

УДК 621.396.96

Бойко Ю. М., Пятін І. С. Хмельницький національний університет

ОСОБЛИВОСТІ КВАЗИКОГЕРЕНТНОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ У ЗАСОБАХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ З ЧАСТОТНОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ

Розглянуто принципи аналітичного опису формування сигналів частотної маніпуляції в телекомунікаційних системах. Проведений аналіз впливу кінцевої розрядності обчислень на якість обробки сигналу. Досліджено умови реалізації моделі перетворювача частоти з її пониженням при дискретизації на основі каскадних фільтрів. Експериментально досліджено вимоги до вибору параметрів децимації сигналів при їх обробленні в умовах шумів.

Ключові слова: частотна маніпуляція, інтерполяція, децимація, фільтрація сигналів, телекомунікаційна система.

Boiko J. M., Pyatin I. S. Khmelnytsky National University

FEATURES OF QUASICOHERENT SIGNAL PROCESSING IN FREQUENCY MANIPULATION TELECOMMUNICATIONS

The paper represents the principles of analytical description the formation of signals frequency manipulation in telecommunication systems. The peculiarities of quasi-coherent processing of signals of frequency manipulation on the basis of digital frequency downstream transformation with subsequent filtration and multiple decimation are described. The analysis of the influence of finite-dimensional calculations on the quality of signal processing is carried out, which can be further used to select the internal computational discharges of digital downconversions while preserving the given quality of signal processing and hardware costs for its realization. The conditions of realization of the model of the frequency converter with the decrease of the sampling rate on the basis of cascade filters are investigated. The requirements for the selection of signal decimation parameters when eating in the noise conditions are experimentally investigated. The conditions for implementation of the model of the frequency converter with lower frequency sampling based on cascaded filters CIC (Cascaded integrator-comb) filters and formation of characteristics of cascade on the basis of programmable filters (PFIR) are investigated. The results of the study allow to establish the following: the presence of noise in the channel of the digital quadrature heterodyne with a level from zero to half the amplitude of the useful signal can increase the decimation factor of the corrective FIR filter one and a half times. It has been experimentally established that the reduction of the decimation factor of the corrective FIR filter can increase the noise level in the quadrature generator channel, while the amplitude of the useful component at the DDC output decreases and distortion increases.

Keywords: frequency manipulation, interpolation, decimation, signal filtering, telecommunication system.

Бойко Ю. Н., Пятин И. С. Хмельницкий национальный университет

ОСОБЕННОСТИ КВАЗИКОГЕРЕНТНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В СРЕДСТВАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ С ЧАСТОТНОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

Рассмотрены принципы аналитического описания формирования сигналов частотной манипуляции в телекоммуникационных системах. Проведенный анализ влияния конечной разрядности вычислений на качество обработки сигнала. Исследованы условия реализации модели преобразователя частоты с ее понижением при дискретизации на основе каскадных фильтров. Экспериментально исследованы требования к выбору параметров децимации сигналов при их обработке в условиях шумов.

Ключевые слова: частотная манипуляция, интерполяция, децимация, фильтрация сигналов, телекоммуникационная система.

© Бойко Ю. М., Пятін І. С., 2018

1. Вступ. Постановка задачі

До всіх сучасних засобів телекомунікацій висуваються високі вимоги щодо швидкодії та завадостійкості. Для забезпечення високої завадостійкості застосовуються різні методи модуляції та кодування, які підвищують вимоги по швидкодії до пристрою оброблення сигналів [1-6].

В системах зв'язку, що працюють в режимі реального часу, необхідна синхронізація приймального і передавального пристроїв. Завдання синхронізації зводиться до оцінки моментів часу надходження сигналу на вхід приймача [4-8]. Щоб приймач міг правильно декодувати отриманий набір бітів, він повинен володіти інформацією щодо швидкості передачі бітів, яка визначається інтервалом часу, який виділяється на один бітовий розряд; початок і кінець кожного елемента (символу або байту); початок і кінець повного блоку повідомлень або кадру [4, 5]. Дані чинники називають відповідно бітовою або тактовою синхронізацією, байтною або символною синхронізацією і блочною або кадровою синхронізацією. В цьому випадку під тактовою синхронізацією розуміють процес примусового встановлення відповідності між періодами імпульсів на вході і моментами часу їх реєстрації.

В даний час широкого поширення набули цифрові засоби телекомунікацій. В даних системах структура приймача містить цифрову частину, в якій реалізуються алгоритм фільтрації, демодуляції, а також системи синхронізації різного рівня. В основі більшості систем синхронізації лежить фазове автопідстроювання частоти (ФАПЧ) [1, 6].

Виконання вимог, що пред'являються до сучасних засобів телекомунікацій ставить завдання підвищення швидкості передачі даних за рахунок практичної реалізації сигналів з безперервною фазою.

З метою ефективного використання потужності та смуги частот в сучасних системах телекомунікацій, виділення опорного коливання проводиться безпосередньо з прийнятого сигналу. Як правило, його спектр не містить на частоті носійної дискретної компоненти, і завдання полягає у відновленні носійної. Виділення носійної проводиться нелінійним перетворенням сигналу з подальшою фільтрацією за допомогою системи ФАПЧ [1, 4, 6]. На сьогоднішній день багато функції, що виконуються аналоговими засобами, реалізується за допомогою цифрової обробки сигналу на спеціальних сигнальних процесорах або процесорах загального призначення [7].

Відновлення несучого коливання розглядається як задача оптимального оцінювання фази сигналу, при впливі завади на інтервалі тривалості символу за критерієм максимальної правдоподібності. Форма вхідного сигналу описується виразом [2]:

$$x_i(t) = \sqrt{2}A \cos(\omega_0 t + \Theta_i + \varphi) + n(t). \quad (1)$$

Фаза Θ_i у виразі (1) в процесі модуляції приймає одне з можливих значень $\Theta_i = 2\pi i / M$; φ – початкова фаза; M – число позицій сигналу; $n(t)$ – завада; A – амплітуда вхідного сигналу.

На сьогоднішній день існує багато модифікацій схеми ФАПЧ (схема Костаса, система відновлення носійної з ремодуляцією і з регенерацією, тощо). Дані схеми відрізняються призначенням і можливістю практичної реалізації [8, 9].

Мета статті полягає у дослідженні одного з важливих етапів прийому радіосигналів в частині цифрового перетворення частоти вниз з подальшою фільтрацією і багаторазовою децимацією. В даний час ці функції виконують спеціалізовані мікросхеми цифрових понижуючих конвертерів (ЦПК) або DDC (Digital Down Converter).

В роботі проведений аналіз впливу кінцевої розрядності обчислень на якість обробки сигналу, що далі може бути використано для вибору внутрішніх обчислювальних розрядностей ЦПК при збереженні заданої якості обробки сигналу і апаратних витратах на його реалізацію. Досліджено умови реалізації моделі перетворювача частоти з пониженням частоти дискретизації на основі каскадних фільтрів (КасФ) або СІС (Cascaded integrator-comb)

фільтрів та формування характеристики каскаду на основі програмованих (ПКІХФ) фільтрів (PFIR). Розглянуто методологію оптимізації схеми обробки сигналів частотної маніпуляції.

