

**Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет
«Дніпровська політехніка»**

**Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій**

ЗАТВЕРДЖЕНО:

завідувач кафедри

безпеки інформації та телекомунікацій

д.т.н., професор _____ Корнієнко В.І.

« _____ » _____ 20__ року

ЗАВДАННЯ

на дипломну роботу магістра

спеціальність _____ 172 Телекомунікації та радіотехніка
(код і назва спеціальності)

студента _____ 172М-19-1
(група)

_____ Білевич Катерина Ярославівна
(прізвище ім'я по-батькові)

Тема дипломного проекту «Дослідження системи зв'язку з розширенням спектру прямою послідовністю»

Наказ ректора НТУ "ДП" від 22.10.2020 № 888-ц

Розділ	Зміст	Термін виконання
<i>Стан питання. Постановка задачі</i>	Аналітичний огляд літератури по темі проекту	Вересень 2020
<i>Спеціальна частина</i>	Принцип роботи систем передачі даних на базі технології розширення спектру прямою послідовністю. Розробка моделі в середі MATLAB. Оформлення пояснювальної записки.	Жовтень 2020
<i>Економічний розділ</i>	Розрахунок капітальних витрат	Листопад 2020

Завдання видав _____
(підпис)

Гусєв О.Ю.
(прізвище, ініціали)

Завдання прийняв
до виконання _____
(підпис)

Білевич К.Я.
(прізвище, ініціали)

Дата видачі завдання: 03 вересня 2020 р.

Строк подання дипломного проекту до ДЕК:

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 72 с., 27 рис., 3 табл., додатків 3, 19 джерел.

Об'єкт розробки: системи прийому-передачі даних.

Предмет розробки: моделювання систем прийому-передачі даних на базі технології розширення спектру прямою послідовністю.

Мета дипломного проекту: розробка імітаційної моделі та дослідження системи прийому-передачі даних на базі технології розширення спектру прямою послідовністю.

У першому розділі виконаний аналітичний огляд літературних джерел по темі дипломного проекту. Здійснено постановку задачі роботи.

У другому розділі розроблено структуру та імітаційну модель системи прийому-передачі даних на базі технології розширення спектру прямою послідовністю. Виконано модельний експеримент і проведено аналіз результатів.

У третьому розділі виконано розрахунок капітальних витрат на розробку моделі системи прийому-передачі даних.

СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ, МОДЕЛЬ СИСТЕМИ, ІМІТАЦІЙНЕ
МОДЕЛЮВАННЯ, МОДУЛЯЦІЯ, МАНІПУЛЯЦІЯ

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка: 72 с., 27 рис., 3 табл., приложений 3,
19 источников.

Объект разработки: системы приема-передачи данных.

Предмет разработки: моделирование систем приема-передачи данных на базе технологии расширения спектра прямой последовательностью.

Цель дипломной работы: разработка имитационной модели и исследование системы приема-передачи данных на базе технологии расширения спектра прямой последовательностью.

В первом разделе выполнен аналитический обзор литературных источников по теме дипломного проекта. Осуществлена постановка задачи работы.

Во втором разделе разработаны структура и имитационная модель системы приема-передачи данных на базе технологии расширения спектра прямой последовательностью. Выполнен модельный эксперимент и проведен анализ результатов.

В третьем разделе выполнен расчет капитальных затрат на разработку модели системы приема-передачи данных.

СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ, МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ,
ИМИТАЦИОННОЕМОДЕЛИРОВАНИЕ, МОДУЛЯЦИЯ, МАНИПУЛЯЦИЯ

ABSTRACT

Explanatory note: 72 pp., 27 fig., 3 table., 3 applications, 19 sources.

Development object: data transmission systems.

Subject of development: modeling of data transmission systems based on direct sequence spread spectrum technology.

The purpose of the thesis: the development of a simulation model and the study of a data transmission system based on the technology of spreading the spectrum with a direct sequence.

The first section contains an analytical review of literary sources on the topic of the diploma project. The task of the work was formulated.

In the second section, a structure and a simulation model of a data reception and transmission system based on direct sequence spread spectrum technology are developed. A model experiment was carried out and the results were analyzed.

In the third section, the calculation of capital costs for the development of a model of a data reception and transmission system is performed.

