l \cdot y(1) + \\ + \mu_l^2 \cdot y(2) + \mu_l^3 \cdot y(3) \quad (11)$$

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

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

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

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

$$G_l(z) = C_0(z) + C_1(z) \cdot \mu_l + C_2(z) \cdot \mu_l^2 + C_3(z) \cdot \mu_l^3, \quad C_0(z) = z^{-2}, \quad C_1(z) = \frac{1}{6} - z^{-1} + \frac{1}{2} z^{-2} + \frac{1}{3} z^{-3}, \\ C_2(z) = \frac{1}{2} z^{-1} + z^{-2} + \frac{1}{3} z^{-3}, \quad C_3(z) = -\frac{1}{6} + \frac{1}{2} z^{-1} - \frac{1}{2} z^{-2} + \frac{1}{6} z^{-3}. \quad (12)$$

Коефіцієнти кубічного поліному (9) залежать від відліків вихідного сигналу. Слід зазначити, що $C_1(z) \div C_3(z)$ залежать від чотирьох попередніх значень. Таким чином коефіцієнти полінома (9), відповідно до формули (11) можна отримати використовуючи нерекурсивні (КІХ) фільтри третього порядку.

Використовуємо формулу (12) та коефіцієнти поліфазного фільтру. Отримаємо наступне:

$$C_3(z) = -\frac{1}{6} + \frac{1}{2} z^{-1} - \frac{1}{2} z^{-2} + \frac{1}{6} z^{-3}, \quad C_3(z) = \frac{1}{6} (z^{-3} - z^0) + \frac{1}{2} (z^{-1} - z^{-2}), \\ C_1(z) + C_3(z) = \frac{1}{2} z^{-1} + \frac{1}{2} z^{-3} = \frac{1}{2} (z^{-1} + z^{-3}), \quad C_1(z) = \frac{1}{2} (z^{-3} - z^{-1}) - C_3(z), \\ C_1(z) + C_2(z) + G_3(z) = z^{-3} - z^{-2}, \quad C_2(z) = z^{-3} - z^{-2} - C_1(z) - C_3(z). \quad (13)$$

Такі перетворення дозволяють отримати наступний вигляд коефіцієнтів полінома (12):

$$C_0(z) = z^{-2}, \quad C_1(z) = \frac{1}{2} (z^{-3} - z^{-1}) - C_3(z), \quad C_2(z) = z^{-3} - z^{-2} - C_1(z) - C_3(z), \\ C_3(z) = \frac{1}{6} (z^{-3} - z^0) + \frac{1}{2} (z^{-1} - z^{-2}). \quad (14)$$

Модифікована схема поліфазного фільтру Фарроу може бути представлена рис. 3. Особливість такої схеми полягає в тому, що вона містить лише три операції множення.

Перепишемо поліноміальні коефіцієнти для структури Фарроу в наступному вигляді за допомогою (14):

$$C_0(\mu) = \frac{\mu^3}{6} - \frac{\mu}{6}, \\ C_1(\mu) = -\frac{\mu^3}{2} + \frac{\mu^2}{2} + \mu, \\ C_2(\mu) = \frac{\mu^3}{2} - \mu^2 - \frac{\mu}{2} + 1, \\ C_3(\mu) = -\frac{\mu^3}{6} + \frac{\mu^2}{2} - \frac{\mu}{3}. \quad (15)$$

Тут, як ми визначили вище, дробовий інтервал μ лежить в межах $\mu \in [0,1)$. Ведемо три базових

полінома з параметром A , наступного виду:

$$\begin{aligned} X_1(\mu) &= \mu, \\ X_2(\mu) &= -A\mu^2 + A\mu, \\ X_3(\mu) &= -A\mu^3 + A\mu. \end{aligned} \tag{16}$$

тут $\mu \in [0,1)$ і ϵ перемінним параметром кубічного інтерполятора. Відповідні коефіцієнти перепишемо у наступному вигляді:

$$\begin{aligned} C_{A,0}(\mu) &= -\frac{1}{3}X_3(\mu) = \frac{1}{3}A\mu^3 - \frac{1}{3}A\mu, \\ C_{A,1}(\mu) &= X_3(\mu) - X_2(\mu) + X_1(\mu) = -A\mu^3 + A\mu^2 + \mu, \\ C_{A,2}(\mu) &= -X_3(\mu) + 2X_2(\mu) - X_1(\mu) + 1 = A\mu^3 - 2A\mu^2 + (A-1)\mu + 1, \\ C_{A,1}(\mu) &= \frac{1}{3}X_3(\mu) - X_2(\mu) = -\frac{1}{3}A\mu^3 + A\mu^2 - \frac{2}{3}A\mu. \end{aligned} \tag{17}$$

Зміст введення параметра A в тому, що створюються можливості реалізації інтерполяційних пристроїв різної архітектури. Змінюючи параметр A можна отримати різні структури кубічних інтерполяторів, які будуть відрізнятися різними частотними характеристиками і різними реалізаціями. Крім того якщо $A=1$, кубічний інтерполятор із змінними параметрами має приблизну продуктивність кубічного інтерполятора Лагранжа, але з більш простою реалізацією. Саме на такій конструкції зосередимо увагу у наступних дослідженнях. Розглянемо можливості підвищення продуктивності інтерполяційного пристрою для системи синхронізації засобів телекомунікацій. Тут слід зазначити наступне, звичайно кубічний інтерполятор не завжди може задовольнити всі вимоги продуктивності, але однозначно, для підвищення продуктивності інтерполяційного пристрою слід використовувати багаточлен Лагранжа більш високого порядку, що неодмінно вплине на складність такої реалізації. Пропонується новий інтерполяційний пристрій який містить десять коефіцієнтів для кубічного інтерполятора із перемінними параметрами для випадку $A=1$ схема якого представлена на рис. 4.

