

ІНТЕРПОЛЯЦІЯ І ДЕЦИМАЦІЯ СИГНАЛІВ У ЦИФРОВИХ СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ

Технологія програмно-керованого радіо (SDR) дозволяє впроваджувати бездротові пристрої, які підтримують декілька радіоінтерфейсів і форматів модуляції. Стаття присвячена дослідженню впливу інтерполяції і децимації на якість передачі сигналів у цифрових системах зв'язку. У якості інтерполатора і дециматора були обрані СІС-фільтри, оскільки вони не потребують операцій множення. Компенсаційні фільтри згладжують нерівномірність частотної характеристики СІС фільтра. У якості формуючих фільтрів на боці передавача і приймача використані фільтри з характеристикою квадратного кореня з піднятого косинуса, що у підсумку забезпечує мінімальну міжсимвольну інтерференцію. Отримані результати дозволяють зробити висновок, що інтерполяція і наступна децимація сигналу супроводжується ефектами підсилення сигналу, зменшенням часу наростання імпульсу, зменшенням коефіцієнту якості сигналу, порушенням символної синхронізації, що збільшується при збільшенні коефіцієнтів інтерполяції і децимації.

Ключові слова: програмно кероване радіо, інтерполяція, децимація.

I.S. PYATIN, V.V. MISHAN, D.M. DUKACH

Khmelnitskyi National University

ІНТЕРПОЛЯЦІЯ І ДЕЦИМАЦІЯ СИГНАЛІВ У ЦИФРОВИХ СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ

Software-defined radio technology (SDR) allows you to embed wireless devices that support multiple radio interfaces and modulation formats. SDR is a radio frequency communications system that is customizable using software. The following components are configured in the SDR: - mixers for step-up and step-down frequency converters; amplifiers, modulators and demodulators; radio frequency detector; filters. The article is devoted to the study of the effect of interpolation and decimation on the quality of signal transmission in digital communication systems. When performing processing at the informational message rate, the SDR uses Digital Down Converter (DDC) and Digital Up Converter (DUC). The study of interpolation and decimation of signals in digital communication systems and the distortions that arise in this case is an urgent task. CIC filters were chosen as an interpolator and decimator because they do not require multiplication operations. Compensation filters smooth out the uneven frequency response of the CIC filter. Filters with the characteristic of the square root of the raised cosine were used as forming filters on the transmitter and receiver side, which ultimately ensures minimal intersymbol interference. The results obtained allow us to conclude that interpolation and the following signal decimation are accompanied by effects of signal amplification, a decrease in the rise time of the pulse, a decrease in the signal quality factor, a violation of symbol synchronization, which increase with increasing interpolation-decimation coefficients.

Keywords: software defined radio, interpolation, decimation.

Постановка проблеми

Основне завдання цифрової системи зв'язку – надійно передавати інформацію з одного місця в інше через канал зв'язку. [1] Технологія програмно-керованого радіо (SDR) дозволяє впроваджувати бездротові пристрої, які підтримують декілька радіоінтерфейсів і форматів модуляції. Для забезпечення цього SDR використовує платформу Field Programmable Gate Array (FPGA) або цифрові сигнальні процесори (DSP).

SDR – це система бездротового зв'язку, що працює на радіочастоті та налаштовується за допомогою програмного забезпечення. Цифрова децимація і інтерполяція широко використовуються в сучасних системах зв'язку з різними частотами дискретизації, для стиснення і відновлення даних, для зменшення обсягів пам'яті зберігання даних, для збільшення швидкості передачі даних, для збільшення продуктивності систем з обробкою даних на різних швидкостях тощо. Так, наприклад, реалізація вузькосмугових цифрових КІХ-фільтрів вимагає дуже великої кількості коефіцієнтів, і децимація даних може істотно знизити розмір фільтра і підвищити швидкість їх обробки. Платформи SDR широко використовуються в різних телекомунікаційних системах зв'язку, оскільки вони дозволяють змінювати конфігурацію апаратного забезпечення. Головна мета SDR – максимальне перенесення операцій обробки сигналу у цифрову форму.

Для високочастотних сигналів використовується смугова дискретизація [2] (under sampling), яка дозволяє обійти обмеження, що накладаються теоремою Котельникова для обробки вузькосмугових сигналів.

Якщо ширина смуги частот B , що займає сигнал, набагато менша нижньої або верхньої граничних частот (f_L та f_H) його спектра, використовують теорему про смугову дискретизацію:

$$\frac{2f_H}{n} \leq F_s \leq \frac{2f_L}{n-1},$$

де $n = f_H / B$, n округлене до найбільшого цілого числа

Для збереження інформації про сигнал, частота дискретизації повинна бути рівною або більшою ніж подвоєна ширина його смуги частот.

