

РАДІОТЕХНІКА ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ

УДК 621.396.96

DOI <https://doi.org/10.32838/2663-5941/2019.5-1/06>**Бойко Ю.М.**

Хмельницький національний університет

Пятін І.С.

Хмельницький національний університет

ОЦІНЮВАННЯ ВПЛИВУ УМОВ ІНТЕРПОЛЯЦІЇ І ДЕЦИМАЦІЇ СИГНАЛІВ НА ЕНЕРГЕТИКУ ЗАСОБІВ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ З ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ

При організації системи зв'язку одним із завдань є передача максимальної кількості інформації за заданий час з високою достовірністю при мінімальних енергетичних витратах. У статті приведені дослідження впливу умов інтерполяції і децимації сигналів у формуючих фільтрах цифрових систем зв'язку. Показано, що для досягнення $BER = 10^{-4}$ при використанні модуляції QPSK і збільшенні коефіцієнту інтерполяції – децимації формуючих фільтрів з 2 до 50 необхідно збільшувати відношення (E_b/N_0) на 14 дБ. Найбільш енергетично вигідною є модуляція BPSK. При цьому збільшення коефіцієнтів інтерполяції і децимації з 10 до 50 потребує збільшення відношення (E_b/N_0) на 7 дБ для $BER = 10^{-5}$.

Введення у систему зв'язку кола символної синхронізації дозволяє покращити енергетику засобів телекомунікацій з фазовою маніпуляцією. Метою синхронізації символів є створення N вибірок на виході узгодженого фільтра протягом кожного інтервалу символу, щоб одна з вибірок була вирівняна з максимальним відкриттям око-діаграми. Для досягнення ймовірності помилки на біт $BER = 10^{-3}$ при використанні символної синхронізації є можливість зменшити відношення сигнал/шум на вході приймача на 5 дБ порівняно з відсутністю синхронізації при коефіцієнті інтерполяції і децимації формуючих фільтрів рівним 2. При збільшенні коефіцієнту інтерполяції і децимації формуючих фільтрів до 50, зменшення відношення сигнал/шум на вході приймача складає 20 дБ. Щоб відновити вхідні дані, необхідно синхронізувати вихідні дані з дійсною тактовою прив'язкою, що вимагає кадрової синхронізації.

Кадрова синхронізація вирівнює вихідний вектор зі стабільною синхронізацією і відновлює вектори фіксованого розміру, коли неприпустимі символи відкидаються. Детектор за методом Гарднера має зворотний зв'язок, не пов'язаний з даними, що не залежить від відновлення фази носійної. Детектор за методом Мюллера-Міллер має зворотний зв'язок з прийняттям рішень, який вимагає попереднього відновлення фази носійної. Таким чином, введення системи символної синхронізації дозволяє стабілізувати режим роботи цифрової системи зв'язку при використанні інтерполяції і децимації у формуючих фільтрах.

Ключові слова: інтерполяція, децимація, формуючий фільтр, узгоджений фільтр, символна синхронізація, детектор помилки синхронізації.

Постановка проблеми. Переваги цифрового зв'язку обумовлені кращими характеристиками цифрових приймачів у порівнянні з аналоговими [1]. Цифрова система модуляції може досягати прийнятних рівнів продуктивності з набагато меншою потужністю передавача. При цьому можуть бути запропоновані багато різноманітних послуг. Найбільш важливі фактори, які впливають при переході на цифровий зв'язок, це гнучкість, безпека, більш висока завадостійкість і якість [2–4]. Ці переваги зростають при наявності кіл синхро-

нізації, що побудовані на основі систем фазового автопідстроювання частоти. У безпроводних цифрових системах зв'язку дані передаються через обмежені по смузі канали. Обмеженість каналів пов'язана з жорстким дефіцитом частотного ресурсу. У зв'язку з цим підвищуються вимоги по обмеженню спектра сигналу передавача, а також підвищенню його спектральної ефективності.

У сучасних цифрових системах для обмеження спектра сигналу використовуються формуючі фільтри [3]. Це призводить до того, що при

обмеженні спектра сигналу відбувається його спотворення в області часу. Згладжування фронтів сусідніх прямокутних імпульсів впливає на їх розширення і взаємне перекриття. Цей ефект називається міжсимвольною інтерференцією (МСІ). Ефект МСІ призводить до зростання ймовірності помилки при прийманні сигналу і обмежує якість, швидкість і відстань передачі інформації.

Основне призначення фільтрів – формування імпульсу полягає в тому, щоб підтримувати сигнал у виділеній смузі частот, максимізуючи швидкість передачі даних і мінімізуючи помилки передачі. Імпульсний фільтр має наступні властивості: високе загасання в смузі затримання, щоб зменшити міжканальні завади; мінімізована МСІ для отримання низької частоти помилок по бітам. Інтерполяційні фільтри використовуються для збільшення частоти дискретизації [4, 5].

Стаття присвячена дослідженню впливу інтерполяції і децимації сигналів на енергетику цифрових систем зв'язку з фазовою маніпуляцією.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. При демодуляції цифрових сигналів бажано, щоб частота дискретизації сигналу була кратна його швидкості маніпуляції (на кожний символ має припадати однакова кількість відліків) [3-6]. Однак частота дискретизації вхідного сигналу з АЦП, як правило, є фіксованою, а швидкість маніпуляції може змінюватися. Вирішенням цієї проблеми є передискретизація сигналу. При передискретизації відліки сигналу, які відповідають одній частоті дискретизації, обчислюються на основі відомих відліків сигналу, що відповідають іншій частоті дискретизації (обидві частоти дискретизації мають відповідати умовам Котельникова). Точне обчислення значення вихідного неперервного сигналу у певній точці виконується за виразом:

$$x(t) = \sum_i x(t_i)h(t - t_i)$$

де $x(t_i)$ i -ий відлік сигналу; t_i – момент часу, який відповідає цьому відліку; $h(t)$ – імпульсна характеристика відновлюваного фільтра; $x(t)$ – інтерпольоване значення сигналу в момент часу t .

