

ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ БЛОКІВ ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ ЗАСОБІВ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ НА ОСНОВІ МОДИФІКОВАНИХ СХЕМ СИНХРОНІЗАЦІЇ

Бойко Ю.М., к.т.н, доцент

Хмельницький національний університет, м. Хмельницький, Україна

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

Boiko J.M., PhD, Associate Professor

Khmelnytskyi National University, Khmelnytskyi, Ukraine

Вступ

Проведений аналіз принципів забезпечення функціонування засобів телекомунікацій дозволив встановити, що в цифрових системах вихід демодулятора повинен стробуватись періодично, один раз на інтервалі символу (такту) для того, щоб відновити передану інформацію [1-4]. Оскільки час поширення від передавача до приймача зазвичай невідомий на приймальному боці, управління цим стробуванням повинно здійснюватися від прийнятого сигналу. Час поширення переданого сигналу впливає і на флуктуацію фази носійної, яку також слід оцінити в приймальному пристрої, якщо детектор когерентний. В цифрових засобах телекомунікацій вихід демодулятора повинен періодично стробуватись із швидкістю передачі символів в точно обраних моментах $t_n = \delta T + \vartheta$, де T - символний інтервал, а ϑ - номінальний час затримки, який визначається часом поширення сигналу від передавача до приймача. Щоб виконувати це періодичне стробування потрібно виділити таймерний сигнал в приймачі тобто потрібно провести тактову синхронізацію. Причому, приймач повинен знати не тільки частоту $1/T$, з якою стробуються виходи узгоджених фільтрів або коректорів [5-7], але також той момент часу, в який необхідно взяти відліки всередині кожного символного інтервалу. Тактову синхронізацію можна реалізувати декількома методами. В деяких 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 $1/T$, 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 випадку 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 телекомунікаційних системах, які використовують великі смуги частот для передачі сигналів багатьох користувачів. В будь-якому випадку в присутності шуму ідентифікація пікового значення сигналу в загальному випадку 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.

Постановка задачі

Одним із основних процесів, який впливає на загальну завадостійкість приймання цифрових кодованих сигналів є процес синхронізації в демодуляторах 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 перетворенням 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.

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 кількістю $(F'/F) - 1$ між двома сусідніми відліками. В результаті утворюється нова послідовність із частотою дискретизації F' , до якої застосовується інтерполяційний фільтр. Для підвищення ефективності синхронізації пропонується метод перетворення частоти дискретизації за допомогою поліфазних фільтрів. 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 блоках оброблення засобів телекомунікацій.

Синтез поліфазних фільтрів пристроїв синхронізації блоків обробки сигналів засобів телекомунікацій

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

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

де $\{x(n)\}$ - послідовність відліків сигналу з інтервалом T_{in} ; $h_l(t)$ - імпульсна характеристика інтерполяційного нерекурсивного фільтру; i - індекс фільтру; 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 фільтру l -го інтерполянта.

Імпульсна характеристика інтерполяційного фільтру 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 фільтру $h_l(t)$.

Після математичних перетворень отримаємо вирази інтерполянтів:

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

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

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 фільтру буде мати вигляд:

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

Таким чином, вираз (5) є 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. 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 .