При смуговій дискретизації оцифровуванню піддається не вся смуга частот, а лише невелика її частина. При цьому для захисту від накладення спектрів необхідно використовувати смугові аналогові фільтри. Варто також відзначити, що смугова дискретизація дозволяє одночасно з оцифровуванням сигналу зробити перенесення його спектра на низьку частоту. Дослідження інтерполяції і децимації сигналів у

цифрових системах зв'язку та спотворень, що виникають при цьому, є актуальною задачею.

Передавач і приймач за технологією програмно-керованого радіо

Платформи програмно керованого радіо (SDR) використовують Digital Down Converter (DDC) і Digital Up Converter (DUC) при виконанні обробки в основній смузі частот. Цифрові радіоприймачі вимагають швидких перетворювачів АЦП для оцифровки обмеженого за смугою сигналу радіочастоти або проміжної частоти, що має високу швидкість передачі даних. DDC у цифровому радіоприймачі використовується для перенесення смуги частот вниз за спектром, не порушуючи критерій Найквіста для пропускної здатності повідомлення. Частота дискретизації зменшується і в свою чергу вимоги до фільтру і подальша обробка сигналу стає легше здійсненою. DUC у цифровому радіопередавачі використовується для перенесення спектра комплексного модульованого сигналу з області низьких частот на частоту несучої. Сигнал основної смуги частот фільтрується і транслюється з використанням більш високої частоти дискретизації для модуляції на несучій частоті з прямим цифровим синтезом (DDS). DUC виконує формування імпульсу вхідного сигналу і модуляцію на проміжній частоті. Багатоступенева реалізація цих перетворювачів частоти дискретизації є обчислювально ефективною.

Загальна структурна схема передавача цифрової системи зв'язку [3] зображена на рис. 1.

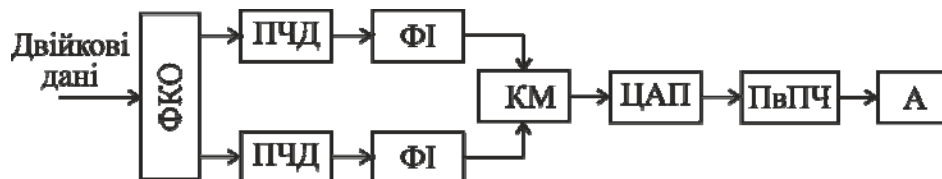


Рис. 1. Структурна схема передавача цифрової системи зв'язку (ФКО – формування комплексної обвідної модульованого сигналу; ПЧД – підвищувач частоти дискретизації; ФІ – формування імпульсу; КМ – квадратурний модулятор; ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач; ПвПЧ – підвищуючий перетворювач частоти; А – антена)

Інформаційні біти перетворюються в символи QPSK шляхом створення сигнального сузір'я (кодування Грея). Символ QPSK є 2-вимірним і представляється у вигляді $(a_I(i); a_Q(i))$, що входить у сигнальне сузір'я цифрової модуляції. $a_I(i)$ представляє рівень амплітуди синфазної компоненти, а $a_Q(i)$ представляє рівень амплітуди квадратурної компоненти.

Наприклад, у QPSK, $a_I(i)$ і $a_Q(i)$ можуть набувати значень +1 або -1, тому $(a_I(i); a_Q(i))$ може бути одним з наступних чотирьох можливих кортежів: (+1; +1); (+1; -1); (-1; +1); (-1; -1). Це відображення може бути реалізовано за допомогою таблиці відповідності. Послідовності $\{a_I(i), a_Q(i)\}$ перетворюються з підвищенням частоти дискретизації з нульовою затримкою і надходять на формувач імпульсів.

Інтервал часу між імпульсами, виражений в секундах, називається символьним інтервалом, рівним T секундам і рівним довжині U відліків формування імпульсу. Виходи фільтра – формувача імпульсу, $I(n)$ і $Q(n)$, є синфазними і квадратурними сигналами. Ці сигнали модулюються цифровими квадратурними несучими з частотою f_0 . Цифрова несуча частота f_0 має одиницю циклів / вибірок, оскільки вона дорівнює аналоговій частоті (періоди / секунда), нормалізованій по частоті дискретизації (вибірка / секунда).