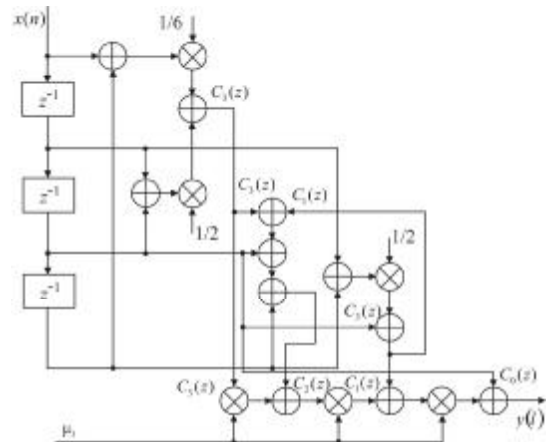


Рис. 3. Модифікована схема поліфазного фільтра Фарроу (варіант 1)

Схема на рис. 4 має наступну конфігурацію – дев'ять операцій зсуву та три операції множення при врахуванні перемінного параметру (дробовий інтервал μ), в базовій схемі кількість множень дорівнювало дев'яти, а в модифікованій, представленій на рис. 3, також трьома. Таким чином схема на рис. 4 має незначні ускладнення. Відповідні коефіцієнти для схеми:

$$\begin{aligned} C_0(\mu) &= -\frac{1}{24}\mu^3 + \frac{1}{24}\mu, C_1(\mu) = \frac{1}{8}\mu^3 + \frac{1}{8}\mu, C_2(\mu) = -\frac{1}{4}\mu^3 + \frac{1}{4}\mu, C_3(\mu) = \frac{1}{2}\mu^3 - \frac{1}{3}\mu, \\ C_4(\mu) &= -\mu^3 + \mu^2 + \mu, C_5(\mu) = \mu^3 - 2\mu^2 + 1, C_6(\mu) = -\frac{1}{2}\mu^3 + \frac{3}{2}\mu^2 - \mu, C_7(\mu) = \frac{1}{4}\mu^3 + \frac{3}{4}\mu^2 + \frac{1}{2}\mu, \\ C_8(\mu) &= -\frac{1}{8}\mu^3 + \frac{3}{8}\mu^2 - \frac{1}{4}\mu, C_9(\mu) = \frac{1}{24}\mu^3 - \frac{1}{8}\mu^2 + \frac{1}{12}\mu. \end{aligned}$$

Для зміни частоти дискретизації, або для зсуву дискретного сигналу по фазі на величину яка менше інтервалу дискретизації, необхідно представити дискретний сигнал у вигляді безперервної функції часу і провести його повторну дискретизацію (resampling) або як ще кажуть передискретизацію.

Розглянемо як ефективно перетворювати частоту дискретизації між довільними відліками. Необхідність перетворення частоти дискретизації від довільного множника буде розглядатись в контексті можливості використання такого процесу в пристрої синхронізації (бітової синхронізації). Попередньо проведемо дослідження можливостей використання поліфазних фільтрів при вирішенні задачі перетворення частоти дискретизації або ресемплінгу. Дослідження проводилось з метою пошуку конфігурації фільтруючих пристроїв для перетворення частоти дискретизації від 10 кГц до 55,1 кГц. На рис. 5 представлено АЧХ фільтруючих пристроїв для реалізації подібного перетворення частоти дискретизації на прикладі поліноміальної інтерполяції та інтерполяції на основі поліфазних фільтрів за структурою Фарроу синтезованих вище, мінімальне ослаблення в смузі затримки – 60 дБ. Результати операції ресемплінгу в цьому випадку можна характеризувати таким показником як кількість коефіцієнтів фільтру які повинні бути збережені в пам'яті, кількість яких в цьому випадку склало 6382, виконувалось 80 операцій множення і 75 додавання. Очевидно, що такий підхід вимагає досить значних об'ємів пам'яті та значну обчислювальну

складність. Якщо використати підхід на основі поліфазних фільтрів Фарроу то можна значно зменшити обчислювальну складність реалізації фільтруючих пристроїв. В порівнянні з поліноміальним фільтром, число коефіцієнтів які зберігаються в пам'яті в цьому випадку суттєво знижується від 6382 до 79. Однак, кількість операцій у вхідній вибірці значно збільшилася (з 80 до 435 множень в структурі обчислень і від 75 до 408 операцій додавання). На рис. 6 представлено імпульсні характеристики досліджуваних фільтрів.

Подальші дослідження реалізації фільтруючих пристроїв зосередимо на використанні гібридної конструкції. Використаємо поєднання каскадної конструкції фільтра реалізованого інтерполятором Фарроу і нерекурсивного поліноміального фільтра (КІХ), а також рекурсивного (БІХ) фільтра. Використовуємо кубічний поліном Лагранжа, описаний вище, для формування інтерполятора Фарроу. Подібно до проведеного вище дослідження, визначимо кількість коефіцієнтів фільтра які повинні бути збережені в пам'яті, мінімізація кількості яких буде визначати ефективність запропонованої конструкції.