2. Принципи квазікогерентної обробки сигналів у засобах телекомунікацій з частотною маніпуляцією

Гаусівська частотна маніпуляція з мінімальним зсувом (Gaussian Minimum Shift Keying - GMSK) відноситься до частотних видів модуляції з безперервною фазою [8, 10-12]. В роботах [11, 12] зазначалось, що область використання цього виду сигналів в засобах телекомунікацій, це стандарти передачі GSM, DECT, системи транкінгового зв'язку, безпроводні радіостанції. Особливість даного виду сигналів полягає у тому, що перед модуляцією інформаційна послідовність прямокутних імпульсів проходить через фільтр нижніх частот з гаусівською амплітудно-частотною (АЧХ) характеристикою.

На рис. 1 зображена інформаційна послідовність, що передається, сформований за нею сигнал частотної маніпуляції з мінімальним зсувом і його спектр.

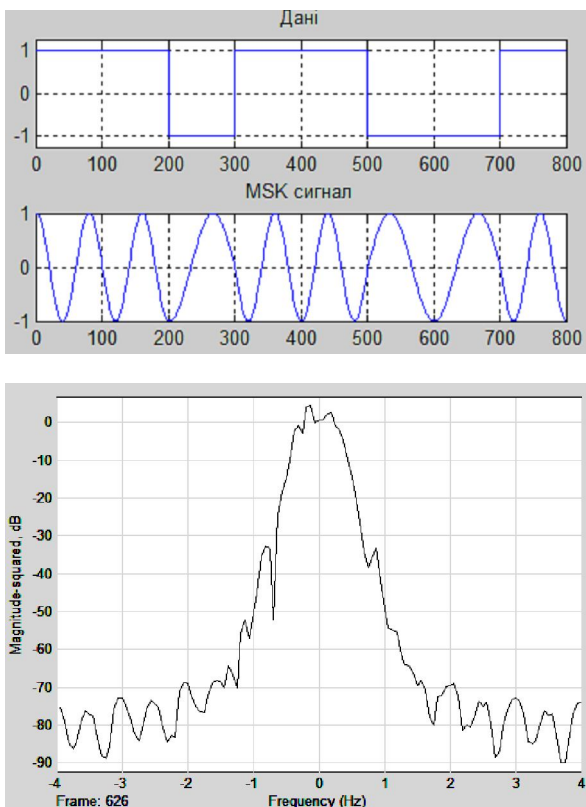


Рис. 1. Інформаційна послідовність, сигнал частотної маніпуляції і його спектр



Рис. 2. Схема формування сигналів GMSK:
ГФНЧ – гаусівський фільтр низьких частот;
ЦСП – цифровий сигнальний процесор;
ПП – підсилювач потужності;
ФФ – формуючий фільтр

Перевага даного виду модуляції полягає в тому, що вона має мінімальний рівень випромінювання на бічних і дзеркальних частотах. Спектральна густина інформації – 1 біт на символ.

Частотно-маніпульований сигнал $S_{fsk}(t)$ може розглядатися як синусоїдальний сигнал, частота якого приймає два значення:

$$f_1 = f_0 - \Delta f; \quad f_2 = f_0 + \Delta f.$$

Для когерентної демодуляції девіація частоти визначається виразом: $\Delta f = 1/4T_b$, де T_b – тривалість біта вхідної послідовності даних.

Для сигналів MSK індекс модуляції $m = 0,5$, а математична модель в квадратурному вигляді визначається виразом:

$$S_{fsk}(t) = U_m \cos\left(\pm\pi \frac{t}{2T_b}\right) \cos 2\pi f_0 t - \\ - U_m \sin\left(\pm\pi \frac{t}{2T_b}\right) \sin 2\pi f_0 t,$$

де U_m – амплітуда носійної; f_0 – частота носійної.

На рис. 2 приведена схема модулятора сигналів GMSK [2, 11]. Загалом, у схемі формування сигналів, можна виділити перед модуляційний фільтр з гаусівською АЧХ (ГФНЧ), цифровий сигнальний процесор (DSP – Digital Signal Processor), на якому, зокрема, реалізується схема квадратурного I/Q – модулятора.

При передачі інформації по каналу зв'язку з завадами в прийнятих даних можуть виникати помилки. Для зменшення числа

помилки може бути використано кодування в каналі або завадостійке кодування [11, 12].

В сучасних цифрових засобах телекомунікацій набули широкого використання цифрові сигнальні процесори, які дозволяють програмно реалізовувати функціональні блоки необхідні для формування та оброблення сигналів, у відповідних стандартах, зв'язку. У випадку реалізації цифрових приймальних пристроїв, загалом, часто необхідно перетворити вхідний радіочастотний сигнал в цифрову форму якомога ближче до антени для подальшої обробки в програмованих пристроях, і далі, перетворити його назад в аналогову форму, якомога ближче до динаміка телефону.

Схема цифрового приймача представлена на рис. 3. Одним з важливих етапів прийому радіосигналів є цифрове перетворення частоти вниз з подальшою фільтрацією і багаторазовою децимацією. В даний час ці функції виконують спеціалізовані мікросхеми понижуючих конвертерів (ЦПК) – DDC (Digital Down Converter).

В схемі на рис. 3, вхідний сигнал на частоті прийнятого сигналу підсилюється малощумним підсилювачем, обмежується за спектром смуговим фільтром СФ і надходить на АЦП. Цифровий сигнал піддається квадратурному перетворенню частоти. Спектр цифрового сигналу переноситься на “нульову” проміжну частоту і розкладається на квадратурні компоненти I і Q шляхом змішування з сигналом гетеродину (для отримання квадратурної компоненти він зміщується за фазою на 90°).