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

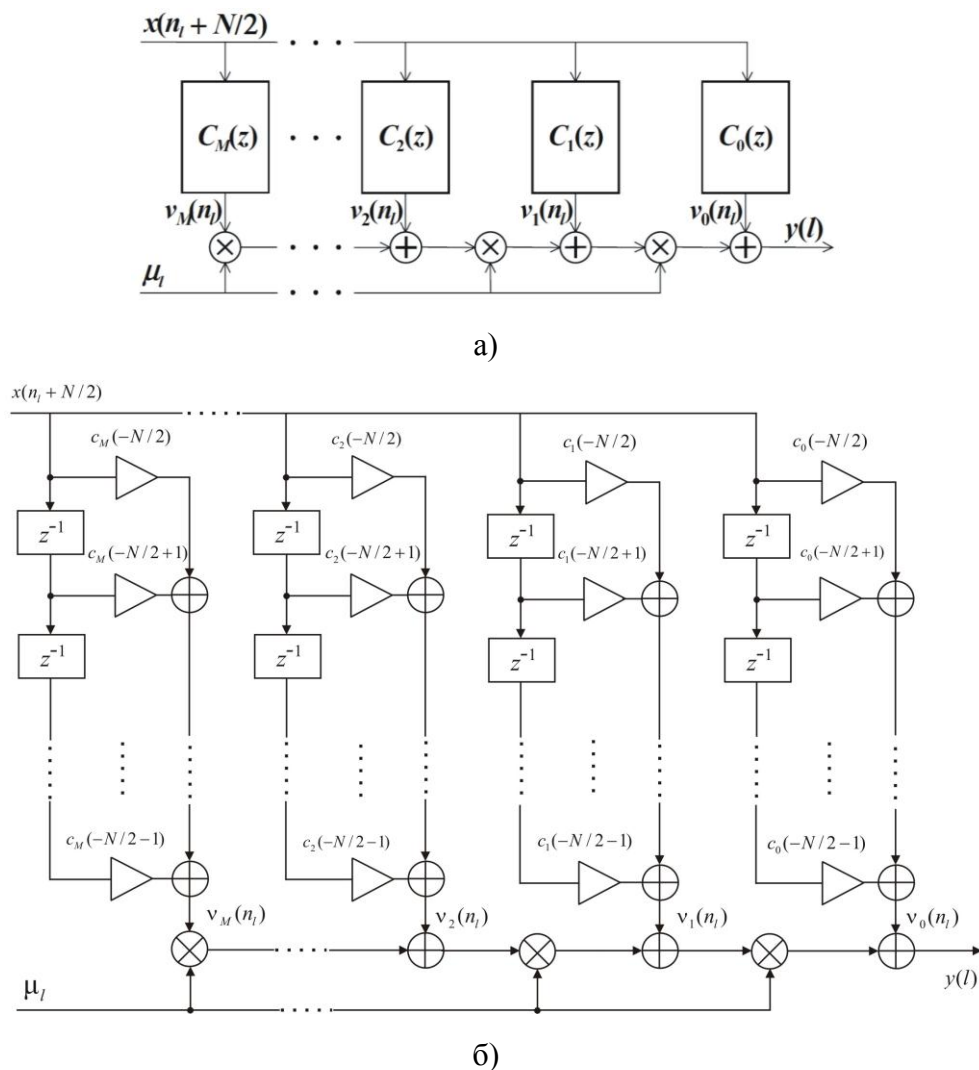


Рис 1. Структура фільтра на інтерполяторах Фарроу: а – базова структура; б – детальна структура

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: $N=8$, $\mu_l = 0, 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9$.