Результати досліджень наступні: кількість коефіцієнтів цієї гібридної конструкції є найнижчою (32 порівняно з 79 для одноступінчастої конструкції інтерполятора Фарроу і з 6382 для одноступінчастої конструкції поліноміального інтерполятора). Крім того, число операцій при обробці вхідних відліків збільшилася лише незначним чином (від 80 до 94 операцій множень у вибірці і з 75 до 86 операцій додавання у вибірці) в порівнянні з дослідженими одноступінчастими конструкціями.

Аналогічно, використовуючи каскадну конструкцію поліноміальних рекурсивних (НІХ) фільтрів та фільтрів на інтерполяторах Фарроу отримаємо, що кількість коефіцієнтів додатково знижується з 32 до 19, кількість операцій множення та додавання зменшується відповідно з 94 до 76 і з 86 до 81. На рис. 7 а, представлено порівняльні АЧХ фільтрів на поліноміальних інтерполяторах з каскадною конструкцією та на інтерполяторах Фарроу та на рис. 7б, порівняльні АЧХ каскадних конструкцій з поліноміальними нерекурсивними та рекурсивними фільтрами при вирішенні задачі ресемплінгу в засобах телекомунікацій.

Поліноміальний фільтр особливо добре підходить для ресемплінгу або 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 ефективно здійснювати довільний (ірраціональний) ресемплінг. Мінімізацію обчислювальної складності фільтруючих пристроїв можна проводити шляхом застосування каскадної конструкції, поєднанням поліноміальних інтерполяторів з інтерполяторами за структурою Фарроу.

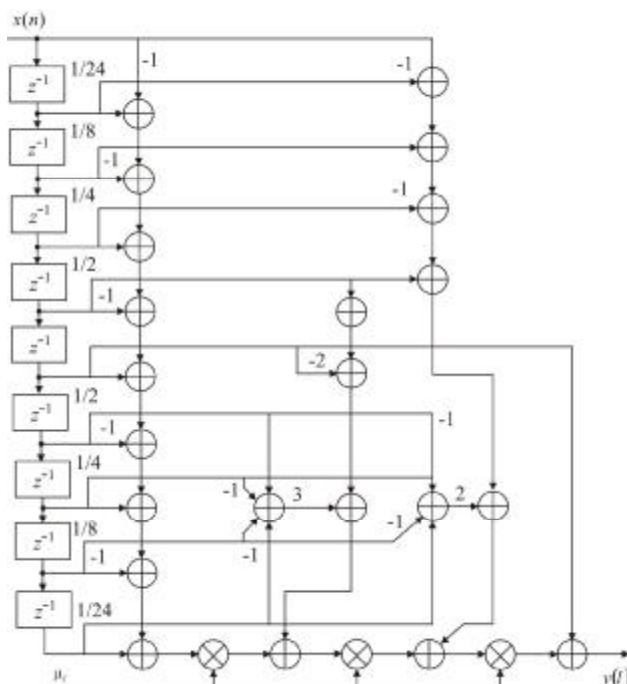


Рис. 4. Модифікована схема поліфазного фільтра Фарроу (варіант 2)

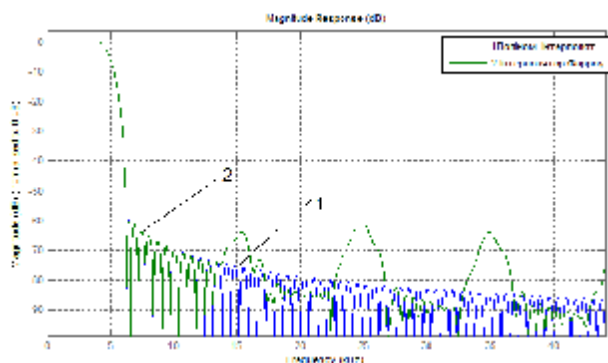


Рис. 5. Порівняльні АЧХ фільтруючих пристроїв: 1 – АЧХ фільтра реалізованого поліноміальним інтерполятором; 2 – АЧХ фільтра реалізованого інтерполятором Фарроу

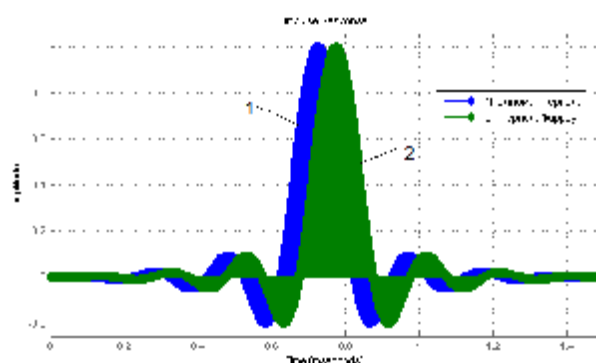


Рис. 6. Імпульсні характеристики фільтруючих пристроїв: 1 – реалізованого поліноміальним інтерполятором; 2 – реалізованого інтерполятором Фарроу