У загальному випадку при проектуванні системи зв'язку необхідно враховувати такі основні фактори, що впливають на сигнал при його поширенні в каналі зв'язку: вплив адитивного білого гаусового шуму; частотний і фазовий зсув сигналу, який може бути викликаний взаємним рухом антени передавача і приймача або неузгодженістю їх гетеродинів, викликаним нестабільністю джерел опорної частоти; затримка сигналу в каналі зв'язку на розповсюдження від антени передавача до антени приймача і в фідерних системах; завмирання, викликані багатопробним поширенням сигналу від передавача до приймача, явищами рефракції в атмосфері і перевідбиваннями від різних об'єктів. При моделюванні систем зв'язку на персональному комп'ютері особливу увагу необхідно приділити питанням затримки сигналу в каналі зв'язку. Оскільки моделювання на комп'ютері принципово може бути тільки дискретним в області часу, для проведення коректних досліджень систем синхронізації приймального пристрою необхідно створювати дробову затримку в каналі зв'язку. На практиці така необхідність відсутня, оскільки радіосигнали випромінюються в ефір в аналоговому вигляді. При моделюванні подрібнена затримка може бути створена за допомогою фільтрів - інтерполяторів (наприклад, за допомогою фільтра-інтерполятора Фарроу).

Структурна схема приймача QPSK сигналу [3] представлена на рис. 2.

Радіочастотний прийнятий сигнал спочатку перетворюється з пониженням частоти в сигнал проміжної частоти (ПЧ). Сигнал ПЧ тоді дискретизується за допомогою автономного генератора зі швидкістю $1/T_{\text{вх}}$ вибірок в секунду. Отриманий сигнал, позначений як $r_{\text{пр}}(mT_{\text{вх}})$, перетворюється з пониженням частоти в основну смугу з використанням двох квадратурних несучих на частоті f_0 з подальшою узгодженою фільтрацією для отримання синфазних і квадратурних сигналів $x_I(m)$ і $x_Q(m)$. Цифрові сигнали $x_I(m)$ та $x_Q(m)$ передаються через цикл відновлення символьної синхронізації. Далі сигнал піддається пониженню частоти дискретизації для відновлення переданих даних QAM, тобто $b_I(i)$

для синфазної гілки і $b_Q(i)$ для квадратурної гілки. В ідеальному випадку $b_I(i) = a_I(i)$ і $b_Q(i) = a_Q(i)$. Пристрій для формування імпульсів і узгоджений фільтр реалізовані для подолання ефекту міжсимвольних завад (ISI). Одним з поширених прикладів мінімізації ISI є формувати імпульси $a_I(i)$ і $a_Q(i)$ за допомогою фільтра з характеристикою піднятого косинуса.

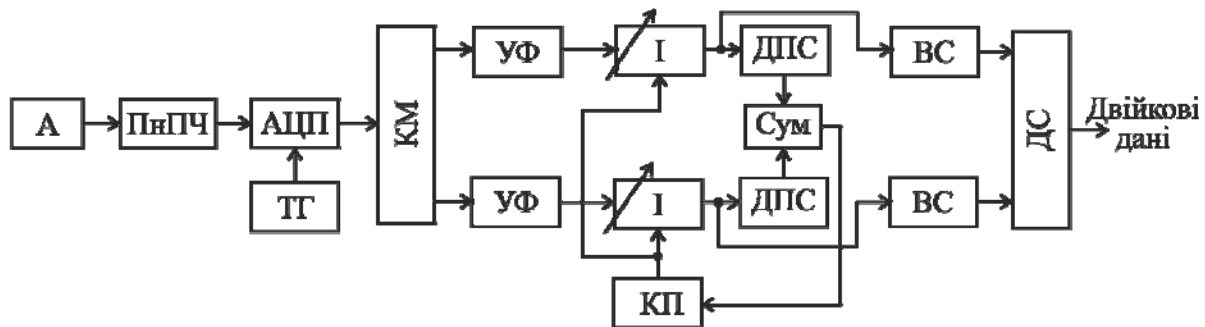


Рис. 2. Структурна схема приймача цифрової системи зв'язку (А – антена; ПНПЧ – понижуючий перетворювач частоти; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ТГ – тактовий генератор; КМ – квадратурний модулятор; УФ – узгоджений фільтр; І – інтерполатор; КП – контурний процесор; ДПС – детектор помилки синхронізації; Сум – підсумовувач; ВС – відновлювач символу; ДС – детектування символу)

Підвищення частоти дискретизації і формування імпульсу

Для подальшої мінімізації дій каналу передачі AWGN, фільтр з характеристикою піднятого косинуса ділиться рівномірно між передавачем і приймачем, так що фільтр-формувач імпульсу і узгоджений фільтр є еквівалентним фільтру з характеристикою квадратного кореня з піднятого косинуса. Підвищення частоти дискретизації є ключовою операцією в декількох цифрових методах обробки, таких як інтерполяція і символна синхронізація.