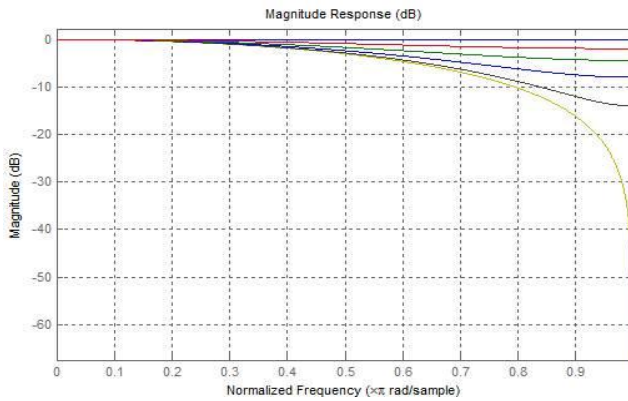


Рис. 2. Амплітудно-частотна характеристика фільтра на інтерполяторах Фарроу

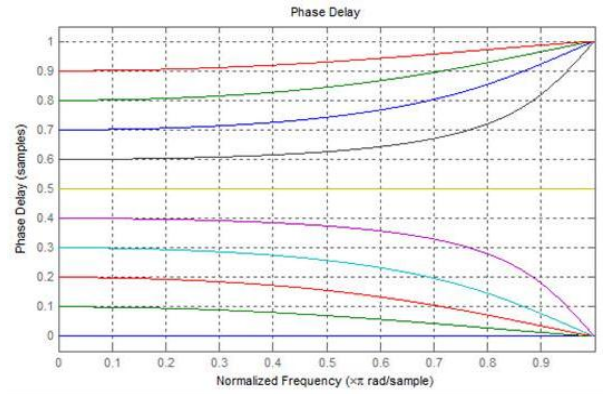


Рис. 3. Фазо-частотна характеристика фільтра на інтерполяторах Фарроу

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

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

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

Неперервний сигнал опишемо кубічними поліномами наступного вигляду:

$$y_a(t) = y(0) \cdot \left(-\frac{1}{6} \cdot \mu_l^3 + \frac{1}{6} \cdot \mu_l \right) + y(1) \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \mu_l^3 + \frac{1}{2} \cdot \mu_l^2 - \mu_l \right) + y(2) \cdot \left(-\frac{1}{2} \cdot \mu_l^3 + \mu_l^2 + \frac{1}{2} \cdot \mu_l + 1 \right) + y(3) \cdot \left(\frac{1}{6} \cdot \mu_l^3 + \frac{1}{2} \mu_l^2 + \frac{1}{3} \cdot \mu_l \right). \quad (7)$$

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

$$G_l(z) = C_0(z) + C_1(z) \cdot \mu_l + C_2(z) \cdot \mu_l^2 + C_3(z) \cdot \mu_l^3. \quad (8)$$

Отримано наступний вигляд коефіцієнтів полінома (8).

$$C_0(z) = z^{-2}, C_1(z) = \frac{1}{2}(z^{-3} - z^{-1}) - C_3(z), C_2(z) = z^{-3} - z^{-2} - C_1(z) - C_3(z), \quad (9)$$

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

Модифікована схема поліфазного фільтра Фарроу може бути представлена рис. 4 та 5. Особливість таких схем полягає в тому, що вони містять лише три операції множення. В схемах спочатку отримаємо 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 $C_3(z)$.

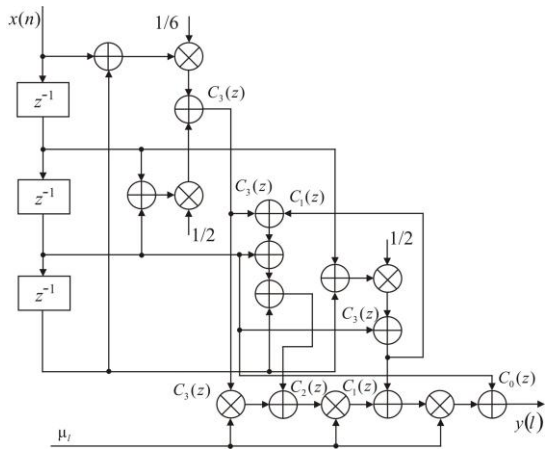


Рис.4. Модифікована схема поліфазного фільтра Фарроу (варіант 1)

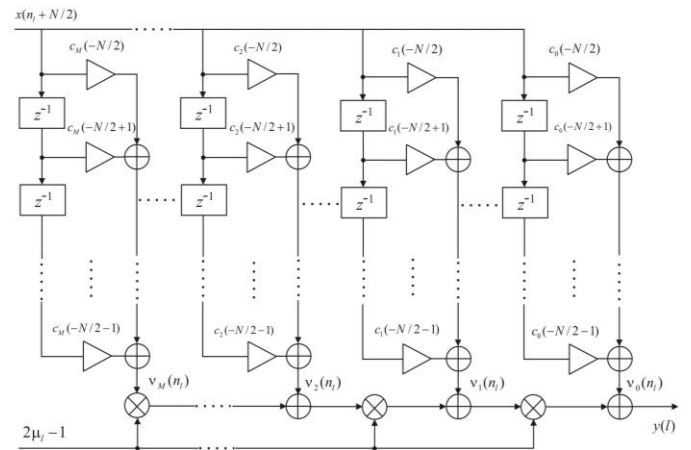


Рис.5. Варіант схеми модифікованої структури для інтерполятора Фарроу (варіант 2)

Використаємо аналітичний вираз (2) для імпульсної характеристики інтерполяційного фільтра, а також базову структуру фільтра 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 фільтра наступним чином:

$$h_i[(n + \mu_l)T_{in}] = \sum_{m=0}^M c_m(n)(2\mu_l - 1)^m. \quad (10)$$

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. 6 представлено імпульсні характеристики для використаної конструкції).