Пряме обчислення нових відліків сигналу за вищенаведеними формулами потребує значних обчислювальних ресурсів і є небажаним для додатків реального часу. Зручним є застосування стандартних реалізацій цифрових фільтрів для передискретизації сигналів. Для передачі даних без МСІ необхідне використання ідеального філь-

тра Найквіста, амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) якого має прямокутну форму.

Розглянемо модель системи (рис. 1). Сигнал $s(t)$, що передається, може бути представлений як згортка дискретної послідовності інформаційних символів [1, 2, 4]:

$$s(t) = \sum_k a(k)p(t - kT_s),$$

де $a(k)$ – біти, що відповідають k -му символу (символам констеляційної діаграми), $p(t)$ – форма імпульсу, kT_s – тривалість імпульсу.

З виходу передавача сигнал надходить на формуючий фільтр із функцією передачі $H_T(f)$. У каналі зв'язку на корисний сигнал діє адитивний білий гаусівський шум $n(t)$. На приймачі сигнал надходить на узгоджений фільтр з частотною характеристикою $H_R(f)$.

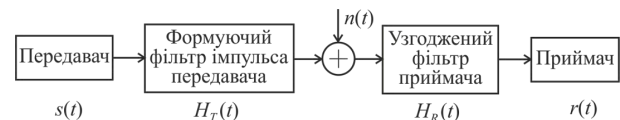


Рис. 1. Модель системи передавача і приймача

У загальному вигляді прийнятий сигнал можна представити виразом:

$$r(t) = \int_0^{T_s} h(t - \tau)s(\tau) d\tau + n(t),$$

де $h(t)$ – імпульсна характеристика каналу. Тоді загальну передавальну функцію всієї системи можна виразити у наступному вигляді:

$$H(f) = H_T(f)H_R(f)H_C(f),$$

де $H_C(f)$ – передавальна функція каналу.

При реалізації формуючих фільтрів в системах зв'язку використовують фільтри з кінцевою імпульсною характеристикою, в яких нескінченна імпульсна характеристика фільтра Найквіста усикається віконною (ваговою) функцією. Використання прямокутної вагової функції призводить до появи великих бічних пелюсток формуючого фільтра, низькій швидкості спаду АЧХ і пульсаціям в області пропускання фільтра. Для зменшення цих ефектів fronti АЧХ фільтра згладжують, апроксимуючи їх функцією піднесеного косинуса. При реалізації приймального пристрою системи зв'язку використовують узгоджену фільтрацію сигналу з частотною характеристикою фільтра у вигляді комплексно-спряженої функції з формуючим фільтром передавача [5]. Ця загальна частотна характеристика повинна задо-

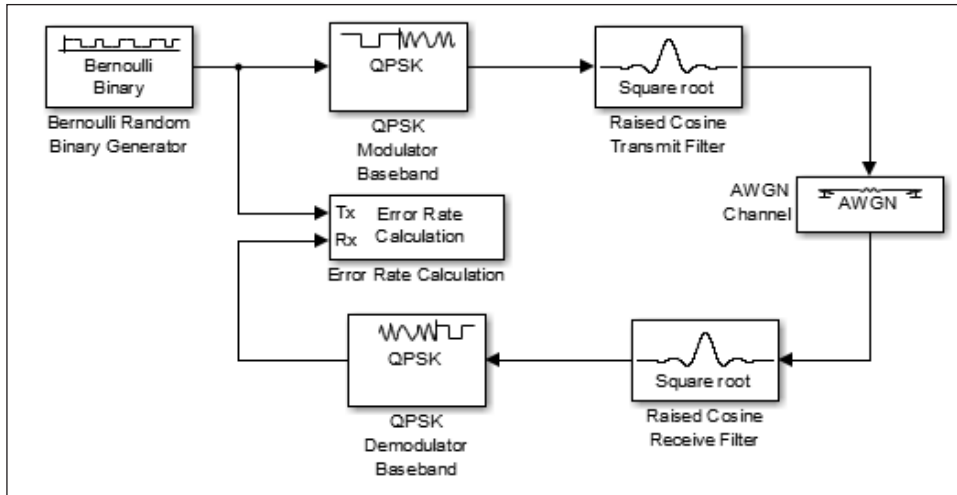


Рис. 2. Simulink-модель системи зв'язку з модуляцією QPSK

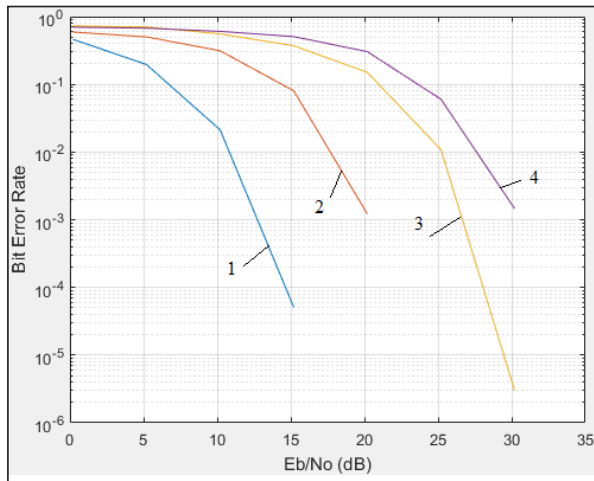


Рис. 3. Завдостійкість системи зв'язку з модуляцією QPSK і коефіцієнтами інтерполяції і децимації (k_{i-d}) формуючих фільтрів (1 – $k_{i-d} = 2$; 2 – $k_{i-d} = 10$; 3 – $k_{i-d} = 50$; 4 – $k_{i-d} = 100$)