На рис. 3 показана Simulink-модель кола підвищення частоти дискретизації синфазної і квадратурної компонентів на виході низькочастотного QPSK модулятора. У моделі $U = 5$ і форма імпульсу у передавачі і відповідне значення у приймачі однакові за формою фільтра квадратного кореня з піднятого косинуса.

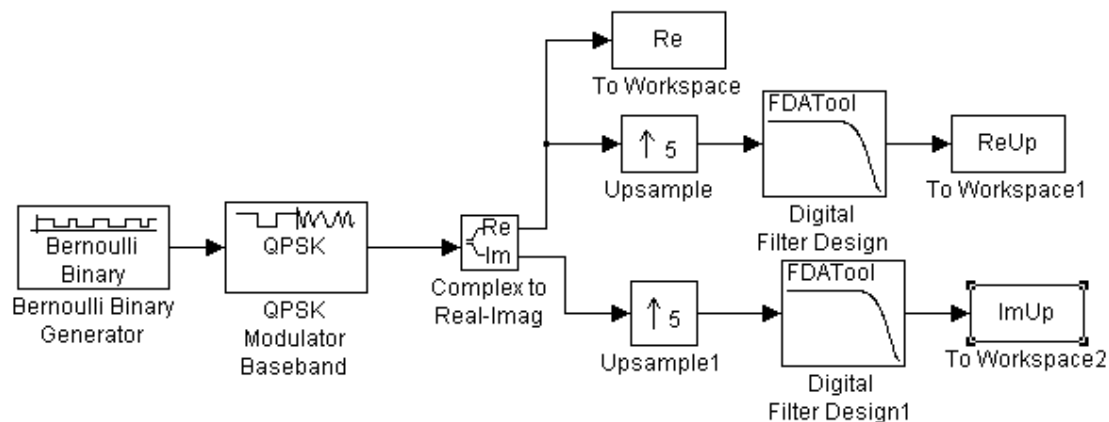


Рис. 3. Simulink-модель кола підвищення частоти дискретизації синфазної і квадратурної компонентів на виході низькочастотного QPSK модулятора

Імпульсна характеристика фільтра квадратного кореня з піднятого косинуса, що використовується для формування імпульсу, визначається виразом:

$$\begin{cases} 1 - \beta + 4\beta/\pi, & t = 0 \\ \frac{\beta}{\sqrt{2}} \left[\left(1 + \frac{2}{\pi} \right) \sin \left(\frac{\pi}{4\beta} \right) + \left(1 - \frac{2}{\pi} \right) \cos \left(\frac{\pi}{4\beta} \right) \right], & t = \pm \frac{T}{4\beta} \\ \frac{\sin \left[\frac{\pi t}{T} (1 - \beta) \right] + 4\beta \frac{t}{T} \cos \left[\frac{\pi t}{T} (1 + \beta) \right]}{\frac{\pi t}{T} \left[1 - \left(4\pi \frac{t}{T} \right)^2 \right]}, & \text{інакше} \end{cases}$$

T – швидкість вхідних символів, β – коефіцієнт спадання імпульсу. Рис. 4 показує вибірки модульованого сигналу до та після підвищення частоти дискретизації. На рис. 4, б сигнал дискретизується у моменти часу $t = K \frac{T}{U}$, що в U разів менше вхідної символної швидкості. U називається коефіцієнтом

інтерполяції, а K – цілим числом. У цьому прикладі $U = 5$.