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:

$$h_i(t) = \sum_{m=0}^M c_m(k) \left(\frac{2(t - kT_{in}) - 1}{T_{in}} \right)^m, \quad (11)$$

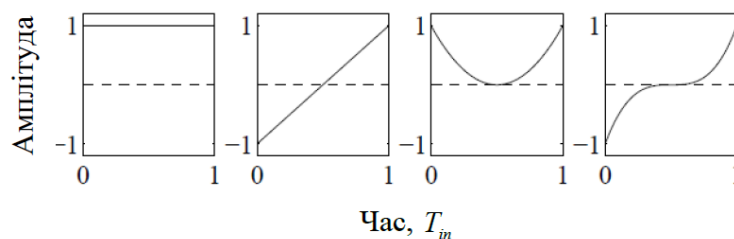


Рис. 6. Імпульсні характеристики (10) для конструкції полінома у вигляді $(2\mu_l - 1)^m$ де $m=0,1,2,3$

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

$$c_m(n) = (-1)^m c_m(-n - 1), \quad (12)$$

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

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

$$h_i(t) = \sum_{n=0}^{N/2-1} \sum_{m=0}^M c_m(n) f(n, m, t), \quad (13)$$

де $f(n, m, t)$ базисні функції.

$$f(n, m, t) = \begin{cases} \left(\frac{2(t - kT_{in}) - 1}{T_{in}} \right)^m, & nT_{in} < t < (n+1)T_{in} \\ \left(\frac{2(t + (n+1)T_{in}) - 1}{T_{in}} - 1 \right)^m, & -(n-1)T_{in} \leq t < -nT_{in} \\ 0, & \text{інш.} \end{cases} \quad (14)$$

На рис. 7 показаний процес побудови імпульсної характеристики за допомогою зважених базисних функцій (14).

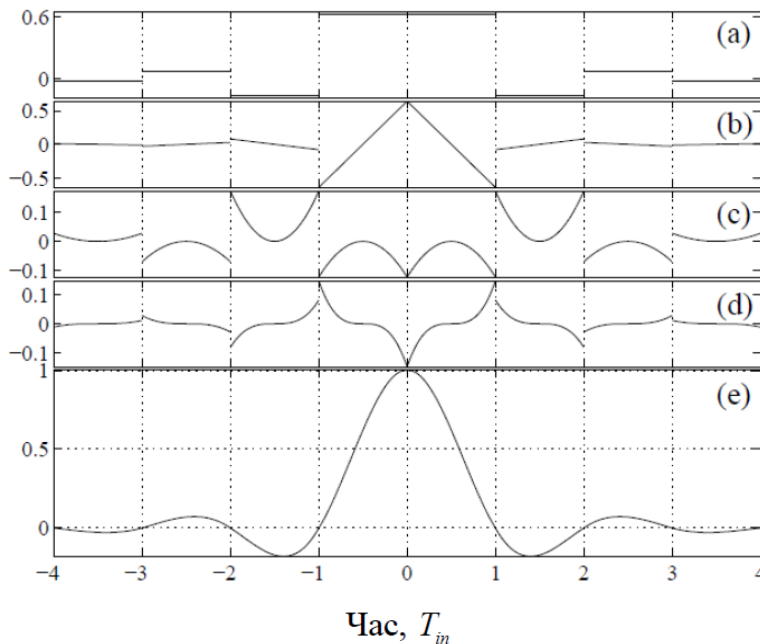


Рис.7. Процес побудови загальної імпульсної характеристики для випадку $N=8$ і $M=3$ (довжина фільтру, ступінь інтерполяції відповідно): а - $m=0$; б - $m=1$; в - $m=2$; г - $m=3$; е - Σ ;

допомогою зважених базисних функцій (14).