DATA TRANSMISSION SYSTEMS, SYSTEM MODEL, SIMULATION, MODULATION, MANIPULATION

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

AWGN – (AdditiveWhiteGaussianNoise) Адитивний білий гаусовський шум;

BER – (BitErrorRatio) Імовірність помилки на біт;

BPSK - (Binaryphase-shiftkeying) Двійкова фазова модуляція;

DSSS - ((Direct Sequence Spread Spectrum) Розширення спектру

прямою послідовністю;

СРЗ - Системи радіозв'язку;

FSK - (Frequency Shift Keying) Частотна маніпуляція;

FHSS - ((Frequency Hopping Spread Spectrum) Розширення спектру

стрибками частоти;

THSS - ((Time Hop Spread Spectrum) Розширення спектру

часовими перескоками;

MSK - (Minimum Shift Keying) Частотна модуляція з

мінімальним зрушенням;

MCSS - (Multi Carrier Spread Spectrum, MCSS) Розширення спектру

множиною несучих частот;

РЕБ - Радіоелектронна боротьба;

SNR - (SignaltoNoiseRatio) Відношення сигнал/шум;

РЕП – Радіоелектронне придушення.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	8
РОЗДІЛ 1. СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ	10
1.1. Основні властивості сигналів з розширеним спектром.....	10
1.2. Методи розширення спектру.....	12
1.3. Технологія множинного доступу.....	21
1.4. Розширення спектру прямої послідовності в CDMA.....	26
1.5. Постановка завдання.....	38
1.6. Висновки.....	38
2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА.....	39
2.1. Моделювання та дослідження основних вузлів системи з розширенням спектру прямою послідовністю.....	39
2.1.1. Дослідження схеми трансивера.....	39
2.1.2. Дослідження схеми передавача.....	42
2.1.3. Дослідження схеми приймача.....	44
2.2. Моделювання системи з розширеним спектром з перескоком частоти.....	48
2.2.1. Структура приймально-передавальної системи.....	50
2.2.2. Імітаційна модель приймально-передавальної системи.....	51
2.3. Результати роботи моделі приймально-передавальної системи з розширеним спектром і перескоком частоти.....	54
2.4. Висновки.....	58
3 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	60
3.1. Розрахунок капітальних витрат на розробку імітаційної моделі FHSS-приймально-передавальної системи.....	60
3.1.1. Визначення трудомісткості розробки моделі.....	60
3.1.2. Розрахунок витрат на розробку моделі.....	61
3.1.3. Розрахунок капітальних витрат.....	64
3.2. Висновки.....	65
ВИСНОВКИ.....	66
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	67
ДОДАТОК А. Відомість матеріалів дипломної роботи.....	69
ДОДАТОК Б. Відгук керівника економічного розділу.....	70
ДОДАТОК В. Відгук керівника дипломної роботи.....	71

ВСТУП

Основою сучасного деструктивного впливу на системи радіозв'язку (СРЗ) є застосування засобів радіоелектронної боротьби (РЕБ) і радіоелектронного придушення (РЕП). Методологія оцінки впливу РЕП на СРЗ в даний час є досить розвиненою, що актуалізує напрями досліджень в галузі забезпечення завадозахищеності СРЗ [1].

Проблема забезпечення надійного зв'язку в умовах впливу організованих і ненавмисних перешкод, а також багатостанційного доступу при роботі в пакетних радіомережах найкращим чином може бути вирішена при використанні в СРЗ сигналів з розширенням спектру [2].

Одним з методів розширення спектру є метод псевдовипадкової перебудови робочої частоти (ППРЧ). При методі ППРЧ розширення спектру забезпечується шляхом стрибкоподібної зміни несучої частоти у виділеному для роботи СРЗ діапазоні W_s . Під стрибкоподібною зміною частоти слід розуміти періодичну перебудову однієї частоти або декількох частот, що використовуються для передачі сигналів. Сигнали з ППРЧ можна розглядати як послідовність у загальному випадку модульованих радіоімпульсів, несучі частоти яких перебудовуються в діапазоні W_s . Число частот і порядок їх чергування визначаються псевдовипадковими кодами. Обов'язковою умовою застосування сигналів з ППРЧ є детермінованість псевдовипадкової послідовності радіоімпульсів, точніше їх несучих частот і часового положення, що дозволяє на приймальній стороні СРЗ забезпечити частотну і часову синхронізацію сигналів. Для постановника перешкод закон перебудови несучої частоти в СРЗ з ППРЧ невідомий, що виключає можливість створення ефективних способів придушення [1].