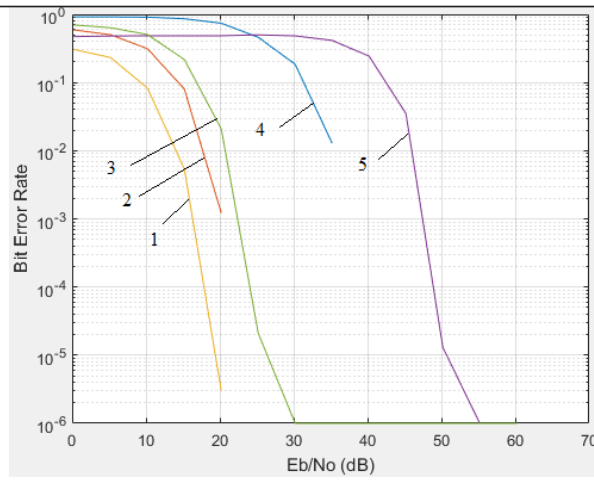


Рис. 4. Залежність ймовірності помилки на біт (BER) від відношення сигнал-шум (E_b/N_0) при $k_{i-d} = 10$, для модуляції (1 – BPSK; 2 – QPSK; 3 – DQPSK; 4 – QAM-16; 5 – DBPSK)

вольняти вимогам Найквіста. Тому при реалізації пристроїв зв'язку на передавальній і приймальній частині в основному використовують фільтри з характеристикою корінь з піднесеного косинуса, які разом мають частотну характеристику фільтра Найквісту, що дозволяє усунути МСІ при прийманні інформації.

Simulink-модель системи зв'язку з модуляцією QPSK, що використовує формуючі фільтри з інтерполяцією і децимацією, приведена на рис. 2.

На рис. 3 приведені результати дослідження залежності ймовірності помилки на біт (BER) від відношення сигнал-шум (E_b/N_0) при різних коефіцієнтах інтерполяції і децимації (k_{i-d}) узгоджених формуючих фільтрів для модуляції QPSK.

На рис. 4 і рис. 5 приведені результати дослідження залежності ймовірності помилки на біт

(BER) від відношення сигнал-шум (E_b/N_0) при коефіцієнті інтерполяції і децимації (k_{i-d}) узгоджених формуючих фільтрів рівним 10 і 50, для різних видів модуляції. Досліджені Simulink-моделі цифрових систем зв'язку з різними видами модуляції і різними коефіцієнтами інтерполяції і децимації (k_{i-d}) формуючих фільтрів.

Для досягнення $BER = 10^{-4}$ при використанні модуляції QPSK і збільшенні коефіцієнту інтерполяції – децимації формуючих фільтрів з 2 до 50 необхідно збільшувати відношення (E_b/N_0) на 14 дБ. Найбільш енергетично вигідною є модуляція BPSK. При цьому збільшення коефіцієнтів інтерполяції і децимації з 10 до 50 потребує збільшення відношення (E_b/N_0) на 7 дБ для $BER = 10^{-5}$.

Постановка завдання. Невід'ємною частиною сучасних засобів телекомунікацій є пристрої

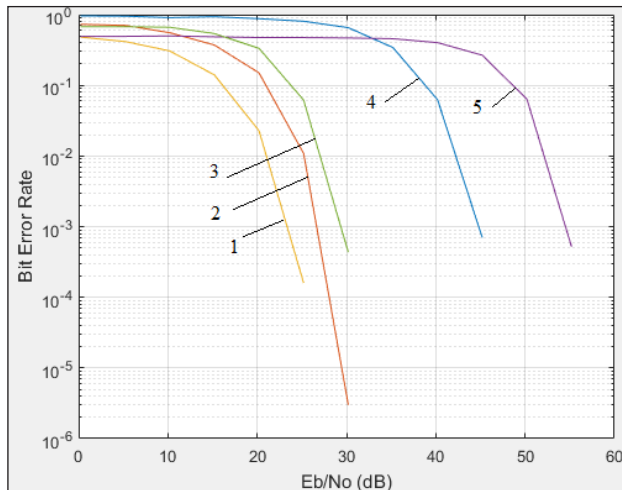


Рис. 5. Залежність ймовірності помилки на біт (BER) від відношення сигнал-шум (E_b/N_0) при $k_{i-d} = 50$, для різних видів модуляції (1 – BPSK; 2 – QPSK; 3 – DQPSK; 4 – QAM-16; 5 – DBPSK)

оброблення сигналів. Використання частотних та фазових методів маніпуляції, необхідність узгодження швидкостей та спектрів сигналів з можливостями блоків цифрового оброблення, утворює необхідність проведення процедур інтерполяції та децимації сигналів. В цьому випадку виникає потреба оцінювання впливу таких процедур на основні показники блоків оброблення сигналів і зокрема на відношення сигнал/шум.

Для дослідження впливу умов інтерполяції і децимації сигналів на енергетику засобів телекомунікацій потрібно використати фазові методи маніпуляції. Оцінювання провести шляхом визначення енергетичного виграшу у випадку зміни коефіцієнтів інтерполяції та децимації узгоджених формуючих фільтрів. Потрібно дати рекомендації щодо умов зміни коефіцієнтів та використання системи символної синхронізації для стабілізації режимів роботи цифрової системи зв'язку при використанні інтерполяції і децимації у формуючих фільтрах.