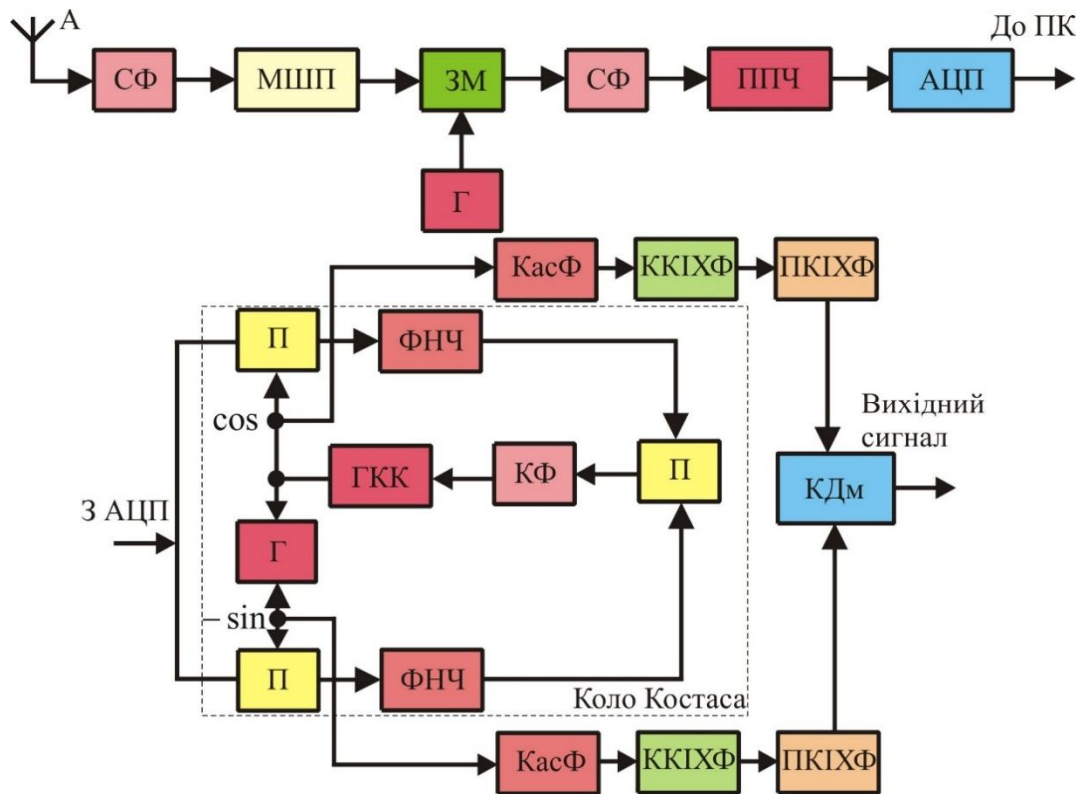


Рис. 3. Функціональна схема цифрового приймача

(СФ – смуговий фільтр; МШП – малощумний підсилювач; ЗМ – змішувач; Г – гетеродин; ППЧ – підсилювач проміжної частоти; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; П – помножувач; ФНЧ – фільтр нижніх частот; ГКК – цифровий генератор керований кодом; КФ – контурний фільтр; КасФ – каскадний фільтр (СІС); ККІХФ – коригувальний фільтр (CFIR); ПКІХФ – програмований фільтр (PFIR))

Сигнал на вході змішувачів визначається виразом:

$$S(t) = U(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)).$$

Сигнал на проміжній частоті надходить на помножувачі (П), де відбувається множення на гармонійні коливання цифрового генератора керованого кодом (ГКК) зсунуті один відносно одного по фазі на 90° .

Нехай сигнал на вході схеми Костаса при передачі логічної "1" визначається виразом [5]:

$$S_e = \sqrt{2P_b} \cos[2\pi(f_0 + \Delta f)t].$$

Сигнал на виході першого помножувача задається виразом:

$$\sqrt{2P_b} \cos[2\pi(f_0 + \Delta f)t] \cos 2\pi f_0 t = \frac{\sqrt{2P_b}}{2} [\cos 2\pi\Delta f t + \cos(4\pi f_0 t + 2\pi\Delta f t)]. \quad (2)$$

Сигнал на виході другого помножувача задається виразом:

$$-\sqrt{2P_b} \cos[2\pi(f_0 + \Delta f)t] \sin 2\pi f_0 t = -\frac{\sqrt{2P_b}}{2} [\sin 2\pi\Delta f t + \sin(4\pi f_0 t + 2\pi\Delta f t)]. \quad (3)$$

Фільтром нижніх частот виділяє перший доданок записаних виразів (2) і (3). На виході третього помножувача маємо сигнал:

$$-\frac{\sqrt{2P_b}}{2} \cos 2\pi\Delta f t \frac{\sqrt{2P_b}}{2} \sin 2\pi\Delta f t = -\frac{P_b}{4} \sin 4\pi\Delta f t.$$

Цей сигнал через контурний фільтр (КФ), надходить на цифровий генератор керований кодом (ЦГКК). Аналітично вид такого сигналу представимо наступним виразом:

$$U_{ГКК} = -0,25P_b \sin 4\pi\Delta f t.$$

Цифровий понижуючий конвертор виконує такі операції обробки сигналу як перенесення спектра вхідного сигналу на "нульову" частоту за допомогою цифрового генератора змінної частоти; фільтрацію і децимацію сигналу за допомогою ФНЧ із змінною пропускну здатністю.

Під децимацією будемо розуміти процедуру при якій зберігається один з кожних N вхідних відліків сигналу. Якщо децимована вихідна частота дискретизації встановлюється вище ніж подвоєна смуга пропускання ФНЧ, втрат інформації не відбувається. Перевага децимованих сигналів полягає в тому, що такі сигнали легше обробляються, займають менший об'єм пам'яті [13]. Таким чином, зниження частоти дискретизації зменшує вартість системи.

До складу схеми на рис. 3 входить КасФ який містить послідовне з'єднання інтегратора і цифрового гребінчастого фільтру. Кількість набору таких елементів визначає порядок фільтра. Оскільки АЧХ КасФ нерівномірна, то для коригування її в смузі пропускання використовуємо коригувальний (ККІХФ) фільтр (CFIR). Функцію формування характеристики каскаду покладемо на програмований (ПКІХФ) фільтр, або (PFIR).

У КасФ першого порядку рівень придушення бічних пелюсток складає -13 дБ. Для досягнення більш високих порядків потрібно послідовне включення k ланок КасФ. Загалом, КасФ виконує зниження частоти дискретизації (проріджування) вхідного сигналу за допомогою цілочисельного коефіцієнта. Фільтри КасФ представляють собою клас лінійних FIR-фільтрів, що складаються з гребінчастої частини та інтегратора. Передавальна функція КасФ-дециматора має вигляд:

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

де $H_I(z)$ – передавальна функція інтегратора КасФ;
 $H_C(z)$ – передавальна функція гребінчастого фільтру;
 N – кількість секцій у гребінці або інтеграторі КасФ;
 R – коефіцієнт децимації;
 M – коефіцієнт диференційної затримки.

На рис. 4 наведено синтезовану засобами Matlab структурну схему КасФ з коефіцієнтом децимації $R = 25$. Так як у ЦПК вся обробка відбувається у фіксованому форматі обчислень, то перед безпосередньою реалізацією даної структури необхідний аналіз впливу кінцевої розрядності обчислень на якість обробки сигналу, який далі може бути використаний для вибору внутрішніх обчислювальних розрядностей ЦПК, при збереженні заданої якості обробки сигналу і апаратних витратах на його реалізацію.

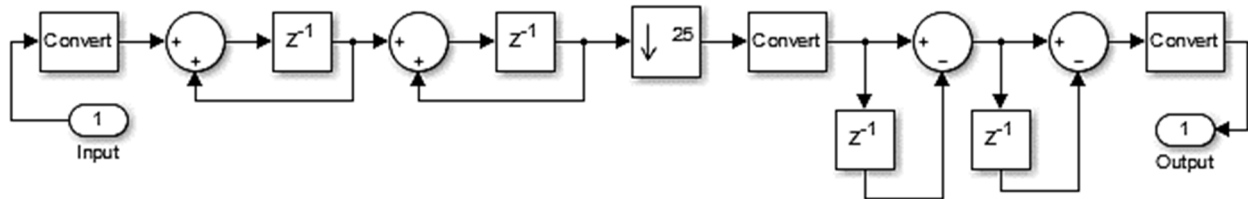


Рис. 4. Структурна схема імітаційної моделі КасФ з коефіцієнтом децимації $R = 25$

Для когерентної демодуляції необхідно, щоб частота опорної носійної була синхронна з прийнятою модульованою носійною. В системі з відновленням носійної забезпечується множення синусоїдальної носійної частоти з отриманим сигналом, що має таку саму центральну частоту як і переданий сигнал, а фазу – спотворену в тракці поширення радіохвиль з затримкою в приймальному обладнанні.