Дипломна робота присвячена розгляду сучасних інформаційних радіотехнологій, що використовують сигнали з розширеним спектром, а також часове, частотне і кодове розділення при множинному доступі (Code Division Multiple Access, CDMA). Основне застосування цих радіотехнологій - бездротовий радіозв'язок, включаючи мобільний. В роботі коротко

розглянуто загальну структуру мобільного зв'язку, на прикладі якої вивчені часове, частотне і кодове розділення каналів при множинному доступі і сформована концепція розширення спектра сигналу, що служить засобом передачі інформації від одного користувача іншому. Розгляд систем зв'язку CDMA з прямою послідовністю, частотним перескоком і модуляцією розміщенням імпульсу, використовуючи його часові переходи, складає основний зміст роботи.

РОЗДІЛ 1. СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

1.1. Основні властивості сигналів з розширеним спектром

Основна ідея застосування сигналів з розширеним спектром полягає в тому, щоб замість вузькосмугових сигналів, виділених для кожного користувача в обмеженій ділянці спектра, використовувати сигнали з розширеним спектром, що займає всю виділену для зв'язку ділянку спектра, але при цьому значна кількість користувачів може одночасно використовувати цю розширену смугу частот.

В результаті можлива кількість користувачів у виділеній смузі частот зростає в порівнянні з методом розбиття виділеної смуги частот на окремі радіоканали.

Сигнали з розширеним спектром володіють двома характерними ознаками:

- смуга частот сигналу, що передається $s(t)$ істотно більше, ніж смуга частот модулюючого цифрового сигналу $w(t)$;
- розширення смуги частот переданого сигналу проводиться незалежним від переданої інформації розширюючим сигналом (цифровою послідовністю, що розширює), персонально призначається кожному користувачеві і є заздалегідь відомою як в приймальнику, так і в передавачі.

При модуляції сигналу з розширеним спектром створюється сигнал зі спектром, що значно перевищує ширину спектру вихідного сигналу. Існує багато методів формування сигналу з розширеним спектром. Розглянемо деякі найзагальніші технології розширення спектру, такі, як метод прямої послідовності (Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS), розширення спектру стрибками частоти (Frequency Hopping Spread Spectrum, FHSS), розширення спектру часовими перескоками (Time Hop Spread Spectrum, THSS), розширення спектру ножиною несучих частот (Multi Carrier Spread

Spectrum, MCSS). Звичайно, можна створювати технології формування гібридного виду, які будуть мати свої переваги і недоліки.

У цифровому радіозв'язку використовується величина відношення E_b/N_0 , що представляє собою відношення енергії, що припадає на один біт інформації, до спектральної щільності шуму N_0 . Величина $E_b=ST$, де S - середня потужність сигналу, а T - тривалість сигналу. Бітова швидкість передачі інформації $R=1/T$. Тоді можна записати $E_b=S/R$, і величину відношення E_b/N_0 можна записати інакше: $E_b/N_0 = S/RN_0$, а якщо врахувати, що $N_0 = P/W$, де N_0 - потужність шуму P в смузі частот шириною W . Тоді для E_b/N_0 можна записати новий вираз, а саме $E_b/N_0 = SW/PR$. Це співвідношення можна розглядати як множення відношення енергії сигналу S до потужності шуму P і відношення переданої смуги частот W до бітової швидкості R . Відношення W/R часто називають посиленням обробки системи. Записані співвідношення дозволять наближено оцінити ємність радіоканалів в зворотному напрямку системи, що працює з розширенням спектра. Припустимо, що система реалізує повний контроль потужності, що означає, що передана потужність сигналів всіх мобільних користувачів контролюється так, що приймач базової станції приймає потужність сигналів всіх мобільних станцій на одному і тому ж рівні. Грунтуючись на прийнятих припущеннях, відношення сигнал/шум для одного користувача можна записати у вигляді $S/P=1/(M-1)$, де M - загальне число користувачів, так як загальна потужність в даній смузі частот дорівнює сумі потужностей сигналів окремих користувачів. Тоді відношення E_b/N_0 можна переписати таким чином: $E_b/N_0 = (W/R)/(M-1)$, звідки $M-1 = (W/R)/(E_b/N_0)$. Так як $M \gg 1$, то $M \approx (W/R)/(E_b/N_0)$.