Вихідна інформація для оцінювання впливу умов інтерполяції і децимації сигналів на енергетику засобів телекомунікацій з фазовою маніпуляцією буде представлена графіками завадостійкості (залежність BER від E_b/N_0) та оцінюванням якості обробки сигналів за констеляційними діаграмами (сигнальні сузір'я: Scatter Plot). Потрібно оцінити залежності ймовірності помилки на біт (BER) від відношення сигнал-шум (E_b/N_0) за різних схем детектора помилки синхронізації та коефіцієнтів інтерполяції (децимації) у формуючих фільтрах.

Синхронізація символів у цифрових системах зв'язку

Символьна синхронізація – це процес оцінки тактового сигналу приймача, і вирівнювання його по фазі і частоті за тактовими імпульсами передавача. Для детекторів з узгодженим фільтром тактовий сигнал використовується для визначення моментів, коли вихідний сигнал узгодженого фільтра повинен бути дискретизований. Нехай прийнятий сигнал визначається виразом [6, 7]:

$$r(t) = G_a \sum_k a(k) p(t - kT_s - \tau) + w(t),$$

де $a(k)$ – k -й прийнятий символ сигналу; T_s – період тривалості символу; τ – невідома затримка за часом; $p(t)$ – форма імпульсу одичної енергії, що діє на інтервалі $-L_p T_s \leq t \leq L_p T_s$; G_a – сукупність всіх підсилень і втрат за амплітудою, що має сигнал на шляху від передавача до приймача; $w(t)$ – адитивний білий гаусівський шум. Отриманий сигнал пропускається через узгоджений фільтр, імпульсний відгук якого дорівнює $p(-t)$. Вихідний сигнал узгодженого фільтра $r(t)$ може бути представлений виразом:

$$r(t) = G_a \sum_k a(k) r_p(t - kT_s - \tau) + v(t),$$

де $r_p(u)$ – автокореляційна функція імпульсу, що визначається наступним чином:

$$r_p(u) = \int_{-L_p T_s}^{L_p T_s} p(t) p(t - u) dt$$

де $v(t) = w(t) \cdot p(-t)$ являє собою шум на виході узгодженого фільтра

У ідеалі вихідний сигнал узгодженого фільтра повинен бути дискретизований при $t = kT_s + \tau$ для виявлення. Це легко, якщо τ відомий. Коли τ не відомий, це має бути оцінено за допомогою кола синхронізації символів. Використовуючи оцінку $\hat{\tau}$, надану синхронізатором, вихідний сигнал узгодженого фільтра при $t = kT_s + \hat{\tau}$ буде визначатись виразом:

$$x(kT_s + \hat{\tau}) = G_a a(k) r_p(-\tau_e) + G_a \sum_{m \neq k} a(m) r_p((k - m)T_s - \tau_e),$$

де $\tau_e = \tau - \hat{\tau}$ – помилка синхронізації.

Коли узгоджений фільтр реалізований як фільтр з дискретним часом, потрібно аналого-цифровий перетворювач (АЦП), що передує узгодженому фільтру. АЦП формує T -рознесені вибірки зі швидкістю N вибірок/символ. n -й відлік цього сигналу може бути представлений як:

$$r(nT) = G_a \sum_m a(m) p(nT - mT_s - \tau) + w(nT),$$

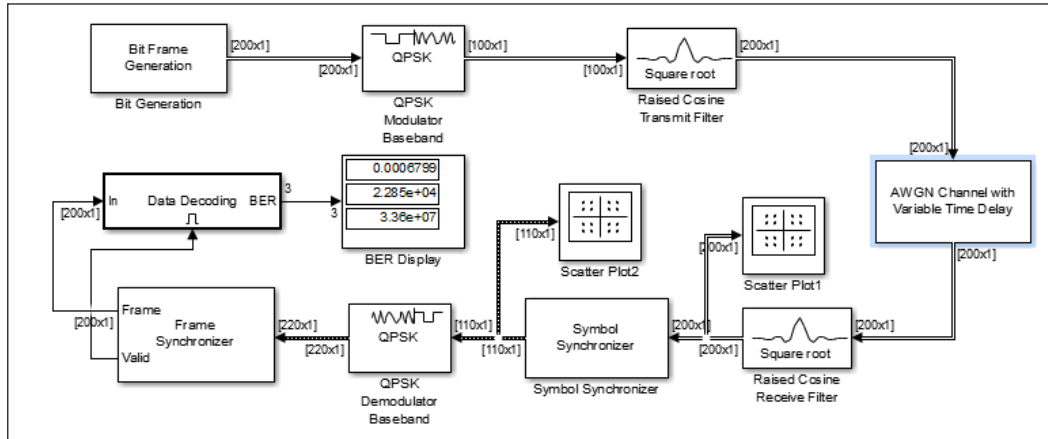


Рис. 6. Simulink-модель системи зв'язку з QPSK модуляцією і символною синхронізацією

де $a(k)$ – прийнятий символ сигналу; T_s – період тривалості символу; τ – невідома затримка за часом; $p(nT)$ – вибірки $p(t)$ імпульсу одиначної енергії з обмеженою пропускнуою здатністю, що діє на інтервалі $-L_p T_s \leq t \leq L_p T_s$; G_a – сукупність всіх підсилень і втрат за амплітудою, що має сигнал на шляху від передавача до приймача; $w(nT)$ – вибірки адитивного білого гаусівського шуму з обмеженою пропускнуою здатністю. Передбачається, що символи даних некорельовані:

$$E \{a(k)a(m)\} = E_{avg} \delta(m - k),$$

де E_{avg} – середня енергія символу. Прийнятий сигнал обробляється узгодженим фільтром, імпульсна характеристика якого складається з вибірок з оберненою в часі формою імпульсу [7]. Сигнал на виході узгодженого фільтра визначається виразом:

$$x(nT) = \frac{G_a}{T} \sum_m a(m)r_p(nT - mT_s - \tau) + v(nT).$$

Метою синхронізації символів є створення N вибірок на виході узгодженого фільтра протягом кожного інтервалу символу, щоб одна з вибірок була вирівняна з максимальним відкриттям око-діаграми [8–10]. Широко використовуваним критерієм оптимізації при отриманні систем синхронізації і фазового відновлення є критерій максимальної правдоподібності.