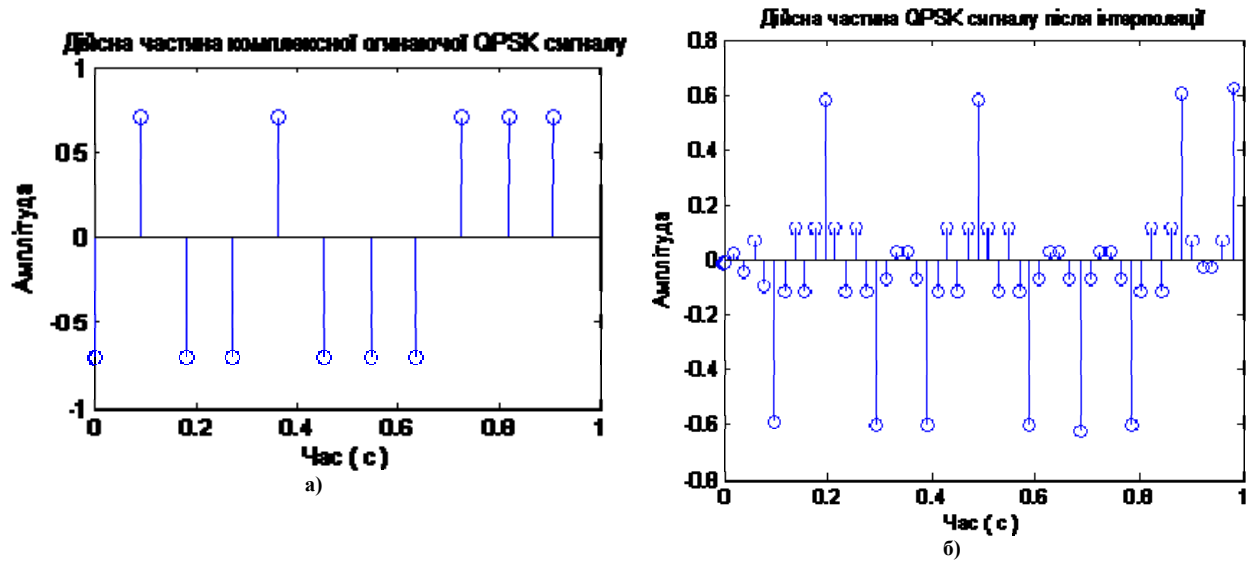


Рис. 4. Дійсна частина комплексної огибаючої QPSK сигналу:
а) на виході низькочастотного модулятора; б) після інтерполяції

Повертаючись до рис. 3, для ілюстрації послідовності синфазної вибірки, показані на рисунку після формування імпульсів і узгодженого фільтра, не враховуються затримки, викликані фільтрами. Приклад демонструє ідеальний випадок, тому прийнята синфазна послідовність вибірок $x_l(m)$ має таку ж тривалість символу, як $a_l(i)$. В ідеальному випадку комбінований відгук фільтра-формуваця імпульсу і підібраний фільтр еквівалентний відгуку RC-фільтра. Це також має на увазі, що дві довжини фільтра SRRC не усякаються.

Смуга пропускання QPSK сигналу після узгодженого фільтра визначається виразом:

$$B = B_{nyquist} + \Delta B$$

де $B_{nyquist} = 1/(2T)$ – ширина смуги Найквіста; $\Delta B = \beta/(2T)$ – надлишкова смуга пропускання фільтра.

Ширина смуги сигналу B має одиниці періодів в секунду. Нехай F_s позначає частоту дискретизації, а $T_s = T/U$ як період дискретизації на боці передавача і приймача разом, потім смуга пропускання дорівнює:

$$B = \frac{1+\beta}{2T} = \frac{1+\beta}{2UT_s} = \frac{F_s(1+\beta)}{2U}$$

Якщо частота дискретизації F_s нормалізується до 1 вибірки в секунду, то B стає цифровою смугою пропускання, яка має одиницю періодів на вибірку. Наприклад, з $U = 4$, $\beta = 0,25$, цифрова ширина смуги B дорівнює $1,25/8$ періодів на вибірку. Невелика цифрова смуга пропускання має певні переваги при передачі сигналу через інтерполяційний фільтр. У практичному приймачі схема відновлення синхронізації необхідна як для усунення зміщення частоти дискретизації, так і зміщення синхронізації.

Дослідження інтерполяції і децимації сигналів у середовищі Simulink

Передискретизація в обробці сигналів – зміна частоти дискретизації цифрового сигналу. Алгоритми передискретизації широко застосовуються при обробці звукових сигналів, радіосигналів і зображень. Відліки сигналу, що відповідають новій частоті дискретизації, обчислюються за наявними відліками і не містять нової інформації. Підвищення частоти дискретизації називається інтерполяцією, зниження – децимацією [4].

Широко застосовується як апаратна (на основі спеціалізованих мікросхем або FPGA), так і програмна (на базі сигнальних процесорів) реалізація алгоритмів передискретизації. Вибір конкретної реалізації алгоритму передискретизації є результатом компромісу між якістю перетворення і його обчислювальною складністю. Основним параметром, що впливає на ці характеристики, є близькість використовуваних цифрових фільтрів до ідеальних. Більш якісні фільтри вимагають великих ресурсів для обчислення.