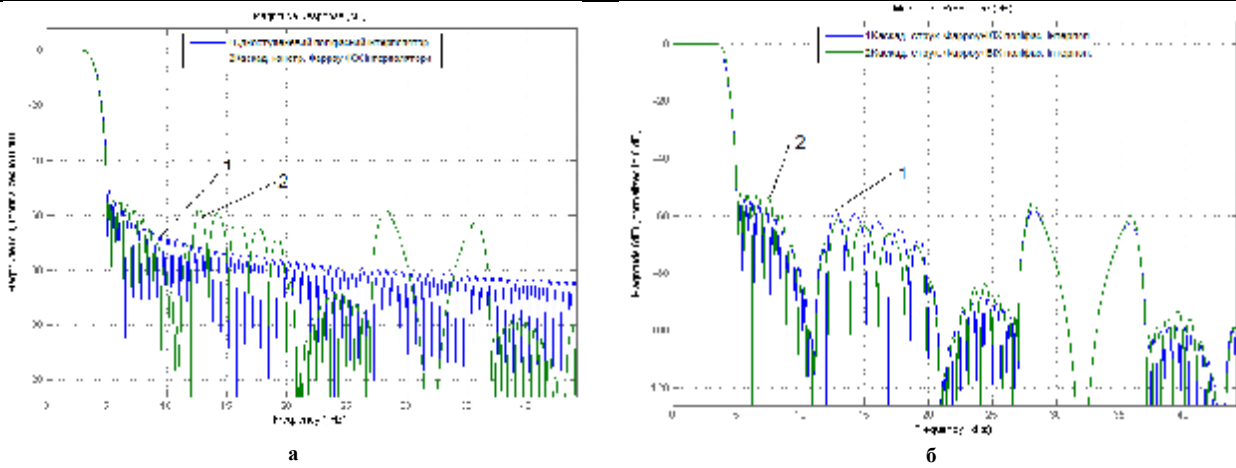


Рис. 7. Порівняльні АЧХ каскадних поліфазних конструкцій фільтруючих пристроїв: а – на поліноміальних інтерполяторах з каскадною конструкцією; б – на інтерполяторах Фарроу

Використаємо аналітичний вираз (2) для імпульсної характеристики інтерполяційного фільтру, а також базову структуру фільтра рис. 3 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:

$$h_i[(n + \mu_l)T_{in}] = \sum_{m=0}^M c_m(n)(2\mu_l - 1)^m, \tag{18}$$

тут $n = -N/2, -N/2+1, \dots, N/2-1$. Позначимо, аналогічно до розглянутого вище за $c_m(n)$ невідомі коефіцієнти поліному. 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:

$$h_i(t) = \sum_{m=0}^M c_m(k) \left(\frac{2(t - kT_{in}) - 1}{T_{in}} \right)^m, \tag{19}$$

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

$$c_m(n) = (-1)^m c_m(-n-1), \tag{20}$$

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

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

$$h_i(t) = \sum_{n=0}^{N/2-1} \sum_{m=0}^M c_m(n) f(n, m, t), \tag{21}$$

тут $f(n, m, t)$ базисні функції.

$$f(n, m, t) = \begin{cases} \left(\frac{2(t - kT_{in}) - 1}{T_{in}} \right)^m, & nT_{in} < t < (n+1)T_{in} \\ \left(\frac{2(t + (n+1)T_{in}) - 1}{T_{in}} - 1 \right)^m, & -(n-1)T_{in} \leq t < -nT_{in} \\ 0, & \text{іни.} \end{cases} \tag{22}$$

На рис. 8 показаний процес побудови імпульсної характеристики за допомогою зважених базисних функцій (22), а на рис. 9 – модифікована схема поліфазного фільтру.

Таким чином з формули (20) робимо висновок, що поліноміальні коефіцієнти $c_m(n)$ симетричні. Використовуємо для утворення дробового інтервалу конструкцію з добутком $(2\mu_l - 1)$ та отримаємо модифіковану структуру Фарроу яку представимо рис. 9. З рис. 9 встановлюємо наступну відмінність від вихідної структури яка представлена на рис. 3а: вихідні вибірки КІХ $n_M(n_l)$ 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 мають властивості симетрії у відповідності до (20); 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 для $(M+1)N$ до $(M+1)N/2$.

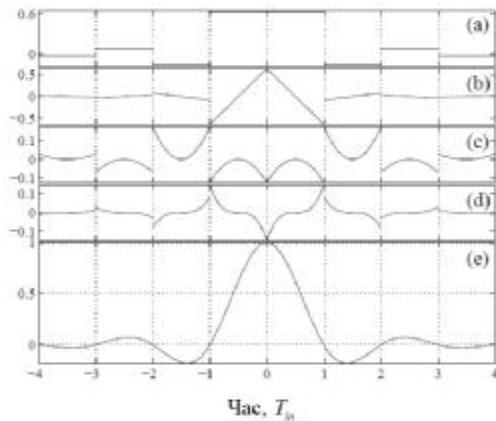


Рис. 8. Процес побудови загальної імпульсної характеристики для випадку $N = 8$ і $M = 3$ (довжина фільтру, ступінь інтерполяції відповідно): а – $m = 0$; б – $m = 1$; в – $m = 2$; д – $m = 3$; е – сумарна;

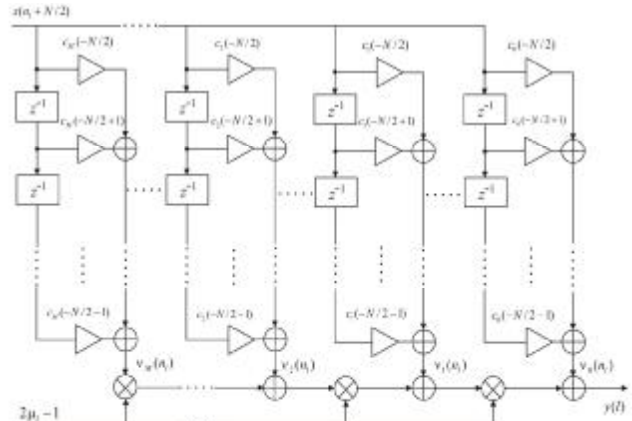


Рис. 9. Варіант модифікованої структури для інтерполятора Фарроу (варіант 3)

Розробка модифікованої схеми синхронізації блоків оброблення сигналів засобів телекомунікацій

Загальну структуру пристрою синхронізації представимо на рис. 10, тут враховуємо рис. 3 та 9, а також позначення на цих рисунках.