Таким чином з формули (12) 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 на рис.5. З рис.5 встановлюємо наступну відмінність від вихідної структури яка представлена на рис.1, а:

- вихідні вибірки КІХ-фільта (кінцева імпульсна характеристика) $\nu_M(n_l)$ 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 (12); - 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 наступне: 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 (іраціональний) 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 застосуються 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. 8, тут враховуємо (1) та (2), а також позначення в цих формулах. 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) [3].

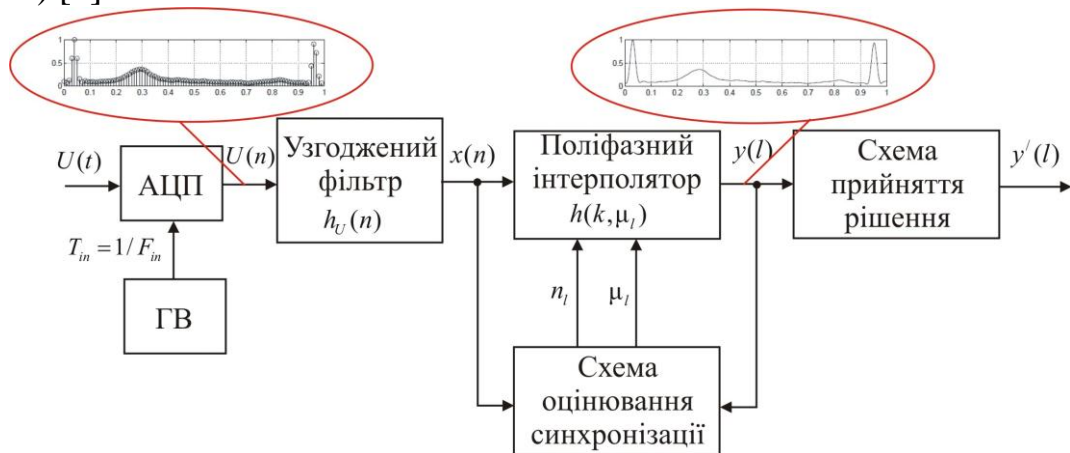


Рис. 8. Схема цифрового приймача із поліфазним інтерполятором: ГВ – генератор вибірок (тактів)

На рис.9 представлено імітаційну схему системи передачі даних для дослідження пристрою синхронізації із поліфазним інтерполятором у відповідності до рис.8. Модифікована схема поліфазного фільтра Фарроу може бути представлена рис. 10. Особливість такої схеми, як було зазначено вище, полягає в тому, що вона містить лише три операції множення. В схемі зображеній на рис. 9 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. 9 вихідний сигнал потрапляє на підсистему поліфазний інтерполятор «Polyphase interpolator», в канал передачі інформації. Фазова помилка задається блоком «Phase offset».