Передискретизація веде до втрати інформації про сигнал з наступних причин:

при зменшенні частоти дискретизації сигнал необхідно відфільтрувати з метою видалення високочастотних спектральних складових, які не відповідають умовам теореми Котельникова для нової частоти дискретизації;

неминуча неідеальність застосовуваних цифрових фільтрів;

обчислення, що виконуються над цифровими (квантовими за рівнем) сигналами, ведуть до

незворотних помилок округлення.

Таким чином, при збільшенні частоти дискретизації з подальшим зменшенням її до початкового значення якість сигналу буде втрачено (якщо тільки висока частота не кратна низькій).

При демодуляції цифрових сигналів бажано, щоб частота дискретизації сигналу була кратна його швидкості маніпуляції (інакше кажучи, щоб на кожен символ приходилося однакове число відліків сигналу). Однак частота дискретизації вхідного сигналу з АЦП, як правило, фіксована, а швидкість маніпуляції може змінюватися [5]. Приклад використання фільтрів-формуваців імпульсу наведено на рис. 5

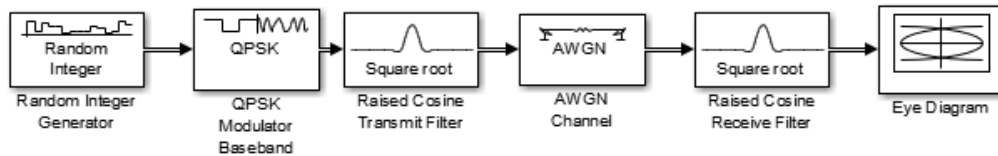


Рис. 5. Simulink-модель системи зв'язку з фільтрами-формувачами імпульсу

Без фільтрів підвищення частоти дискретизації око-діаграма зображена на рис. 6.

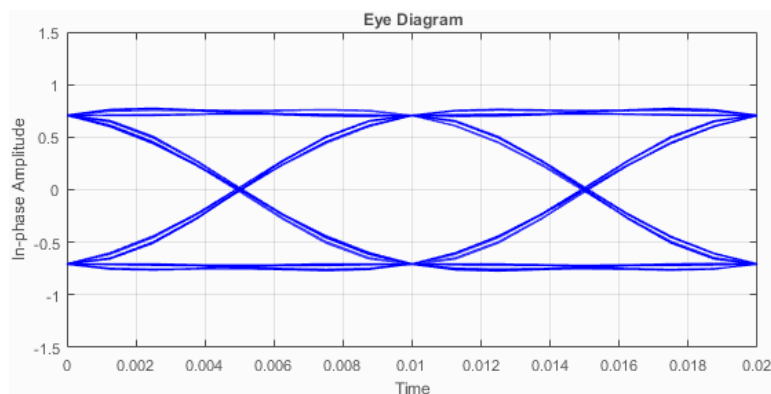


Рис. 6. Око-діаграма моделі за рис. 5

З око-діаграми визначаємо, що рівень логічного нуля $I_0 = -0,7$, рівень логічної одиниці $I_1 = 0,7$.

Ширина відкритого ока, що відповідає тривалості символу, складає 0,01 с.

При введенні CIC-фільтрів підвищення і пониження частоти дискретизації з коефіцієнтами інтерполяції і децимації рівними 4, Simulink-модель наведена на рис. 7.

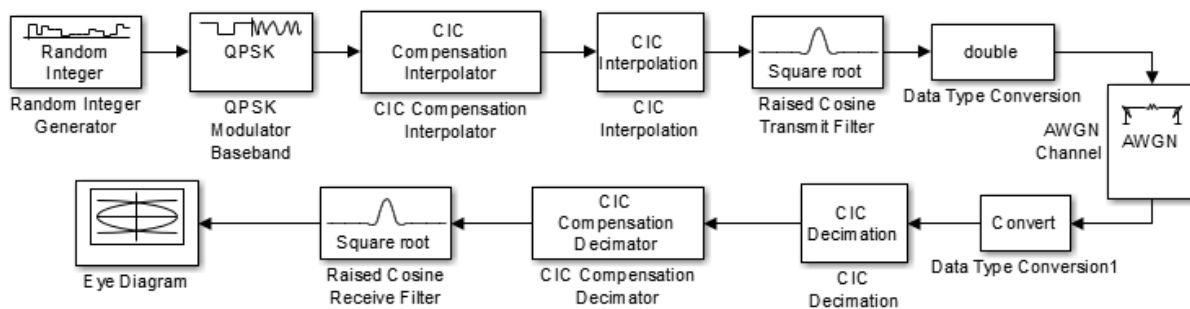


Рис. 7. Simulink-модель системи зв'язку з CIC-фільтрами підвищення і пониження частоти дискретизації