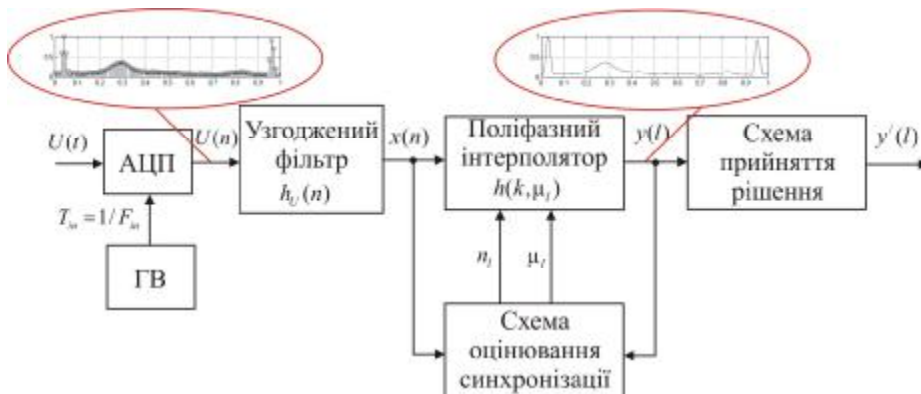


Рис. 10. Схема цифрового приймача із поліфазним інтерполятором: ГВ – генератор вибірок (тактів)

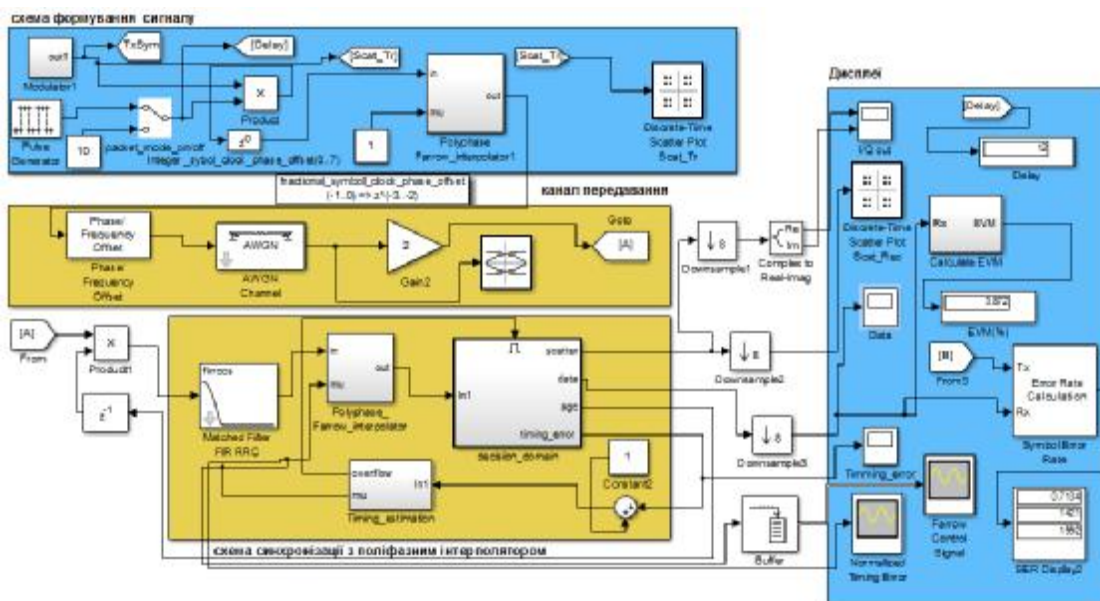


Рис. 11. Імітаційна схема системи передачі даних для дослідження пристрою синхронізації із поліфазним інтерполятором

Вибірки прийнятого сигналу здійснюються за допомогою фіксованого тактового сигналу дискретизації, таким чином відбір відліків несинхронізований з прийнятим сигналом. В цьому випадку легко змінити частоту дискретизації, причому частота дискретизації не повинна бути кратна частоті символів. Крім того немає необхідності в застосуванні системи фазового автоматичного підстроювання ФАПЧ [10].

На рис. 11 представлена розроблена імітаційна схема каналу передачі інформації до складу якого входить система синхронізації побудована на основі схем запропонованих на рис. 3, 4 та 9.

В схемі на рис. 11 сигнал утворюється в «схемі формування сигналу» до складу якої входить підсистема «модулятор». Тут вихідний сигнал після скремблювання потрапляє на кодер Грея, далі відбувається диференційне кодування, екстраполяція, передискретизація («Upsample») та обмеження сигналу за спектром фільтруючим пристроєм («FIR Filter»). Далі в схемі на рис. 11 вихідний сигнал потрапляє на підсистему поліфазного інтерполятора «Polyphase interpolator», в канал передачі інформації. Фазова помилка задається блоком «Phase offset».