1.2 Методи розширення спектру

Технологія розширення спектру виникла в результаті військових потреб і знаходить все більш широке застосування в обстановці ворожих проявів. Розглянемо переваги розширення спектра в присутності гаусівських спотворень, званих джаммером (jammer), тобто передачу бітового потоку $\{b_k\}_{k=-\infty}^{\infty}$ ($b_k = \pm 1$) по каналу передачі з AGWN шумом. Будемо використовувати BPSK технологію з частотою ω_c . Канал також може руйнуватися навмисними (intentional) спотвореннями. Прийнятий сигнал $r(t)$ разом з комплексною огибаючою можна представити виразом

$$r(t) = s(t) + j(t) + n(t), (1.1)$$

де

$$s(t) = \sqrt{\frac{2P}{T_c}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k p_{T_c}(t - kT - \Delta) (1.2)$$

переданий сигнал; $n(t)$ – AGWN шум зі спектральною щільністю потужності $\Phi_n(\omega) = N_0$, $j(t)$ – сигнал спотворень T – тривалість символу; T_c – ширина імпульсу символу, який називається чіпом; Δ – змінна з рівномірним розподілом ймовірностей в області $[0, T)$; P – усереднена передана потужність. Спектр переданого сигналу можна оцінити виразом

$$\Phi_s(\omega) = RT_c \frac{\sin^2(\omega T_c / 2)}{(\omega T_c / 2)^2}, (1.3)$$

якщо здійснюється моделювання несучої частоти бітами, як випадковими змінними. Досліджуючи спектр переданого сигналу, розумно розглядати всю потужність сигналу джаммера P_j в смузі, що збігається з шириною головної пелюстки спектру сигналу, тобто від $-2\pi/T_c$ до $2\pi/T_c$, рад/с. Для простоти припустимо, що $j(t)$ – це гаусівський випадковий процес з нульовим середнім значенням і потужністю $\Phi_j(\omega) = P_j T_c$ в інтервалі $|\omega| < 2\pi/T_c$ та $\Phi_j(\omega) = 0$ поза цим інтервалом. Крім того, $n(t)$ и $j(t)$ – незалежні.

Як приймач сигналу використовуємо приймач з узгодженим фільтром, структурна схема якого показана на рис. 1.1, і дискретизований вихід якого відповідає k -му символу і має вигляд

$$r_k = s_k + j_k + n_k, \quad (1.4)$$

де

$$s_k = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) p_{\tau_c}(\tau - kT - \Delta) d\tau = \int_{kT+\Delta}^{kT+\Delta T_c} s(\tau) d\tau = \sqrt{2PT_c} b_k. \quad (1.5)$$

Бачимо, що ймовірність помилки не залежить від Δ . Отже, безумовна ймовірність помилки - та ж, що і умовна ймовірність. Прийmemo

$$n_k = \int_{-\infty}^{\infty} n(\tau) p_{\tau_c}(\tau - kT - \Delta) d\tau, \quad (1.6)$$

$$j_k = \int_{-\infty}^{\infty} j(\tau) p_{\tau_c}(\tau - kT - \Delta) d\tau. \quad (1.7)$$

З прийнятих вище припущень зрозуміло, що j_k та n_k не залежать від гаусівського випадкового процесу. Треба визначити їх дисперсію. Дисперсія n_k

$$\sigma_{n_k}^2 = 0,5 E[n_k^*] = N_0 T_c. \quad (1.8)$$

Для j_k зауважимо, що його дисперсія дорівнює значенню автокореляційної функції компоненти узгодженого фільтра $j(t)$ при $t=0$. Використовуючи відповідність між автокореляційною функцією і спектральною щільністю потужності, отримаємо

$$\begin{aligned} \sigma_{j_k}^2 &= 0,5 M[j_k^* j_k] = \frac{1}{2} \int_{T_c}^2 \frac{\sin^2(\omega T_c / 2)}{(\omega T_c / 2)^2} \Phi_j(\omega) d\omega = \\ &= \frac{P_j T_c^2}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{\sin^2 \omega}{\omega^2} d\omega = 0,9028 P_j T_c^2. \end{aligned} \quad (1.9)$$

Тепер можна розрахувати символну (бітову) ймовірність помилки системи зв'язку, описаної вище. За симетрією відомо, що середня символна ймовірність помилки дорівнює умовній символній ймовірності того, що,