Фільтри Cascaded integrator-comb (CIC) – це обчислювально ефективні реалізації різних вузькосмугових фільтрів нижніх частот і часто вбудовуються в апаратне забезпечення. Для того, щоб ввести згладжувальну фільтрацію перед децимацією (тобто зменшенням частоти дискретизації) і анти-аліасингову фільтрацію перед інтерполяцією (тобто збільшенням частоти дискретизації), фільтри CIC найкраще підходять і широко використовуються. Різницеве рівняння CIC-фільтра визначається виразом:

$$y(n) = x(n) - x(n-D) + y(n-1),$$

де $x(n)$ – відліки вхідного сигналу, $y(n)$ – вихідний сигнал; D – затримка.

Фільтри CIC мають лінійну фазову характеристику. Вони використовують тільки операції затримки, додавання і віднімання і не вимагають операції множення. Передавальна функція для CIC фільтра задається рівнянням:

$$H(z) = \left[\sum_{k=0}^{RM-1} z^{-k} \right]^n,$$

де R – коефіцієнт інтерполяції або децимації; M – кількість відліків на секцію; n – кількість секцій у

фільтрі. Око-діаграма сигналу після операцій інтерполяції і децимації має вигляд:

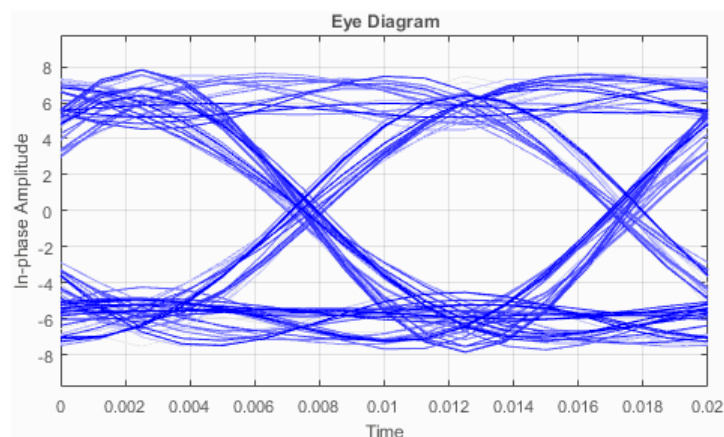


Рис. 8. Око-діаграма моделі за рис. 7 з коефіцієнтами інтерполяції і децимації, рівними 4

Рівні логічного нуля і логічної одиниці, відповідно, складають $I_0 = -6$, $I_1 = 6$. Ширина відкритого ока не змінюється і складає 0,01 с. Маємо коефіцієнт підсилення у 9 разів. Відбувся зсув око-діаграми на 0,0025 с.

Якщо коефіцієнт інтерполяції і децимації СІС-фільтрів буде 10, то око-діаграма приймає вигляд, показаний на рис. 9.

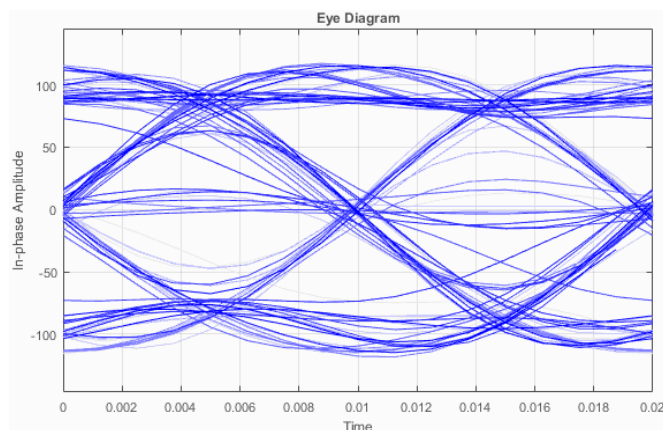


Рис. 9. Око-діаграма моделі за рис. 7 з коефіцієнтами інтерполяції і децимації, рівними 10

Спостерігається відсутність синхронізації символів, підсилення рівнів логічного нуля і логічної одиниці у 140 разів. Тривалість символу складає 0,01 с.