Когерентна демодуляція реалізується перемноженням прийнятого модульованого сигналу $U_{ex}(t)$ з відновленою немодульованою носійною: $U_m \cos \omega_0 t$.

Вихідний демодульований сигнал до НЧ-фільтрації, визначається виразом:

$$p(t) = U_{ex}(t)U_m \cos \omega_0 t = U_{ex}U_m \cos(\omega_0 t + \Theta(t)) \cos \omega_0 t = \frac{U_{ex}U_m}{2} [\cos \Theta(t) + \cos(2\omega_0 t + \Theta(t))].$$

В схемі ФНЧ усуває спектральні складові з подвоєною частотою, тому на виході отримуємо:

$$q(t) = \frac{U_{ex}U_m}{2} \cos \Theta(t). \tag{4}$$

У виразі (4) $\frac{U_{ex}U_m}{2}$ – постійний коефіцієнт підсилення; $\cos \Theta(t)$ – змінний у часі модулюючий сигнал з обмеженим спектром, при $\Theta(t) = 90^\circ$ або $\Theta(t) = 180^\circ$ рівний +1 або -1 відповідно. Дана напруга модулюючого сигналу пропорційна косинусу різниці фаз між прийнятою модульованою носійною і відновленою носійною.

Структурна схема когерентного GMSK-демодулятора приведена на рис. 5.

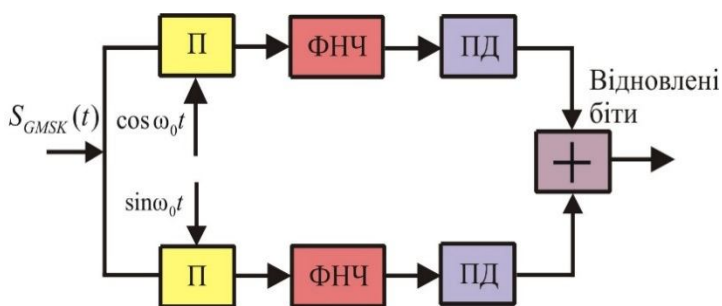


Рис. 5. Схема когерентного GMSK-демодулятора:
 П – помножувач; ПД – пороговий детектор;
 ФНЧ – фільтр нижніх частот

Обмежений за смугою радіосигнал представимо у вигляді реальної частини комплексного сигналу $z(t)$ [7, 8]:

$$S(t) = \text{Re}(z(t)) = \text{Re}(U_z(t)e^{j\omega t}) = I(t) \cos(\omega t) - Q(t) \sin(\omega t) \tag{5}$$

Змінюючи в (5) параметри синфазної $I(t)$ і квадратурної $Q(t)$ складових комплексної обвідної сигналу можна отримати довільний вид модуляції за допомогою універсального квадратурного модулятора.

Множенням $S(t)$ на $e^{-j\omega t}$ отримуємо комплексну форму сигналу, яка має вид:

$$z(t) = S(t)e^{-j\omega t} = (I(t)\cos\omega t - Q(t)\sin\omega t)(\cos\omega t - j\sin\omega t). \quad (6)$$

Дійсна та уявна частини комплексного сигналу $z(t)$ у виразі (6) визначаються наступним чином:

$$\begin{aligned} A(t) &= \operatorname{Re}(z(t)) = S(t)\cos\omega t = I(t)\cos\omega t\cos\omega t - Q(t)\sin\omega t\cos\omega t = \\ &= \frac{1}{2}I(t) + \frac{1}{2}I(t)\cos(2\omega t) - \frac{1}{2}Q(t)\sin(2\omega t), \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} B(t) &= \operatorname{Im}(z(t)) = S(t)(-\sin\omega t) = -I(t)\cos\omega t\sin\omega t + Q(t)\sin\omega t\sin\omega t = \\ &= -\frac{1}{2}I(t)\sin(2\omega t) - \frac{1}{2}Q(t)\cos(2\omega t) + \frac{1}{2}Q(t). \end{aligned} \quad (8)$$

Вилучення складових у виразах (7) і (8) на подвоєній носійній за допомогою ФНЧ призведе до того, що отримуємо наступні вирази:

$$A(t) = -\frac{1}{2}I(t), \quad B(t) = \frac{1}{2}Q(t).$$

Спектральна густина сигналу MSK визначається виразом:

$$S(\omega) = \frac{U_b^2 T_b}{2} \left[\frac{\sin^2[(f_0 - \Delta f)T_b]}{(f_0 - \Delta f)^2 T_b^2} + \frac{\sin^2[(f_0 + \Delta f)T_b]}{(f_0 + \Delta f)^2 T_b^2} \right] + \frac{U_b^2}{4} [\delta(f_0 - \Delta f) + \delta(f_0 + \Delta f)],$$

де U_b – амплітуда символу інформаційного повідомлення;

T_b – тривалість символу інформаційного повідомлення.

Демодульовані низькочастотні сигнали $I(t)$ і $Q(t)$ у (14) і (15) визначаються функціями $\cos\varphi(t)$ і $\sin\varphi(t)$ відповідно. Їх отримують перемноженням прийнятого модульованого сигналу $x(t)$ з складовими відновленої немодульованої носійної $\cos\omega_0 t$ і $\sin\omega_0 t$, відповідно, і подавленням високочастотних спектральних складових за допомогою НЧ-фільтра. Квадратурний вигляд модульованого сигналу з GMSK представляється виразом:

$$x(t) = \cos\varphi(t)\cos 2\pi f_0 t - \sin\varphi(t)\sin 2\pi f_0 t.$$

Ідеальна характеристика ймовірності помилки на біт для когерентних систем GMSK краще, ніж для некогерентних [12].

3. Дослідження умов реалізації моделі перетворювача частоти з пониженням частоти дискретизації на основі каскадних фільтрів

При перетворенні частоти виникає явище “дзеркального каналу”, для боротьби з яким використовуємо квадратурне перетворення частоти, а саме сигнал перетворимо в комплексну форму (проведемо поділ на два канали синфазної та квадратурної складових). З цією метою використовуємо генератор керований кодом (ГКК) або NCO (Numerically Controlled Oscillator). На генератор подається тактова частота, аналогічно як і на АЦП, а на його вхід управління подамо значення, що визначає частоту. Тоді на виході формується цифровий синусоїдальний сигнал потрібної частоти. ГКК здатний паралельно формувати і косинусний сигнал, завдяки чому можна формувати квадратурні сигнали.