скажімо, $b_k=1$. За умови, що $b_k=1$, статистика рішення $Re[r_k]$ - це гаусівська випадкова змінна з середнім $\sqrt{2PTT_c}$ та дисперсією $\sigma_{jk}^2 + \sigma_{nk}^2$. Тому ймовірність символної помилки дорівнює

$$P_s = Q \left(\sqrt{\frac{2PTT_c}{\sigma_{jk}^2 + \sigma_{nk}^2}} \right) = Q \left(\sqrt{\frac{2PT / N_0}{1 + 0,9028P_j T_c / N_0}} \right). \quad (1.10)$$

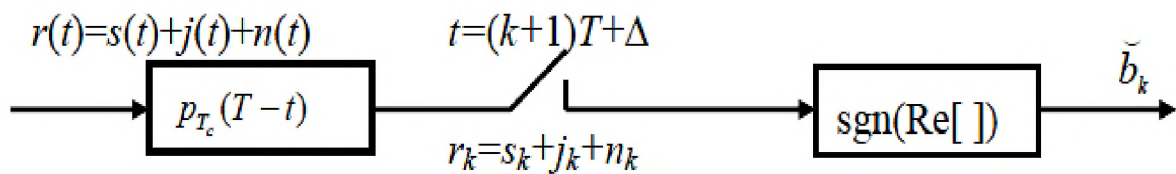


Рисунок 1.1 – Приймач з узгодженим фільтром для BPSK даних з джаммером

У випадку прийому сигналів з BPSK приймач порівнює вихід Узгодженого фільтра з нульовим граничним рівнем. Якщо $Y > 0$, приймач приймає рішення, що переданий сигнал $s(t) = s_0(t)$, в іншому випадку - що переданий сигнал $s_1(t) = -s_0(t)$. Відлік шуму Y_n - це випадковий гаусівський процес з нульовим середнім значенням ε і дисперсією

$$\sigma_{Y_n}^2 = \frac{N_0}{2} \int s^2(t) dt = \frac{\varepsilon N_0}{2}.$$

Приймаємо, що посланий сигнал $s_0(t)$, тоді Y - це гаусівська випадкова змінна з середнім значенням ε і дисперсією $\sigma_{Y_n}^2$. За правилом рішення приймач робить помилку, коли $Y \leq 0$. Отже,

$$P_{x|0} = \Pr(Y \leq 0) | s_0(t) - \text{передан} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{Y_n}^2}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left[-\frac{(x - \varepsilon)^2}{2\sigma_{Y_n}^2} \right] dx =$$

$$= Q(\varepsilon / \sigma_{Y_n}) = Q(\sqrt{SNR}) = Q(\sqrt{2\varepsilon / N_0}) \quad (1.11)$$

де

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^0 \exp(-u^2 / 2) du. (1.12)$$

З тією ж аргументацією можна показати, що $P_{x|1} = P_{x|0} = Q(\sqrt{2\varepsilon / N_0})$.

Тому $P_s = Q(\sqrt{2\varepsilon / N_0})$.

Порівнявши (1.10) і (1.11), отримуємо втрати в SNR, що визначаються виразом $1+0,9028P_jT_c/N_0$ щодо випадку, коли джаммера в системі немає.

Є два шляхи зменшення втрат в SNR. Для каналу з обмеженою смугою можна збільшити потужність P переданого сигналу. Якщо збільшення потужності є переважаючим вимушеним заходом, то можна зменшити тривалість імпульсу T_c . Це відповідає розширенню спектра переданого сигналу. У деяких додатках потрібно вживати заходів, щоб злоумисник не міг перехоплювати або детектувати наші передачі. Чим вище передана потужність, тим більше можливостей для її перехоплення. Тому зазвичай звертаються до розширення спектра випромінюваних імпульсів замість підвищення потужності передавача. Це причина, по якій розширений спектр спочатку розглядався для використання у військових додатках.

Залежно від несприйнятливості джаммера розглянутий метод розширення спектра далекий від досконалості. Просто зменшення T_c ефективно тільки для безперервного гаусівського джаммера, який досліджувався вище. Так як безперервний гаусівський джаммер розподіляє свою потужність на всю тривалість випромінюваного символу для малих T_c , то доводиться інтегрувати тільки малу частину тривалості символу і, отже, захоплювати малу частину енергії джаммера. Однак через періодичність переданих сигналів злоумисникові полегшується завдання визначення моменту початку передачі сигналів нашим передавачем. Тому злоумисник може включити імпульсний передавач відразу після початку передачі нашою станцією, руйнуючи наші передачі без збільшення середньої потужності джаммера.