Приймання переданої інформації виконується за допомогою пристрою оброблення сигналів основа якої схема синхронізації з поліфазним інтерполятором. До складу схеми, у відповідності до рис. 11 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. 12, 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, використовуємо рис. 3, 4 та 9, для чого підсистема містить два входи «in» та «mu» відповідно.

На рис. 13 представлені констеляційні діаграми отримані методом імітаційного моделювання, зокрема на рис. 13б, діаграма отримана після каналу передачі інформації, а на рис. 13е – діаграма відновленого сигналу після системи синхронізації.

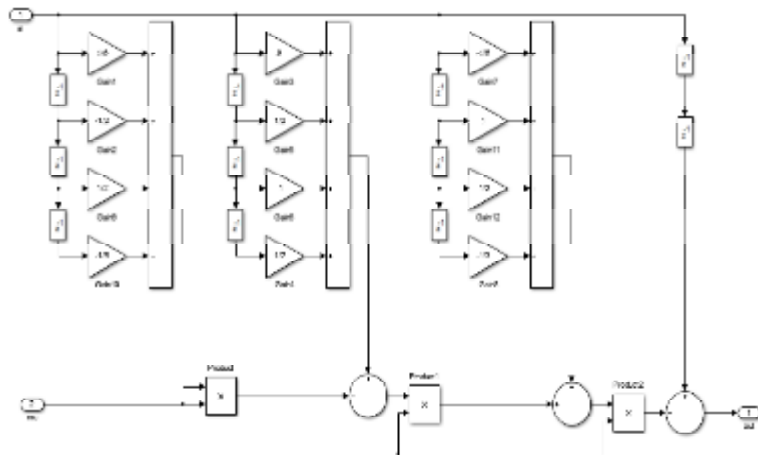


Рис. 12. Імітаційна схема поліфазного модифікованого інтерполятора Фарроу

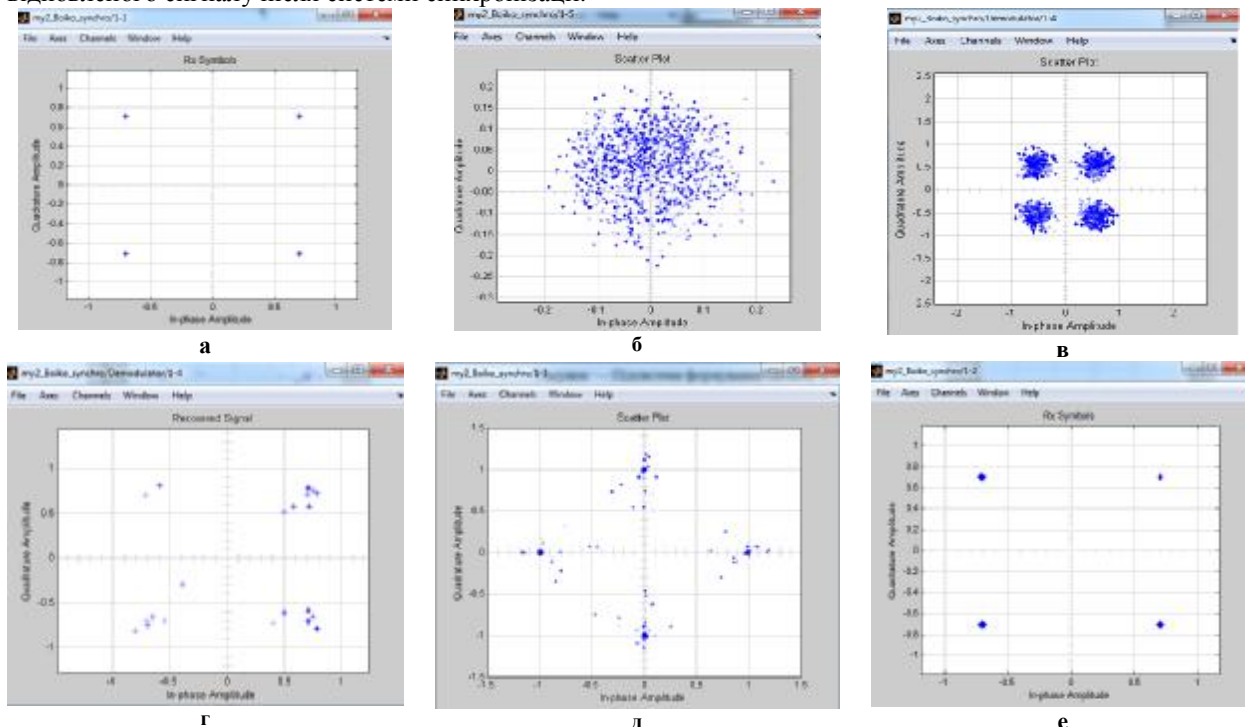


Рис. 13. Констеляційні діаграми отримані при дослідженні схеми: а – сигналу на передавальному боці (QPSK); б – після каналу зв'язку; в – після демодулятора; г – після пристрою тактової синхронізації; д – після пристрою фазової синхронізації; е – відновленого сигналу після блоку оброблення сигналів