Приймач містить: узгоджений фільтр; коло синхронізації носійної частоти; коло символної синхронізації; синхронізацію за фреймами; демо-дулятор. Simulink-модель системи зв'язку з модуляцією QPSK і символною синхронізацією приведена на рис. 6.

Блоки діаграм сузір'я Scatter Plot1 і Scatter Plot2 показують вплив помилки синхронізації на передане сузір'я QPSK [10]. Блок Symbol Synchronizer коригує зміщення тактового сигналу між передавачем і приймачем. Залежно від величини помилки синхронізації вихідні розміри синхронізатора символів можуть відрізнятися, оскільки синхронізатор символів повертає вектор, що містить 99, 100 або 101 вибірку для вхідного вектора з 100 вибірок. Щоб відновити вхідні дані, необхідно синхронізувати вихідні дані з дійсною тактовою прив'язкою, що вимагає кадрової синхронізації. Кадрова синхронізація вирівнює вихідний вектор зі стабільною синхронізацією і відновлює вектори фіксованого розміру, коли неприпустимі символи відкидаються. Для використаного відношення сигнал/шум у 20 дБ результуючий коефіцієнт помилок по бітам становить менше 10^{-3} , що свідчить про відновлення сигналу.

Блок синхронізатора символів коригує зміщення тактових імпульсів приймача [9]. Блок приймає комплексний вхідний сигнал і повертає комплексний вихідний сигнал і реальну оцінку помилки синхронізації. Вихідні дані Sym мають змінний розмір з максимальними розмірами $(N_{samp}/N_{sps}) \cdot 1,1$, де N_{samp} – кількість вибірок; N_{sps} – кількість вибірок на символ. Вихідні дані, які перевищують цю межу, відкидаються. Вихід Err показує зміну помилки синхронізації.

Діаграма сузір'я перед синхронізатором символів показує вплив змінної часової помилки [10]. Оскільки помилка синхронізації змінюється з часом, сузір'я коливається між пошкодженим і вірним станами. Діаграма Scatter Plot2 показує, що синхронізатор усуває вплив помилки синхронізації.

Символьна синхронізація заснована на застосуванні системи фазового автопідстроювання

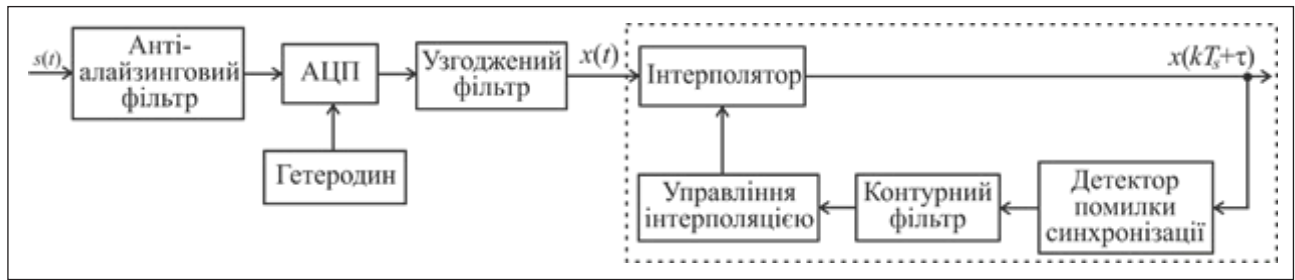


Рис. 7. Структурна схема кола символної синхронізації

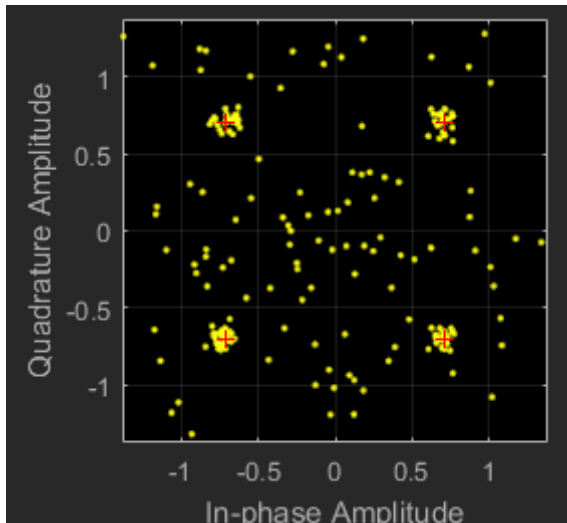


Рис. 8. Сигнальне сузір'я Scatter Plot1

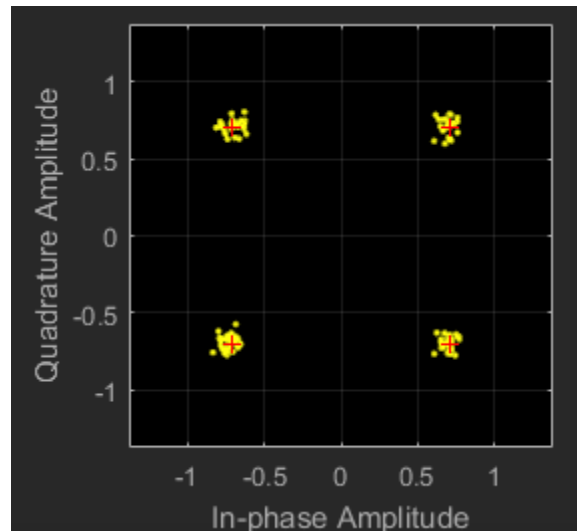


Рис. 9. Сигнальне сузір'я Scatter Plot2

частоти (ФАПЧ), що складається з чотирьох компонентів [4, 11]: детектор помилок синхронізації (TED); інтерполятор; контролер інтерполяції; контурний фільтр. Структурна схема кола символної синхронізації приведена на рис. 7.