Після змішування з сигналом генератора з виходу помножувачів отримуємо сигнал перенесений на більш низьку частоту, але все ще з високою частотою дискретизації. Проведемо децимацію сигналу, тобто відкинемо частину вибірок. Однак, врахуємо, що

неконтрольоване відкидання зайвих вибірок призведе до спотворення вихідного сигналу. Для уникнення цього явища пропустимо сигнал через децимуючий КасФ.

ЦПК можна реалізувати в інтегральному виконанні. Використаємо мікросхему AD6684, яка включає в себе чотири ЦПК, які забезпечують фільтрацію і зменшення швидкості вихідних даних. Кожний ЦПК включає ГКК, півсмуговий децимуючий фільтр (ПДФ), фільтр з кінцевою імпульсною характеристикою (КІХ) або (FIR), етап підсилення та етап перетворення комплексного сигналу до реального. Усі блоки обробки містять лінії управління. Пара каналів АЦП (для обробки синфазної і квадратурної складових) має два ЦПК (ЦПК0 і ЦПК1). ЦПК може бути налаштований для виведення реальних, або комплексних даних. ЦПК видає 16-бітний потік. У повній смузі пропускання, виходи АЦП мають 9-бітні слова, за якими записують сім нулів.

ПДФ використовуємо для інтерполяції та проріджування з метою захисту від накладання спектрів і фільтрації для придушення дзеркальних частот при зміні частоти дискретизації даних. У таких фільтрах половина коефіцієнтів дорівнює нулю, а кожний коефіцієнт, що не рівний нулю, представлений у вигляді деякої комбінації чисел, рівних степені два. При цьому обсяг обчислень скорочується в два рази. Множення замінюється операціями зсуву і підсумовування (віднімання). ПДФ будемо розглядати як окремий випадок КІХ-фільтра.

Функціональна схема ЦПК на мікросхемі AD6684 приведена на рис. 6.

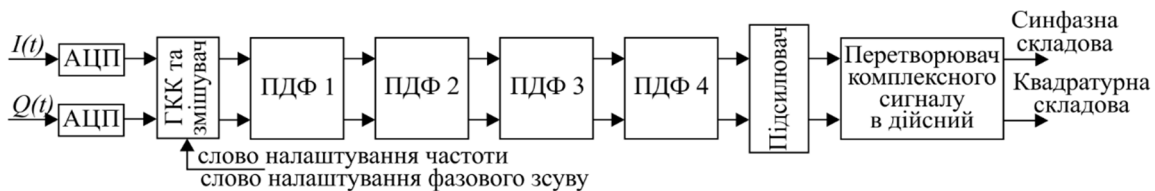


Рис. 6. Схема функціональна цифрового понижуючого перетворювача
ГКК – цифровий генератор, керований кодом

Обидва канали ЦПК мають два вхідних порти, які підключаються через I/Q мультиплексор. Таким чином, AD6684 – це двоканальний приймач проміжної частоти (ПЧ) з шириною смуги 135 МГц. Він складається з чотирьох 14-розрядних АЦП з швидкодією 500 MSPS і різних блоків цифрової обробки сигналів, включаючи чотири широкосмугових цифрових ЦПК, блок зміни параметрів квантування з перерозподілом шуму (NSR) і блок управління динамічним діапазоном (VDR). Чотири ядра АЦП побудовані на базі багатокаскадної, диференційної конвесерної архітектури з інтегрованою логікою виправлення помилок у вихідному коді. АЦП в схемі мають широкосмуговий вхідний каскад з вибраним користувачем діапазоном вхідних напруг. Входи аналогового сигналу і сигналу тактової синхронізації є диференційними. Вихід кожного з АЦП підключений до двох ЦПК через перехресний мультиплексор. Схема ЦПК включає в себе до п'яти каскадів обробки сигналу: 48-розрядний ЦПК на базі ГКК і до чотирьох ПДФ.

Виходи каналів АЦП підключені до блоку NSR. Інтегрована схема NSR дозволяє покращити сигнал/шум в смузі робочих частот. Блок перетворення частоти включає 48-бітний ГКК, який може працювати з комплексними сигналами і квадратурний змішувач, що використовується для частотного перетворення як дійсних, так і комплексних сигналів.

Після переходу вниз по смузі частот відбувається етап фільтрації, що проріджує частотний спектр з використанням послідовності чотирьох ПДФ для перетворення швидкості передачі. Кожен з фільтрів має коефіцієнт децимації 2, отже, загальний коефіцієнт децимації не більше 16. Процес проріджування знижує вихідну швидкість передачі даних, що, в свою чергу, знижує швидкість вихідного потоку даних. Для компенсації втрат, пов'язаних з зміщенням вхідного сигналу вниз за частотою, блок підсилення збільшує потужність сигналу на 6 дБ.

AD6684 має малий коефіцієнт децимації (не більше 16). В реальних приймачах для перенесення спектру сигналу з радіочастоти (наприклад, 1 ГГц) на нульову проміжну частоту потрібні набагато більші коефіцієнти децимації.

Розглянемо Simulink-модель ЦПК, яка приведена на рис. 7.

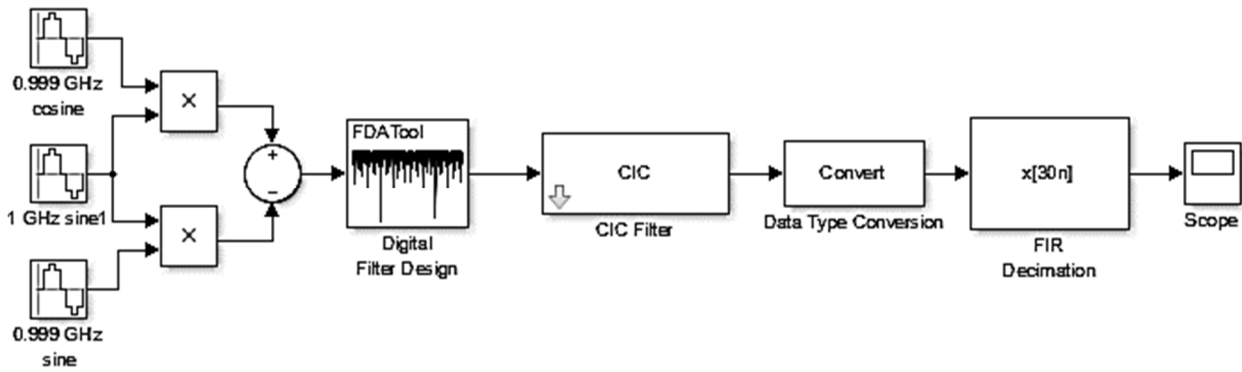


Рис. 7. Simulink-модель перетворювача частоти з пониженням частоти дискретизації

Для проведення синтезу та дослідження ЦПК виділимо основні елементи та вимоги до них:

- цифровий гетеродин забезпечує перенесення спектра вхідного дійсного сигналу з проміжної частоти на низьку частоту, шляхом множення відліків вхідного сигналу на відліки опорного сигналу: $\cos\omega t$ і $\sin\omega t$. В гетеродині має бути реалізовано управління частотою і фазою опорного сигналу. Цифровий гетеродин складається з цифрового синтезатора частоти (NCO) і помножувача;

- фільтри-дециматори з постійними коефіцієнтами (КасФ), які використовуються для попередньої децимації сигналу. Вони ефективні при великих значеннях коефіцієнта децимації. Такі фільтри не вимагають операцій множення і дозволяють істотно знизити частоту дискретизації, що забезпечує зниження вимог до апаратних і обчислювальних ресурсів;

- КІХ-фільтри-дециматори, що використовуються для подальшої децимації з невеликими коефіцієнтами децимації, коригування спотворень АЧХ, викликаних КасФ-дециматорами і каналної фільтрації;

- блок автоматичного регулювання підсилення (АРП).