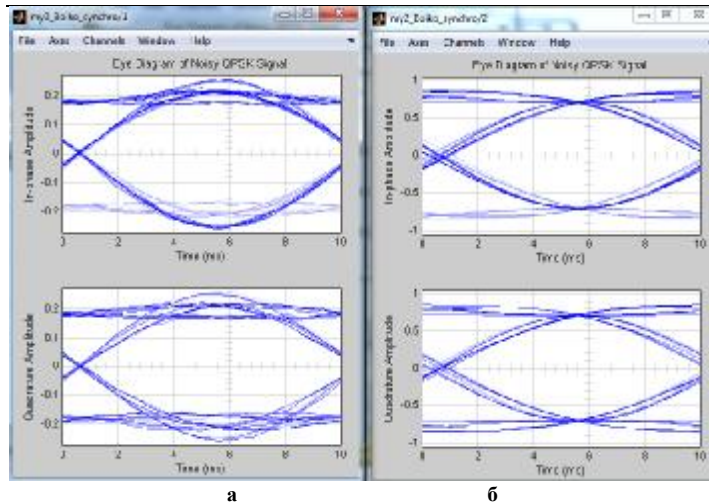


Рис. 14. Око-діаграми для оцінювання спотворень сигналів (джитеру) на передавальному *а* та приймальному – *б*, боці каналу передачі інформації

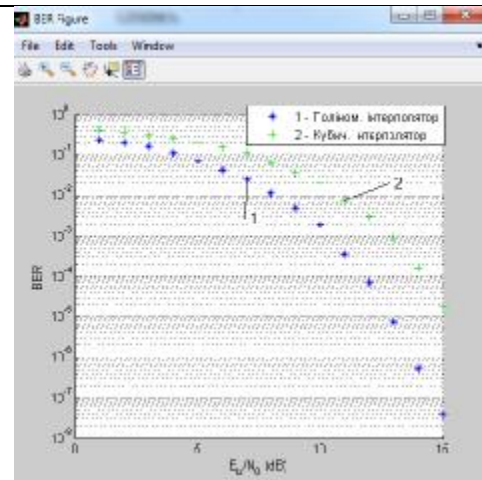


Рис. 15. Залежності для оцінювання завадостійкості для блока оброблення сигналів у випадку QPSK: 1 – поліноміальний (поліфазний інтерполятор, модифікований); 2 – кубічний інтерполятор за структурою Лагранжа

Спостерігаємо досить якісне відтворення переданого сигналу. На рис. 13г – констеляційна діаграма отримана методом математичного моделювання на приймальному боці в системі тактової синхронізації, а на рис. 13д, діаграма отримана для системи фазової синхронізації. Зокрема, з рис. 13г досить явно проглядаються наслідки виникнення ефекту зворотної роботи в пристрої оброблення сигналів, констеляційна діаграма класичної QPSK розвернута на 90° , що вимагає застосування способів компенсації зворотної роботи, або використання зміщеної (OQPSK) маніпуляції, які описані в роботах [1, 2]. Похибка за констеляційною діаграмою отримана за допомогою інструмента EVM (Error Vector Magnitude) змінювалась в процесі експерименту від 2 до 1% залежно від вибору дробового інтервалу дискретизації μ . На рис. 14 – око-діаграми, отримані методом імітаційного моделювання на передавальному боці *а*, та приймальному боці – *б*, каналу передачі інформації. Спостерігаємо задовільний розкритт око-діаграми на рис. 14б та зменшення джитеру в порівнянні з рис. 14а. Порівняння результатів дослідження завадостійкості схем синхронізації на основі модифікованої структури та кубічного інтерполятора Лагранжа для QPSK, представлені на рис. 15, дозволяє встановити, що вигреш для рівня $BER = 10^{-4}$ складає $\approx 2,2$ дБ.

Висновки

Отже, підсумовуючи викладене, варто відмітити наступні результати досліджень:

- *Вперше отримано* формалізоване подання для математичного опису модифікованих конструкцій поліфазних фільтрів для використання їх в блоках оброблення сигналів засобів телекомунікацій. Особливість таких схем фільтрів, полягає в тому, що вони передбачають лише три операції множення.
- В результаті дослідження гібридної конструкції поліфазних фільтрів *отримано* наступне: кількість коефіцієнтів гібридної конструкції є найнижчою (32 порівняно з 79 для одноступінчастої конструкції інтерполятора Фарроу і з 6382 для одноступінчастої конструкції поліноміального інтерполятора. Крім того, число операцій при обробці входних відліків збільшилася лише незначним чином (від 80 до 94 операцій множень у вибірці і з 75 до 86 операцій додавання у вибірці) в порівнянні з дослідженими одноступінчастими конструкціями.
- *Вперше запропонований* метод побудови системи синхронізації блоків оброблення сигналів на основі модифікованої конструкції з використання поліфазних конструкцій фільтрів.
- *Вперше розроблено* імітаційну схеми системи передачі інформації з використанням модифікованих поліфазних фільтрів.
- В результаті досліджень *отримано*: похибка за констеляційною діаграмою змінювалась в процесі експерименту від 2 до 1% залежно від вибору дробового інтервалу дискретизації μ .
- *Встановлено*, що вигреш для рівня $BER=10^{-4}$ складає $\approx 2,2$ дБ під час дослідження підвищення завадостійкості схем синхронізації на основі модифікованої структури та кубічного інтерполятора Лагранжа для QPSK.

Література

1. J.M. Boiko, A.I. Eromenko, V.M. Tkacuk, "Optimization of receiver synchronization devices of protected telecommunication data transmission systems", Bulletin of Vinnytsia Polytechnical Institute. Vinnytsia. 2014. Ed. 6. 125–134 p.
2. J.M. Boiko, A.I. Eromenko, "Synthesis problems of clock synchronization devices for receivers of

satellite telecommunication data transmission systems", Bulletin of National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute" Series: Radiotechnique. Radioapparatus building. 2014. Ed. 58. pp. 55–66.