На рисунку використані позначення: $x(t)$ – прийнятий сигнал вибірки після узгодженого фільтра; $x(kT_s + \tau)$ – символний сигнал, скоригований з урахуванням зсуву тактового сигналу між передавачем і приймачем.

Об'єкт SymbolSynchronizer підтримує чотири типи виявлення помилок синхронізації: перетин нуля, вікно на «випередження-затримку», Гарднера і оцінка Мюллера-Міллера [11]. У таблиці $x(t)$ і $y(t)$ є вихідними сигналами синфазного і квадратурного узгодженого фільтра, відповідно. Коефіцієнти a_0 і a_1 є оцінками $x(kT_s + \tau)$ і $y(kT_s + \tau)$, де τ – передбачувана помилка синхронізації. Ці оцінки зроблені шляхом застосування функції знаку до синфазних і квадратурних компонентів і використовуються тільки для режимів TED, орієнтованих на прийняття рішень.

Затримка оцінюється за вибірками на виході узгодженого фільтра, які асинхронні з частотою символів [12]. Оскільки підсумкові вибірки не

вирівняні по межах символів, для «переміщення» вибірок використовується інтерполятор. Оскільки затримка невідома, інтерполятор повинен бути адаптивним. Крім того, оскільки інтерполяційний поліном являє собою лінійну комбінацію доступних вибірок, його можна розглядати як вихідний сигнал фільтра. Отже, об'єкт System використовує кусково-параболічний інтерполятор зі структурою Фарроу і коефіцієнтом α , рівним 1/2.

Управління інтерполяцією надає інтерполятору індекс базової точки і дробовий інтервал, де індекс базової точки являє собою індекс вибірки, найближчий до інтерполяційного полінома [12].

Використовується петлевий фільтр з пропорційним інтегратором у формі, показаній нижче. Пропорційне підсилення K_1 і підсилення інтегратора K_2 розраховуються за допомогою виразів:

$$K_1 = \frac{-4\zeta\Theta}{(1 + 2\zeta\Theta + \Theta^2)K_p},$$

$$K_2 = \frac{-4\Theta^2}{(1 + 2\zeta\Theta + \Theta^2)K_p},$$

де N , ζ , Θ , K_p відповідають властивостям кола фазового автопідстроювання час-

тоти SamplesPerSymbol, DampingFactor, NormalizedLoopBandwidth і DetectorGain відповідно.

Залежність ймовірності помилки на біт (BER) від відношення сигнал-шум (E_b/N_0) при відсутності і наявності символної синхронізації для модуляції QPSK приведено на рис. 8 і рис. 9.

Блоки Scatter Plot1 і Scatter Plot2, що відображають сигнальне сузір'я до та після кола символної синхронізації, показують вплив помилки синхронізації на передане сузір'я QPSK [12]. Ця помилка синхронізації вводиться як змінна затримка в діапазоні від 0 до 0,9 вибірок. Блок Symbol Synchronizer коригує перебік тактового сигналу між передавачем і приймачем з однією носійною, вирівнюючи вихідні дані з дійсним еталонним тактовим сигналом. Залежно від величини помилки синхронізації вихідні розміри синхронізатора символів можуть відрізнятися.

Коефіцієнт помилок по бітам (BER) обчислюється блоком декодування даних. Усередині цього блоку вхідні дані регенеруються, а не витягуються з блоку генерації бітів, оскільки BER розраховується тільки для дійсних кадрів. Детектор преамбул знаходить початок пакета в демодульованому бітовому потоці. Синхронізатор кадрів використовує цей початковий індекс для вирівнювання потоку бітів уздовж правильних кордонів кадру, а також надає дійсний індикатор кадру. Сигнал відновлюється правильно, оскільки значення BER менше 10^{-3} для використовуваного відношення сигнал/шум 20 дБ. При цьому значення Error Vector Magnitude (EVM) до блоку синхронізації (сигнальне сузір'я Scatter Plot1) дорівнює 45,9%, що має неприпустимо високе значення.

Детектор помилок синхронізації видає сигнал помилки e , який пов'язано з різницею між невідомим часовим зсувом τ і оцінкою зсуву в області часу $\hat{\tau}$. ФАПЧ коригує оцінку $\hat{\tau}$ так, щоб вона була близька до часового зсуву τ , і зводить сигнал помилки до нуля. Логарифмічне відношення правдоподібності L диференціюється по відношенню до τ_e для отримання сигналу помилки і рівняння $dL/d\tau_e = 0$ розв'язується за допомогою ФАПЧ. У якості детектора помилок синхронізації найчастіше використовують детектор Гарднера і детектор Мюллера-Міллера. Залежність ймовірності помилки на біт (BER) від відношення сигнал-шум (E_b/N_0) при різних схемах детектора помилки синхронізації та коефіцієнтами інтерполяції і децимації 2 та 50 у формуючих фільтрах для модуляції QPSK приведено, відповідно, на рис. 10 і рис. 11.