Модель містить джерело вхідного сигналу, квадратурний змішувач, ФНЧ, КасФ (CIC) з коефіцієнтом децимації 128, перетворювач типів даних, КІХ (FIR decimation filter) з коефіцієнтом децимації 30. Частота дискретизації вхідного сигналу складає 50 ГГц. Після

перетворень в квадратурному гетеродині проводилось виділення цифровим фільтром частоти 1 МГц з аналогічною частотою дискретизації.

На рис. 8 показані результати моделювання схеми, зображеної на рис. 7. КасФ з коефіцієнтом децимації 128 знижує частоту дискретизації до 390,265 МГц. Далі фільтр КІХ (FIR decimation) з коефіцієнтом децимації 30 дозволяє отримати сигнал частотою 1 МГц з частотою дискретизації 13 МГц.

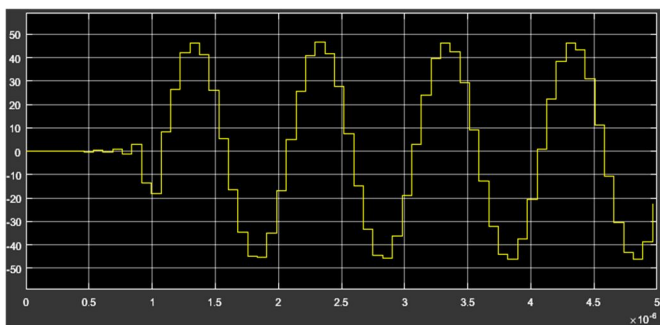


Рис. 8. Результати моделювання схеми

В якості джерела вхідного сигналу використаємо амплітудно-модульоване коливання (АМ) з частотою модуляції 100 кГц і частотою носійної 1 ГГц. Simulink модель ЦПК (DDC) зображена на рис. 9.

Квадратурний гетеродин переносить спектр вхідного сигналу на нульову проміжну частоту, тобто виділяє комплексну обвідну амплітудно-модульованого коливання.

На рис. 10 приведені характерні осцилограми, отримані при симуляції схеми на рис. 9: При частоті дискретизації $16\pi \cdot 10^9$ Гц КасФ має коефіцієнт децимації 128. КІХ (FIR decimation filter) має коефіцієнт децимації 100. Комплексна обвідна АМ-сигналу – це гармонійне коливання з частотою низькочастотного модулюючого сигналу 100 кГц.

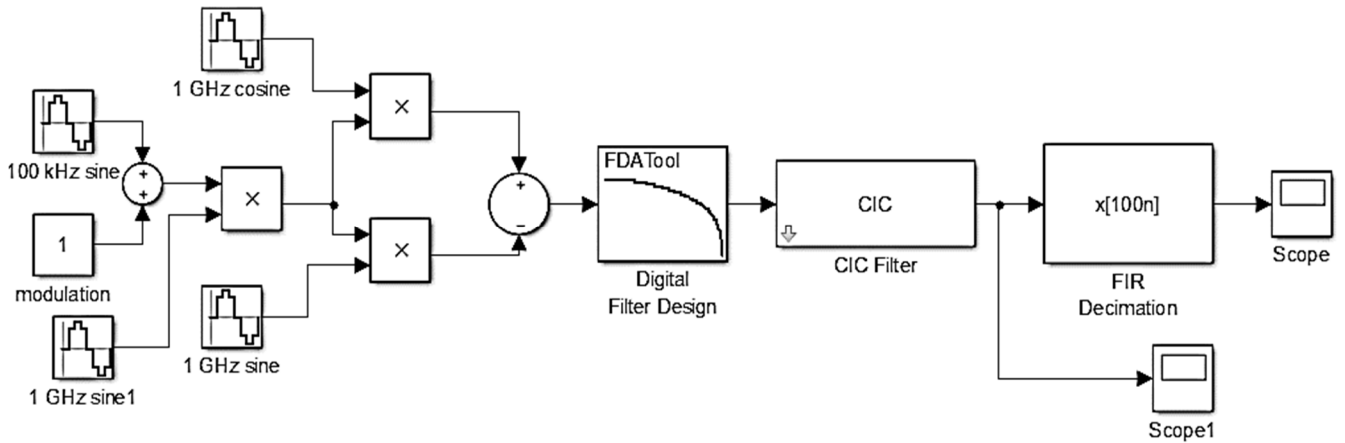


Рис. 9. Simulink-модель цифрового понижуючого перетворювача (DDC)

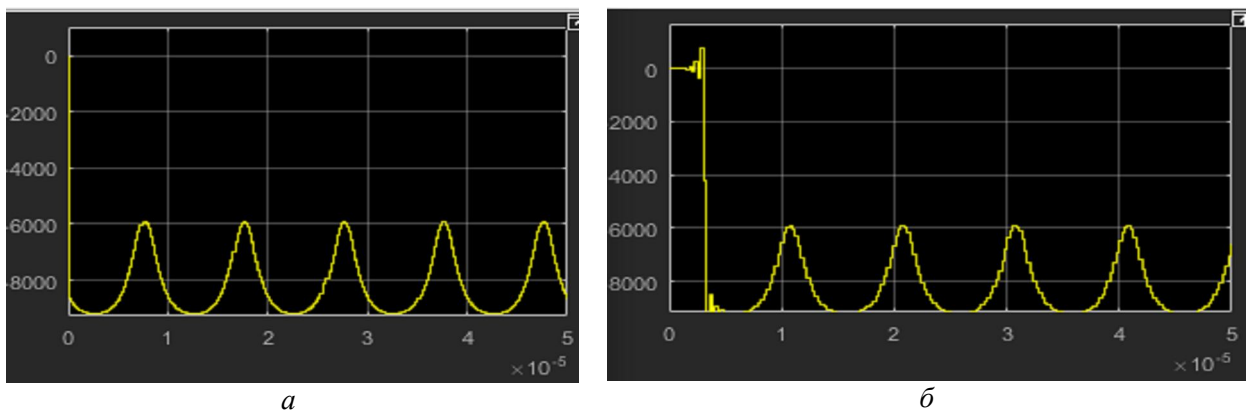


Рис. 10. Характерні осцилограми, отримані при симуляції схеми на рис. 9: *а* - на виході КасФ; *б* - на виході КІХ-дециматору

На рис. 11 показана Simulink-модель ЦПК за умови використання в схемі блоком псевдовипадкового впливу (шуму) (Random Source). Характерні осцилограми симуляції схеми (рис. 12) отримані за наступних умов: КасФ – коефіцієнт децимації 128; КІХ – дециматор з коефіцієнтом децимації 150; Random Source maximum 0,2.