Висновки

У статті проведені дослідження інтерполяції і децимації сигналів у цифрових системах зв'язку. У якості інтерполятора і дециматора були обрані СІС-фільтри, оскільки вони не потребують операцій множення. Компенсаційні фільтри згладжують нерівномірність частотної характеристики СІС фільтра. У якості формуючих фільтрів на боці передавача і приймача використані фільтри з характеристикою квадратного кореня з піднятого косинуса, що у підсумку забезпечує мінімальну міжсимвольну інтерференцію. Отримані результати дозволяють зробити висновок, що інтерполяція і наступна децимація сигналу супроводжується ефектами підсилення сигналу, зменшенням часу наростання імпульсу, зменшенням коефіцієнту якості сигналу, порушенням символної синхронізації, що збільшується при збільшенні коефіцієнтів інтерполяції-децимації.

Література

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр ; пер с англ. – 2-е изд., испр. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
2. Пятін І.С. Дослідження синхронізації цифрових систем зв'язку / І.С. Пятін, І.Ю. Кукал // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2016. – № 5. – С. 175–183.
3. Прохис Д. Цифровая связь / Д. Прохис ; пер. с англ. ; под ред. Д.Д. Кловского. – М. : Радио и связь, 2000. – 800 с.
4. Бойко Ю.М. Особливості квазікогерентної обробки сигналів у засобах телекомунікацій з частотною маніпуляцією / Ю.М. Бойко, І.С. Пятін // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – 2018. – № 1. – С. 107–119.

5. Бойко Ю. М. Підвищення завадостійкості блоків оброблення сигналів засобів телекомунікацій на основі модифікованих схем синхронізації / Ю. М. Бойко // Вісник Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут». Серія : Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2015. – Вип. 61. – С. 91–107. – URL : http://nbuv.gov.ua/UJRN/VKPI_rr_2015_61_11.

6. 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 : Логос, 2018. – 227 с. – URL : <http://elar.khnu.km.ua/jspui/handle/123456789/6291>.

7. Бойко Ю. М. Синтез і аналіз інформаційно-управляючих систем синхронізації засобів телекомунікацій / Ю. М. Бойко // Адаптивні системи автоматичного управління : міжвідом. науч.-техн. зб. / Нац. техн. ун-т України "Київ. політехн. ін-т ім. Ігоря Сікорського". – Київ, 2017. – Вип. 1'(30). – С. 8–28. – DOI : <https://doi.org/10.20535/1560-8956.30.2017.117700>.

References

1. Sklyar B. Cifrovaya svyaz. Teoreticheskie osnovy i prakticheskoe primeneniye / B. Sklyar ; per s angl. – 2-e izd., ispr. – M. : Izdatelskiy dom «Vilyams», 2003. – 1104 s.
2. Piatin I.S. Doslidzhennia synkhronizatsii tsyfrovyykh system zviazku / I. S. Piatin, I.Iu. Kukal // Herald of Khmelnytskyi National University. Technical sciences. – 2016. – № 5. – S. 175–183.
3. Prokis D. Cifrovaya svyaz / D. Prokis ; per. s angl. ; pod red. D.D. Klovskogo. – M. : Radio i svyaz, 2000. – 800 s.
4. Boiko J. M. Osoblyvosti kvazikogerentnoyi obrobky sygnaliv u zasobakh telekomunikatsiy z chastotnoju manipulatsieju / J. M. Boiko, I.S. Pyatin // Telekomunikatsijni ta informatsijni tehnologii. – 2018. – № 1. – С. 107–119.
5. Boiko J. M. Increasing the noise immunity of signal processing units of telecommunications on the basis of the modified synchronization schemes / J. M. Boiko // Visnyk NTUU KPI Seriya: Radiotekhnika Radioaparatobuduvannia. – No. 61. – S. 91–107. URL: http://nbuv.gov.ua/UJRN/VKPI_rr_2015_61_11.
6. Boiko J. M. Teoretychni aspekty pidvyshchennia zavadostiivosti y efektyvnosti obrobky sygnaliv v radiotekhnichnykh prystroiah ta zasobakh telekomunikatsiinykh system za naiavnosti zavod : monohrafiya / J. M. Boiko, V. A. Druzhinin, S. V. Tolyupa. – Kyjiv : Loghos, 2018. – 227 s. URL: <http://elar.khnu.km.ua/jspui/handle/123456789/6291>.
7. Boiko J. Synthesis and analysis of information-control systems of synchronization of means of telecommunications / J. Boiko // Interdepartmental scientific technical journal «Adaptive systems of automatic control» 2017. – № 1 (30). – P. 8–28. DOI: <https://doi.org/10.20535/1560-8956.30.2017.117700>.

Рецензія/Peer review : 24.6.2019 р.

Надрукована/Printed : 17.7.2019 р.

Стаття рецензована редакційною колегією