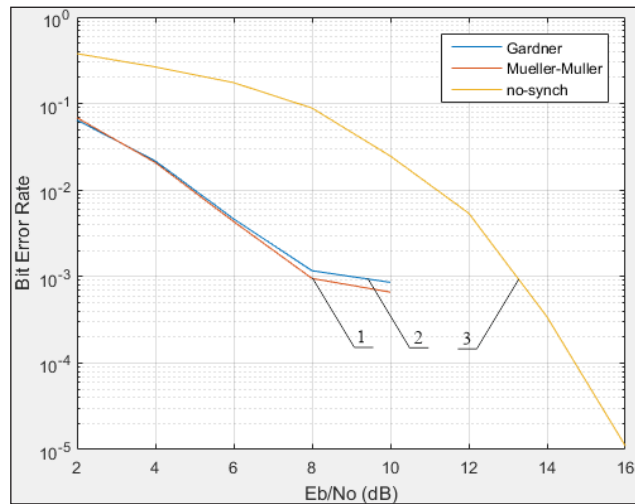


Рис. 10. Залежність BER від E_b/N_0 системи зв'язку (рис. 6) з модуляцією QPSK і $k_{t-d} = 2$ (1 – детектор Мюллера-Міллера; 2 – детектор Гарднера; 3 – відсутність символної синхронізації)

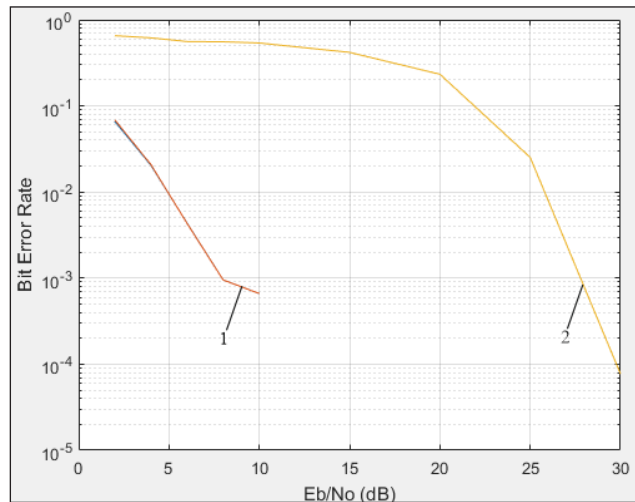


Рис. 11. Залежність BER від E_b/N_0 системи зв'язку (рис. 6) з модуляцією QPSK і $k_{t-d} = 50$ (1 – детектор Гарднера; 2 – відсутність символної синхронізації)

Детектор за методом Гарднера має зворотний зв'язок, не пов'язаний з даними, що не залежить від відновлення фази носійної [4, 11]. Він підходить як для систем з основною смугою частот, так і для систем з модульованою носійною. При наявності шуму продуктивність цього методу відновлення синхронізації поліпшується у міру збільшення надлишкової смуги пропускання (коефіцієнту згладжування у випадку фільтра з характеристикою піднятого косинусу).

Детектор за методом Мюллера-Міллера має зворотний зв'язок з прийняттям рішень, який вимагає попереднього відновлення фази носійної. Коли вхідний сигнал має імпульси Найквіста (на виході фільтра з характеристикою піднятого косинусу), цей метод не має власних шумів.

При наявності шуму продуктивність методу Мюллера-Міллера поліпшується зі зменшенням коефіцієнта надлишкової ширини імпульсу, що добре для вузькосмугових систем зв'язку. Блок синхронізатора символів коригує асиметрію тактових імпульсів і відновлює синхронізацію фреймів системи QPSK, яка має змінну помилку синхронізації [13]. Для відношення сигнал/шум у 20 дБ, результуючий коефіцієнт помилок по бітам становить менше 10^{-3} , що свідчить про відновлення сигналу.

Висновки. Для досягнення $BER=10^{-4}$ при використанні модуляції QPSK і збільшенні коефіцієнту інтерполяції – децимації формуючих фільтрів з 2 до 50 необхідно збільшувати відношення (E_b/N_0) на 14 дБ. Найбільш енергетично вигідною є модуляція BPSK. При цьому збільшення коефі-

цієнтів інтерполяції і децимації з 10 до 50 потребує збільшення відношення (E_b/N_0) на 7 дБ для $BER=10^{-5}$.

Для досягнення ймовірності помилки на біт $BER=10^{-3}$ при використанні символної синхронізації є можливість зменшити відношення сигнал/шум на вході приймача на 5 дБ у порівнянні з відсутністю синхронізації при коефіцієнті інтерполяції і децимації формуючих фільтрів рівним 2. При збільшенні коефіцієнту інтерполяції і децимації формуючих фільтрів до 50, зменшення відношення сигнал/шум на вході приймача складає 20 дБ. Таким чином, введення системи символної синхронізації дозволяє стабілізувати режим роботи цифрової системи зв'язку при використанні інтерполяції і децимації у формуючих фільтрах.