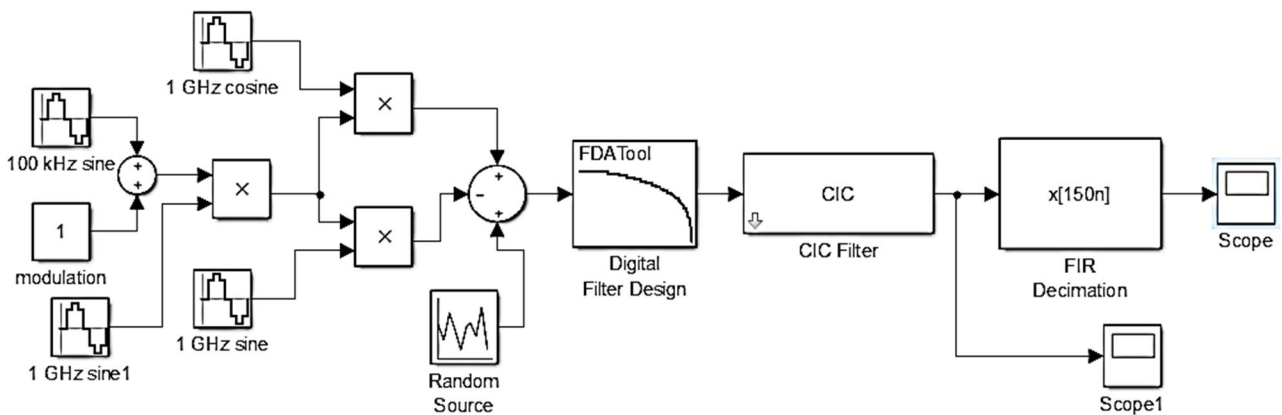


Рис. 11. Simulink-модель цифрового понижуючого перетворювача (DDC) з блоком псевдовипадкового впливу (Random Source)

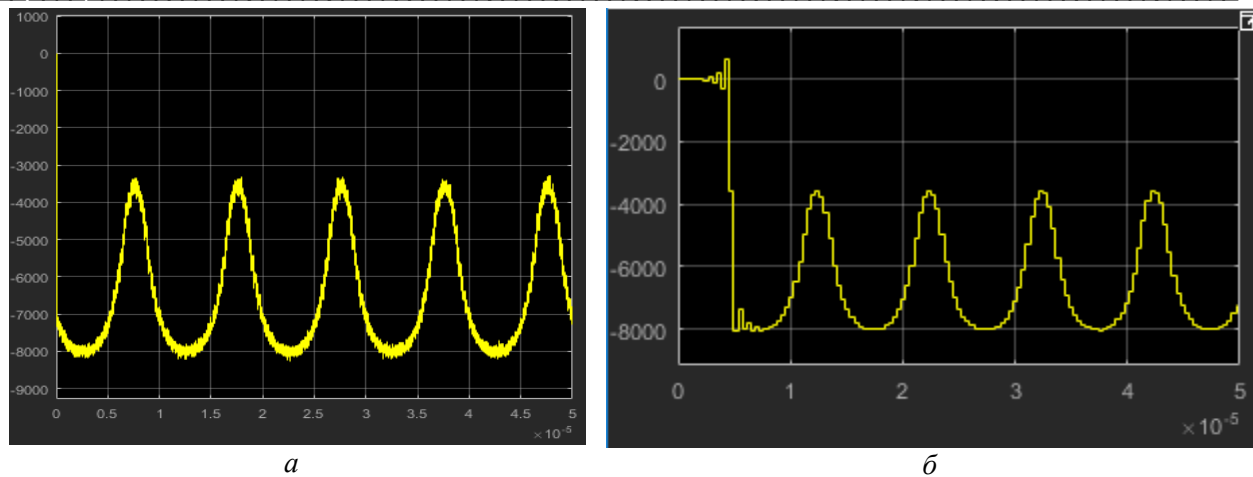


Рис. 12. Характерні осцилограми отримані при симуляції схеми на рис. 11: *a* - на виході КасФ; *б* – на виході КІХ-дециматору за фіксованого значення псевдовипадкового шуму

На рис. 13 представлено характерні осцилограми симуляції схеми (рис. 11) отримані за наступних умов: Random Source maximum=1,24; Random Source minimum=0. При подальшому збільшенні рівня шуму виявляються спотворення вихідного сигналу.

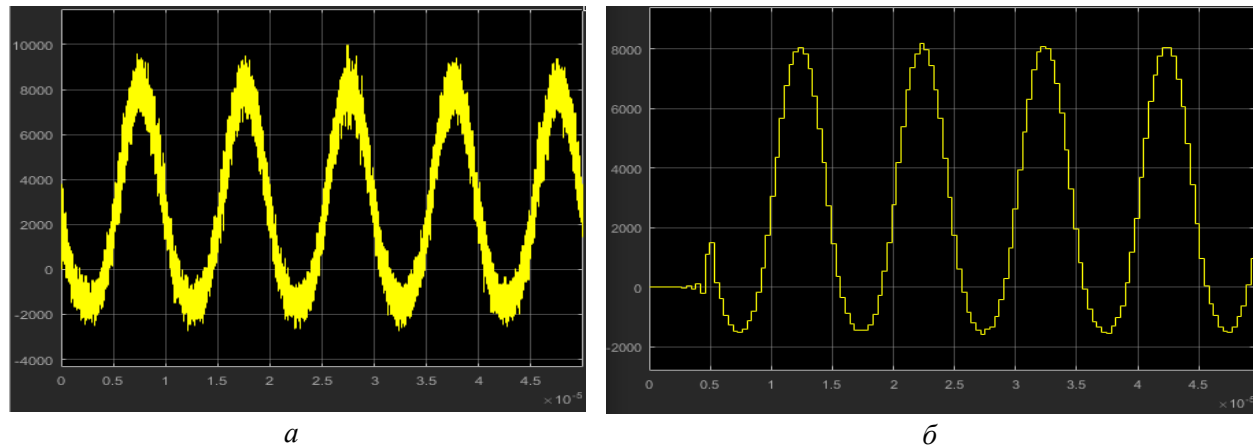


Рис. 13. Характерні осцилограми отримані при симуляції схеми на рис. 11: *a* - на виході КасФ; *б* – на виході КІХ-дециматору у випадку збільшення рівня псевдовипадкового шумового впливу

Результати дослідження дозволяють встановити наступне: наявність шуму в каналі цифрового квадратурного гетеродину з рівнем від нуля до половини амплітуди корисного сигналу дозволяє підвищити коефіцієнт децимації коригуючого (КІХ) FIR-фільтра у півтора рази. Зменшення коефіцієнту децимації коригуючого (КІХ) FIR-фільтра дозволяє збільшити рівень шуму у каналі квадратурного гетеродину, при цьому амплітуда корисної складової на виході ЦПК зменшується і збільшуються спотворення.