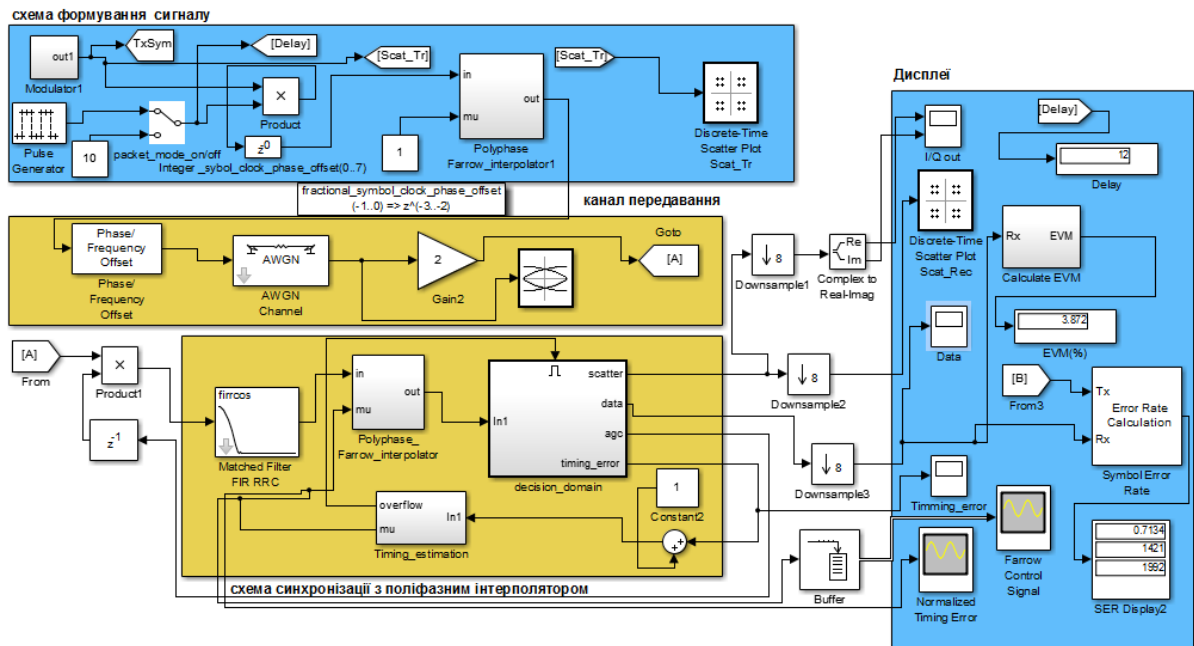


Рис. 9. Імітаційна схема системи передачі даних для дослідження пристрою синхронізації із поліфазним інтерполятором

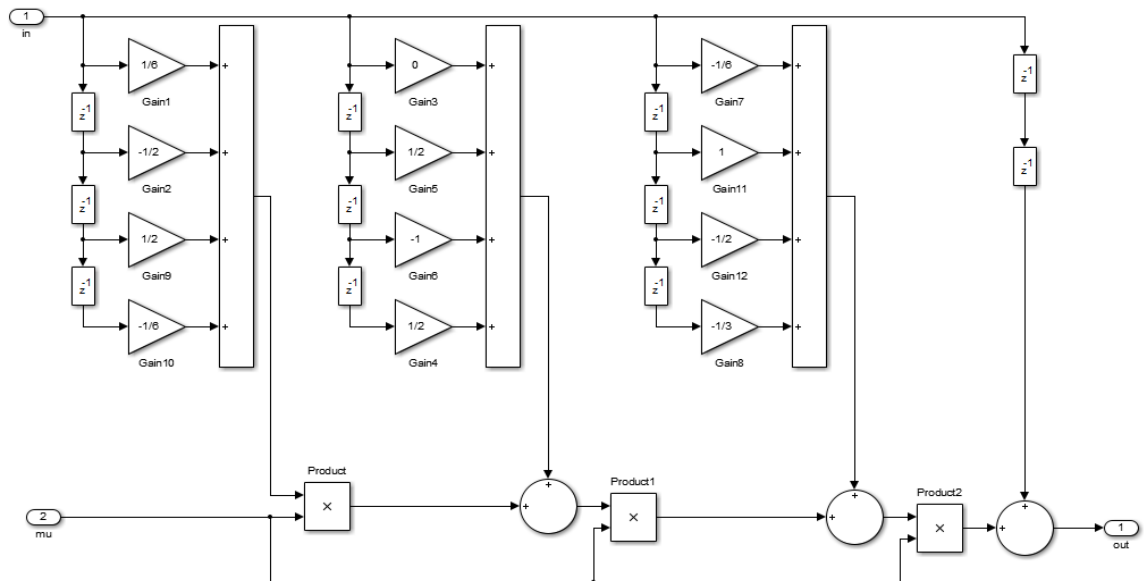
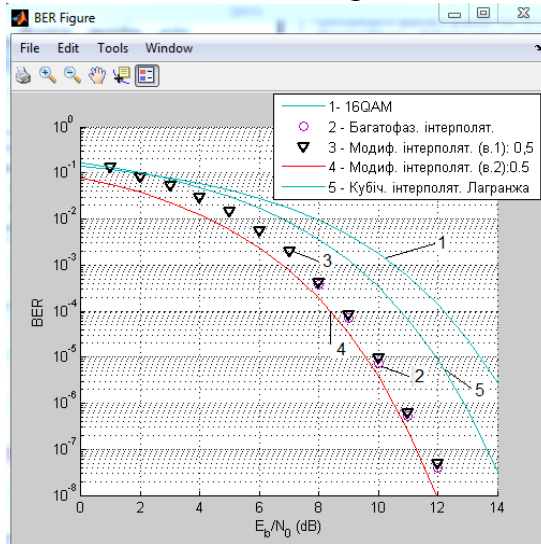