Зменшення T_c не допомагає в боротьбі з імпульсним джаммером. Щоб блокувати імпульси джаммера, потрібно рандомізувати час передачі імпульсів усередині тривалості символу, щоб зробити детектування часу передачі наших сигналів важким для зловмисника. Без знання часу передачі символів імпульсний джаммер втрачає свою ефективність.

Таким чином, ми змушуємо ворога розширювати потужність джаммера і за часом і по частоті. В результаті знову повертаємося до безперервного гаусовського джаммеру, розширюючи спектр випромінюваних символів, тобто переходимо до технології, яка використовує модуляцію положенням імпульсів і тому називається часовим перескоком (time hopping). Це означає, що час передачі не може бути дійсно випадковим. Замість цього використовується псевдовипадкова послідовність часів передачі, яка попередньо призначається і передавачу, і приймачу. Така послідовність називається кодом. Технологія розширення спектра має ряд псевдовипадкових кодів, кількість яких з кожним роком збільшується, але проблема, зазначена К. Шенноном ще в 1947 році, все ще далека від свого вирішення.

Технології розширення спектра можуть бути різними, але загальним моментом для них є наявність ключа, під яким мається на увазі код або послідовність, яка приєднується до сигналу з метою розширення його спектру аж до декількох порядків. Відношення, виміряне в дБ, між розширеною смугою сигналу і її вихідною величиною називається посиленням обробки (processing gain) і становить величину, що змінюється від 10 до 60 дБ.

Технологія модуляційного розширення спектра сигналу відрізняється точками включення ключової послідовності в систему з розширенням спектру.

Вибір ключової послідовності є нетривіальним. Щоб гарантувати ефективне розширення спектра, ключова послідовність повинна відповідати певним вимогам, таким, як довжина, властивості автокореляційної функції і

функції взаємної кореляції, ортогональності та збалансованості бітів. Найбільш популярні послідовності мають імена: Баркера, m-послідовності, Голда, Адамара-Уолша і т. д. Більш складні ключові послідовності забезпечують більш надійне та ефективне виконання розширення спектра сигналу, але вимагають більш складної апаратної реалізації. Мікросхеми для роботи в системах з розширенням спектра містять понад мільйон двох входових елементів “І”, перемикачів, які працюють на частотах до декількох десятків МГц.

Цей механізм ілюструється рис. 1.2, на якому показані точки включення ключової послідовності для двох варіантів виконання системи з розширенням спектра. Якщо ключова послідовність включається на рівні даних, тоді маємо справу з системою, званою Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS. На практиці ключова послідовність змішується або перемножується з інформаційним сигналом.

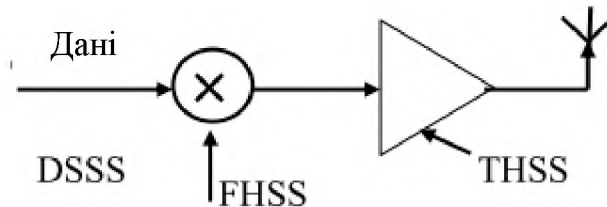


Рисунок 1.2 – Технології розширення спектра, що використовуються на різних ступенях лінії передачі

Додані до ступеня локального осцилятора коди частотного перескоку (Frequency Hopping Spread Spectrum, FHSS) формують зміни несучої частоти відповідно до псевдовипадкової послідовності.

Якщо ключова послідовність впливає як перемикач для вхідного сигналу, то ця техніка називається технікою часового перескоку (Time Hopping Spread Spectrum, THSS).

Є також техніка безперервної зміни несучої частоти, звана chirp-технікою, при якій несуча частота сигналу змінюється лінійно в часі.

Знаходять застосування різні змішані варіанти, такі як DSSS + FHSS, але найбільш широко використовуються технології DSSS, THSS і FHSS.