Список літератури:

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение/ изд. 2-е, испр.; пер. с англ. Москва : Вильямс, 2003. 1104 с.
2. Прокис Д. Цифровая связь / под ред. Д.Д. Кловского. Москва : Радио и связь, 2000. 800 с.
3. Бойко Ю.М., І.С. Пятін. Особливості квазікогерентної обробки сигналів у засобах телекомунікацій з частотною маніпуляцією. *Телекомунікаційні та інформаційні технології*. 2018. № 1 (58). С. 27–39.
4. Бойко Ю.М. *Теоретичні аспекти підвищення завадостійкості й ефективності обробки сигналів в радіотехнічних пристроях та засобах телекомунікаційних систем за наявності завад*: монографія / Ю.М. Бойко, В.А. Дружинін, С.В. Толюпа. Київ, 2018. 227 с.
5. Ting-An C, Kuan-Ting L., Guan-Cheng C., Shu-Hui C., Jar-Ferr Y. Super resolution using trilateral filter regression interpolation. *2017 IEEE 2nd International Conference on Signal and Image Processing (ICSIP): Proceedings 2017 IEEE 2nd International Conf.* (Singapore, 4-6 Aug. 2017). Singapore, 2017. P. 86-89. DOI: 10.1109/SIPROCESS.2017.8124511.
6. Zhang L., Zhiming H. A modified timing synchronization algorithm for QPSK in digital receiver. *Artificial Intelligence, Management Science and Electronic Commerce (AIMSEC): Proceedings 2011 2nd International Conf.* (Dengcheng, China, 8-10 Aug. 2011). Dengcheng, 2011. P. 1–4. DOI: 10.1109/AIMSEC.2011.6011207.
7. Rai A., Kumar V. N. Wideband acquisition technique for QPSK demodulator. *Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT): Proceedings 2016 IEEE International Conf.* (Bangalore, India, 20-21 May 2016). Bangalore, 2016. P. 1–6. DOI: 10.1109/RTEICT.2016.7807869.
8. Cheng C.C., Hikmet S., Sezginer S., Su Yu. T. Enhanced Spatial Modulation With Multiple Signal Constellations. *IEEE Transactions on Communications*. 2015. Vol. 63, Iss. 6. P. 2237–2248. DOI: 10.1109/TCOMM.2015.2422306.
9. López-Riera A., Águila-López F., et al. Joint Symbol and Chip Synchronization for a Burst-Mode-Communication Superregenerative MSK Receiver. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*. 2017. Vol. 64, Iss. 5. P. 1260–1269. DOI: 10.1109/TCSI.2016.2636022.
10. Boiko J., Tolubko V., Barabash O., Eromenko O., Havrylko Y. Signal processing with frequency and phase shift keying modulation in telecommunications. *Telkomnika (Telecommunication Computing Electronics and Control)*. 2019. Vol. 17, Iss. 4. P. 2025–2038. DOI: <http://dx.doi.org/10.12928/telkomnika.v17i4.12168>.
11. Chen Q., Li M. Modified Gardner algorithm for bit synchronization in high-order QAM. *Computational Problem-Solving (ICCP): Proceedings 2013 International Conf.* (Jiuzhai, China, 26-28 Oct. 2013). Jiuzhai, 2013. P. 1–6. DOI: 10.1109/ICCP.2013.6893575.
12. Boiko J., Kovtun I., Petrashchuk S. Productivity of telecommunication systems with modified signal-code constructions. *Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T): Proceedings 2017 IEEE 4th International Scientific-Practical Conf.* (Kharkov, Ukraine, 10-13 Oct. 2017). Kharkov, 2017. P. 173–178. DOI: 10.1109/INFOCOMMST.2017.8246374.
13. Boiko J., Eromenko O., Kovtun I., Petrashchuk S. Quality Assessment of Synchronization Devices in Telecommunication. *Electronics and Nanotechnology (ELNANO): Proceedings 2019 IEEE 39th International Conf.* (Kyiv, Ukraine, 16-18 April 2019). Kyiv, 2019. P. 694–699. DOI: 10.1109/ELNANO.2019.8783438.

Boiko J.M., Pyatin I.S. EVALUATION OF THE INFLUENCE INTERPOLATION AND DECIMATION CONDITIONS ON THE ENERGY GAIN IN MEANS TELECOMMUNICATIONS WITH PHASE SHIFT KEYING

When organizing a communication system, one of the tasks is to transfer the maximum amount of information in a given time with high reliability with minimal energy costs. The article presents studies of the influence of the conditions of interpolation and decimation of signals in the shaping filters of digital communication systems. It is shown that in order to achieve $BER = 10^{-4}$ when using QPSK modulation and increasing the interpolation coefficient - decimation of the forming filters from 2 to 50, it is necessary to increase the ratio (E_b/N_0) by 14 dB. The most energetically beneficial is the modulation of BPSK. At the same time, an increase in the interpolation and decimation coefficients from 10 to 50 requires an increase in the ratio (E_b/N_0) by 7 dB for $BER = 10^{-5}$.

Introduction to the communication system of the symbolic synchronization circuit allows improving the energy of telecommunications with phase shift keying. The purpose of symbol synchronization is to create N samples at the output of a matched filter during each symbol interval so that one of the samples is aligned with the maximum opening of the eye pattern. To achieve the probability of error per bit $BER = 10^{-3}$ when using symbol synchronization, it is possible to reduce the signal-to-noise ratio at the receiver input by 5 dB compared to the absence of synchronization with the interpolation and decimation coefficient of the shaping filters equal to 2.

When the interpolation and decimation coefficient of the shaping filters is increased filters to 50, reducing the signal-to-noise ratio at the receiver input is 20 dB. To restore the original data, it is necessary to synchronize the output with a real clock reference, which requires frame synchronization. Frame synchronization aligns the output vector with stable synchronization and restores fixed size vectors when invalid characters are discarded. The Gardner detector has feedback that is not related to the data, does not depend on the recovery of the carrier phase. The Miller-Muller detector has feedback with decision making, which requires preliminary restoration of the carrier phase. Thus, the introduction of a symbol synchronization system makes it possible to stabilize the operation mode of a digital communication system using interpolation and decimation in formative filters.

Key words: *interpolation, decimation, shaping filter, matched filter, symbol synchronization, timing error detector.*