Рис.10. Імітаційна схема поліфазного модифікованого інтерполятора Фарроу

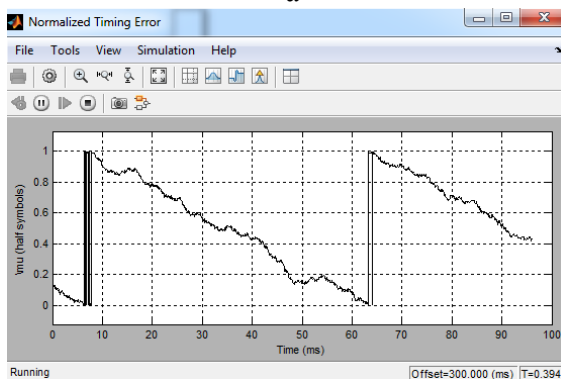
Приймання переданої інформації виконується із допомогою пристрою оброблення сигналів основа якого схема синхронізації з поліфазним інтерполятором. До складу схеми, у відповідності до рис. 8, входить: узгоджений фільтр «Matched filter» (цифровий КІХ – фільтр нижніх частот, типу піднесений косинус, порядок – 32, тип вікна - Вохсар), поліфазний інтерполятор «Polyphase_Farrow_interpolator» підсистема якого представлена на рис.10, 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 $l - m$

інтерполятором; μ_l - дробовий інтервал дискретизації який визначає коефіцієнти фільтра l -го інтерполянта, використовуємо рис. 4 та 5, для чого підсистема містить два входи «in» та «mi» відповідно.

На рис.11 та 12 зображено результати дослідження запропонованої системи синхронізації: залежності для оцінювання завадостійкості, дисплей нормованої помилки синхронізації, констеляційні діаграми.



а



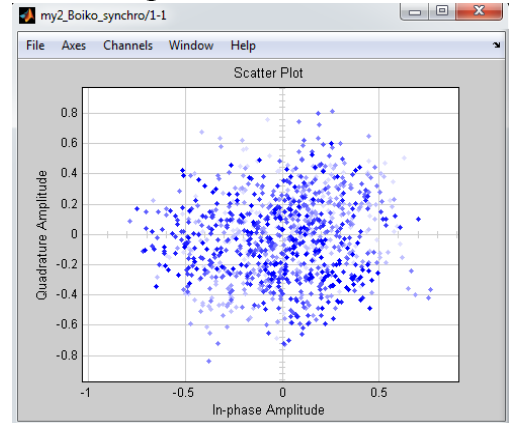
б

Рис.11. Залежності для оцінювання завадостійкості – а: 1 – 16QAM; 2 – багатофазний інтерполятор; 3 – модифікований інтерполятор (варіант 1); 4 – (варіант 2); 5 – кубічний інтерполятор та б - дисплей нормованої помилки синхронізації ($\mu = 0,5$)