3. 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.

4. J. Boiko, O. Eromenko. Noise immunity assessment in telecommunication systems with cascade encoding structures. in TCSET'2014 *IEEE* February 25 – March 1, 2014, Lviv, Slavske.

5. J. Boiko, O. Eromenko, Solutions Improve Signal Processing In Digital Satellite Communication Channels. in 20th International *IEEE* Conference on Microwaves, Radar, and Wireless Communications, Poland, Gdansk, June 16–18, 2014.

6. J.M. Boiko, Improving effectiveness for processing signals in data transmission channels with phase manipulation. in 23rd International *IEEE* Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (September 9–13, 2013), Sevastopol.

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

8. Бойко Ю.М. Основи функціонування багатоканальних систем передачі інформації : [навч. посібник для студентів ВНЗ] / О.М. Шинкарук, Ю.М. Бойко, І.І. Чесановський. – Хмельницький : ХНУ, 2011. – 245 с.

9. Бойко Ю.М. Приймання та оброблення сигналів : [навч. посібник для студентів ВНЗ] / О.М. Шинкарук, В.І. Правда, Ю.М. Бойко – Хмельницький : ХНУ, 2013. – 365 с.

10. J.M. Boiko, "Quality evaluation synchronization devices signal of telecommunications", Herald of Khmelnytskyi National University, scientific journal, Technical sciences. 2015, Issue 1, Volume 221. pp. 144–156, ISSN 2307-5732.

11. Бойко Ю.М. Моделювання модифікованих схем синхронізації блоків оброблення сигналів засобів телекомунікацій / Ю.М. Бойко // V Міжнародна науково-практична конференція «Обробка сигналів і негаусівських процесів», 20 – 22 травня. – Черкаси : ЧДТУ, 2015. – С. 166–169.

12. Бойко Ю.М. Визначення ефективності модифікованих схем синхронізації засобів телекомунікацій / Ю.М. Бойко // Матеріали XIV міжнародної науково-практичної конференції «ВОТТП-14-2015». – Одеса : Одес. нац. акад. зв'язку ім. Попова 5–10 червня – 2015. – С. 224–227.

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

References

1. J.M. Boiko, A.I. Eromenko, V.M. Tkacuk, "Optimization of receiver synchronization devices of protected telecommunication data transmission systems", Bulletin of Vinnytsia Polytechnical Institute. Vinnytsia. 2014. Ed. 6. 125–134 p.

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

3. 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.

4. J. Boiko, O. Eromenko. Noise immunity assessment in telecommunication systems with cascade encoding structures. in TCSET'2014 *IEEE* February 25 – March 1, 2014, Lviv, Slavske.

5. J. Boiko, O. Eromenko, Solutions Improve Signal Processing In Digital Satellite Communication Channels. in 20th International *IEEE* Conference on Microwaves, Radar, and Wireless Communications, Poland, Gdansk, June 16–18, 2014.

6. J.M. Boiko, Improving effectiveness for processing signals in data transmission channels with phase manipulation. in 23rd International *IEEE* Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (September 9–13, 2013), Sevastopol.

7. Boiko J.M. Perspektivi rozvitku teorii pristroiv taktovoi sinchronizacijy prymachiv suputnikovich telekomunikacijnyh sistem / J.M. Boiko, O.I. Eromenko // Vth Miznarodnyi radioelektronnyy forum "Prikladna radioelektronika. Stan ta perspektivi rozvitku" MRF-2014, 14-17 zovtnya 2014 r. Kharkiv, KNURE.

8. Shinkaruk O.M., Boiko J.M., Chesanovskii I.I. Osnovi funkcionuvannya bagatokanalnih sistem peredachi informacii: navch. posibnik dlya studentiv vichih navchalnih zakladiv. Khmelnytskyi, KNU, 2011. – 245 p.

9. Shinkaruk O.M., Pravda V.I., Boiko J.M. Primannya ta obroblyennya signaliv: navch. posibnik dlya studentiv vichih navchalnih zakladiv. Khmelnytskyi, KNU, 2013. – 365 p.

10. J.M. Boiko, "Quality evaluation synchronization devices signal of telecommunications", Herald of Khmelnytskyi National University, scientific journal, Technical sciences. 2015, Issue 1, Volume 221. pp. 144–156, ISSN 2307-5732.

11. Boiko J.M. Modeluvannya modifikovanih shem sinchronizacijy blokiv obroblyennya signaliv zasobiv telekomunikacij. V Miznarodna naukovopraktychna konferenciya «Obrobka signaliv i negausiv'skikh procesiv». – Cherkasy: CDTU 20-22 travnya – 2015. P. 166-169.

12. Boiko J.V. Vznachennya efektyvnosti modifikovanih shem sinchronizacijy zasobiv telekomunikacij // VOTTP-14-2015. – Odessa: Odes. nac. akad. zv'yazku im. Popova 5-10 chervnya -2015. P. 224-227.

13. Shary S.P. Kurs vichislitelnyh metodov: uchebnik po kursu vichislitelnyh metodov. Novosibirsk: Institut vichislitelnyh tehnologiy SO RAN., 2015. 506 s.

Рецензія/Peer review : 16.6.2015 р.

Надрукована/Printed : 29.8.2015 р.

Рецензент: д.т.н., проф. Мартинюк В.В.