4. Висновки

Застосування в якості систем виділення носійної математичного апарату реалізованого на базі цифрового сигнального процесора дозволяє реалізувати потрібні характеристики сигналів з безперервною фазою. З наведених результатів видно, що витрати на реалізацію математичного апарату оптимальних схем оправдані, і дозволяють надалі ефективно проводити реалізацію демодуляції сигналів з безперервною фазою за когерентною схемою. В роботі запропоновано умови реалізації моделі перетворювача частоти з пониженням частоти дискретизації на основі каскадних фільтрів. Експериментально досліджено вимоги до вибору параметрів децимації сигналів при їх обробленні в умовах шумів.

Список використаної літератури

1. Акимов В. Н. Системы фазовой синхронизации / В. Н. Акимов, Л. Н. Белюстина, В. Н. Бельх ; под ред. В. В. Шахгильдяна, Л. Н. Белюстиной. – Москва : Радио и связь, 1982. – 288 с.
2. Витерби Э. Д. Принципы когерентной связи / Э. Д. Витерби. – Москва: «Советское радио», 1970. – 392 с.
3. William C. Lindsey. Synchronization systems in communication and control / William C. Lindsey. – Prentice - Hall, Inc. Englewood Cliffs, New Jersey, 1972.
4. Бойко Ю. М. Проблеми синтезу пристроїв тактової синхронізації приймачів супутникових телекомунікаційних систем передачі інформації / Ю. М. Бойко, О. І. Єрмоєнко // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2014. – № 58. – С. 55-66.
5. Donald R. Stephens. Phase-Locked Loops for Wireless Communications / Donald R. Stephens. – Boston, MA, Springer 2002. – P. 229-246.
6. Brandonisio F. Noise-Shaping All-Digital Phase-Locked Loops / F. Brandonisio, M. P. Kennedy. – Switzerland, International Publishing, Springer 2014. – P. 143-152.
7. Шинкарук О. М. Приймання та оброблення сигналів / О. М. Шинкарук, В. І. Правда, Ю. М. Бойко. – Хмельницький : ХНУ, 2013. – 365 с.
8. Rappaport T. S. Wireless communications : principles and practice / T. S. Rappaport. – New Jersey: Prentice Hall, 1996. – 641 p.
9. 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. Серія Радіоелектроніка та радіоелектронне апаратобудування – 2014. – № 6. – С. 144-151.
10. Mohamed Amine Jhaidri. Nonlinear analysis of GMSK carrier phase recovery loop / Mohamed Amine Jhaidri, Christophe Laot, Alain Thomas // Proceedings of the 2016 international symposium on signal, image, video and communications (ISIVC), Tunis, Tunisia. – 2016. – P. 230-235.
11. Бойко Ю. М. Ефективність сигнально-кодової конструкції з частотною маніпуляцією в телекомунікаційному каналі зв'язку / Ю. М. Бойко, О. І. Єрмоєнко // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2017. – №2. – С. 150-163.
12. Бойко Ю. М. Застосування завадостійких сигнально-кодових конструкцій в телекомунікаційних системах з частотною маніпуляцією / Ю. М. Бойко, О. І. Єрмоєнко, А. О. Гайда // Телекомунікаційні та інформаційні технології. : – 2017. – № 3(56). – С. 49-63.
13. Бойко Ю. М. Синтез і аналіз інформаційно-управляючих систем синхронізації засобів телекомунікацій / Ю. М. Бойко // Адаптивні системи автоматичного управління: – 2017. – Вип. 1(30). – С. 8-28.

References

1. Akimov V.N., Belyustina L. N., Belykh V. N. "Phase synchronization systems." *Moskva.: Radio i svyaz* (1982): 288.
2. Viterbi E. D. "Principles of coherent communication." *Moskva: Sovetskoe radio* (1970): 392.
3. William C. Lindsey. "Synchronization systems in communication and control." Prentice - Hall, Inc. Englewood Cliffs, New Jersey (1972).

4. Boiko J. M., Eromenko O. I. "Problems of synthesis of devices of clock synchronization of receivers of satellite telecommunication systems of information transmission." *Visnyk NTUU «KPI». Seriya Radiotekhnika. Radioaparotobuduvannia* 58 (2014): 55-66.
5. Donald R. Stephens. "Phase-locked loops for wireless communications." *Boston, MA, Springer* (2002): 229-246.
6. Brandonisio F., Kennedy M.P. "Noise-shaping all-digital phase-locked loops." *Switzerland, International Publishing, Springer* (2014): 143-152.
7. Shynkaruk O. M., Pravda V. I., Boiko J. M. "Receiving and processing signals." *Khmelnysky: KhNU* (2013): 365.
8. Rappaport T. S. "Wireless communications : principles and practice." *New Jersey: Prentice Hall* (1996): 641.
9. Boiko J. M., Eromenko O. I., Tkachuk V. M. " Optimization of synchronization devices of receivers of protected telecommunication information transmission systems." *Visnyk Vinnytskoho politekhnichnoho instytutu. Ceriia Radioelektronika ta radioelektronne aparatobuduvannia* 6 (2014): 144-151.
10. Mohamed Amine Jhaidri, Christophe Laot, Alain Thomas. "Nonlinear analysis of GMSK carrier phase recovery loop." *Proceedings of the 2016 international symposium on signal, image, video and communications (ISIVC), Tunis, Tunisia* (2016): 230-235.
11. Boiko J. M., O. I. Eromenko O. I. "The efficiency of the signal-code design with frequency manipulation in the telecommunication communication channel." *Visnyk Khmelnytskoho natsionalnoho universytetu. Tekhnichni nauky* 2 (2017): 150-163.
12. Boiko J. M. "Application of noise-proof signal-code structures in telecommunication systems with frequency manipulation." *Telekomunikatsiini ta informatsiini tekhnolohii* 3(56) (2017): 49-63.
13. Boiko J. "Synthesis and analysis of information management systems for synchronization of telecommunication facilities." *Adaptyvni systemy avtomatychnoho upravlinnia* 1(30) (2017): 8-28.

Автори статті

Бойко Юлій Миколайович – д.т.н, доц., професор кафедри телекомунікацій та радіотехніки, Хмельницький національний університет. Тел.: +380 67 934 99 60. E-mail: boiko_julius@ukr.net

Пятін Ілля Станіславович – к.т.н., доцент кафедри телекомунікацій та радіотехніки, Хмельницький національний університет. Тел.: +380 98 263 09 87. E-mail: ilkhmel@ukr.net

Authors of the article

Boiko Juliy Mykolaiovych – doctor of science (technical), professor of telecommunication and radio engineering department, Khmelnytsky National University. Tel.: +380 67 934 99 60. E-mail: boiko_julius@ukr.net.

Pyatin Ilya Stanislavovych – candidate of science (technical), associate professors of telecommunication and radio engineering department, Khmelnytsky National University. Tel.: +380 98 263 09 87. E-mail: ilkhmel@ukr.net.

Дата надходження
в редакцію: 17.12.2017 р.

Рецензент:
доктор технічних наук Є. В. Гаврилко
Державний університет телекомунікацій, Київ