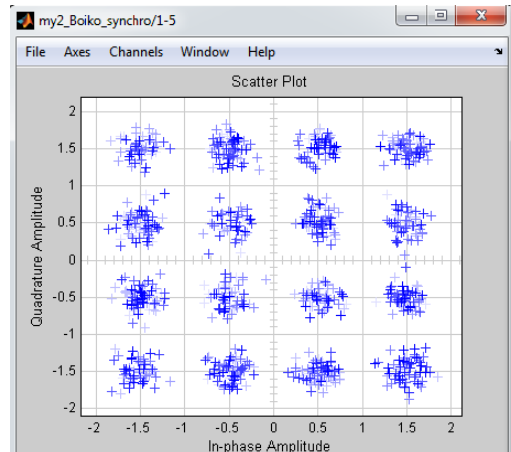
Оцінювання роботи пристрою синхронізації проводилось шляхом дослідження динаміки зміни сигналів управління та стану помилки в структурі інтерполяційних пристроїв з модифікованим інтерполятором за різних значень дробового інтервалу. Спостерігалась зміна стану дисплеїв та виникнення артефактів у вигляді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

Висновки

Розвиток телекомунікаційних технологій у всьому світі ставить особливі вимоги до показників якості блоків оброблення сигналів та пристроїв синхронізації. Щоб забезпечити такі вимоги необхідна більш гнучка



а



б

Рис. 12. Констеляційна діаграма після каналу передачі інформації: а - за наявності фазо-частотних спотворень; б- при спрацюванні пристрою синхронізації (+ - ущільнення які відповідають істинним точкам сузір'я)

архітектура пристроїв оброблення сигналів. Тоді в умовах використання в каналах передавання інформації сигналів у вигляді складних сигнально-кодових конструкцій, виникла б можливість підвищення ефективності оброблення сигналів в засобах телекомунікацій, особливо в частині, яка стосується забезпечення їх завадостійкості в умовах завад та шумів. 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. Дослідженню та моделюванню цих способів присвячена дана стаття. Отримані в роботі математичні моделі дозволяють 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, розширення теоретичної інтерпретації аналітичного опису функціонування та оптимізації параметрів приймачів з модифікованими пристроями синхронізації в умовах реального комплексу завад.

Надалі пропонується на основі запропонованих математичних моделей формалізації опису процесу синтезу модифікованих пристроїв синхронізації, розробити апарат багатофазної інтерполяції з розширенням технічної інтерпретації багатофазних узгоджених фільтрів пристроїв синхронізації, провести побудову математичної моделі шляхом формалізації розв'язку рівняння багатофазної інтерполяційної системи, визначити залежності оцінки від фазової помилки та нормованої часової помилки за різних значень дробового інтервалу та багатофазної конструкції банку узгоджених фільтрів у приймачах маніпульованих сигналів телекомунікаційних систем передавання інформації.

Результати досліджень приведені у статті дозволяють зробити наступні висновки: використання кубічного інтерполятора Лагранжа в схемі синхронізації блоку оброблення сигналів з 16QAM (умови експерименту) дозволяє отримати вигоду на рівні 1,4 дБ для $BER=10^{-4}$, модифіковані інтерполяційні схеми та багатофазні узгоджені фільтруючі схеми (криві 3 та 2 на рис.4) дозволяють отримати вигоду на рівні 3дБ для $BER=10^{-4}$ і для модифікованого інтерполяційного пристрою на рівні 3,4 дБ. 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 «ВОТТП-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.

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 suputnikovich telekomunikaciynych system [Prospects for the development of the theory of clock synchronization devices the satellite telecommunication systems] V – I Miznarodnii

radioelektronnyy 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 naukovopraktichnoy konferenciy «VOTTP-13-2014». – Odessa: Odes. nac. acad. zv'yazku im. Popova 6-12 cervnya – 2014. P.194-196.

6. Boiko J. M. Vznachennya vplyvu konfiguraciyi filtrujuchich pristroyv na zavadostiykist' telekomunikaciyних 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 naukovopraktichnoy konferenciy "Fiziko-technologichni problemy radiotekhnichnich pristroiv, zasobiv telekomunikaciy, nano- ta mikroelektronnyki", PREDT-2014, 23-25 zovtnya 2014 r. Chernivci, Chernivec'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. – T.11, №4. –P. 68-77.

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 багатофазних 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. Developed simulation circuit channel information transmission using solutions polyphasic interpolation. 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.

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