Системи зв'язку, що використовують сигнали з розширеним спектром, широко використовуються в даний час для вирішення таких завдань, як, наприклад, організація багатокористувацького доступу, підвищення антиперешкодної стійкості роботи системи зв'язку, щоб передача сигналу не могла бути перервана або заблокована помилковою (ложной) передачею злоумисника. Тому важливо зниження рівня інтерференції сигналів, що поширюються в одному каналі, підвищення безпеки зв'язку, захист від спотворень внаслідок багатопроменевого поширення і т. п. Незалежно від конкретних додатків усі системи зв'язку з сигналом з розширеним спектром задовольняють наступним критеріям:

- як випливає з назви, ширина смуги частот переданого сигналу значно більше, ніж смуга частот повідомлення, яке модулює високочастотний сигнал;

- ширина смуги частот передачі визначається показником, що не залежить від ширини смуги частот повідомлення;

- спектральна щільність потужності модульованого сигналу зазвичай має дуже низький рівень і, як правило, її можна порівняти з рівнем фону шуму та інтерференції в місці прийому.

В якості ілюстрації розглянемо структурну схему передавача з DSSS, показану на рис. 1.3.

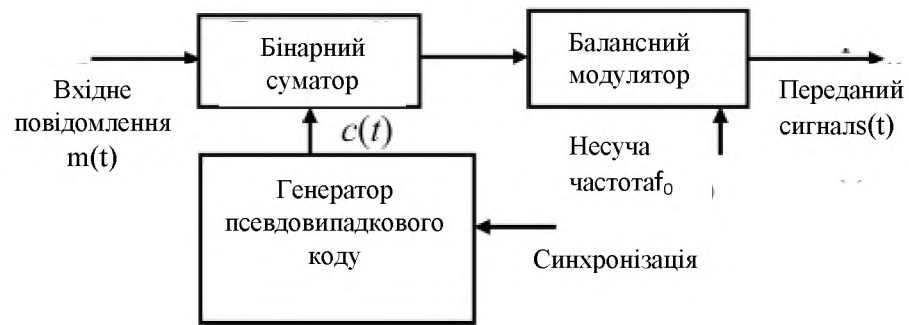


Рисунок 1.3 – Передавач з прямою послідовністю розширення спектра

Довжина обраної послідовності випадкових розширюючих кодів $c(t)$ використовується, щоб розширити (помножити) смугу частот модулюючого сигналу $m(t)$. Іноді для вирішення завдання розширення спектра використовується високошвидкісний псевдошумовий код. Кожен біт розширюючого коду називається чіпом. Тривалість чіпа T_c значно менше тривалості інформаційного біта T . Розглянемо бінарну фазову маніпуляцію (BPSK), за допомогою якої модулюється несуча цим сигналом з розширеним спектром. Якщо $m(t)$ являє собою двійкову інформаційну бітову послідовність і $c(t)$ є двійковим кодом, який представляє бінарну послідовність, що розширюється, операція розширення спектра зводиться до складання по модулю 2 або до операції “АБО, що виключає”. Наприклад, якщо модулюючий сигнал $m(t)$, має швидкість 10 Кбіт/с і швидкість коду, що розширює, $c(t)$ становить 1 Мбіт/с, то розширений сигнал $d(t)$ генерується на швидкості 1 мегачіп/с. Основна ширина смуги частот до першого нуля сигналу з розширеним спектром тепер складе 1 МГц. Кажуть, що ширина смуги частот вихідного сигналу була розширена цією операцією в кілька сотень разів. Цей процес характеризується коефіцієнтом, званим посиленням розширення, або посиленням процесу (process gain). Процес посилення в практичних системах вибирають, ґрунтуючись на вимогах додатків, в яких він використовується.

При модуляції BPSK розширений сигнал стає рівним $s(t) = d(t) \cdot \cos \omega t$.

Рис. 1.4 показує, які операції по обробці сигналу з розширеним спектром

потрібно виконати з метою депоширення його спектра після виконання операції демодуляції. Відзначимо, що в приймачі операція депоширення вимагає виконання того ж самого коду розширення з фазами, що не збігаються з фазами вхідного сигналу. Модуль синхронізації псевдошумового (pseudo noise, PN) коду детектує фазу вхідної кодової послідовності, змішану з інформаційною послідовністю, і вирівнює локально сгенеровану кодову послідовність відповідним чином. Після цієї важливої операції вирівнювання коду (тобто синхронізації) прийнятий сигнал піддається операції депоширення з локально створеною послідовністю кодового розширення. В результаті операції депоширення виходить вузькосмуговий сигнал, промодульований тільки інформаційними бітами. Таким чином, такий демодулятор можна використовувати для отримання оцінок сигналу повідомлення.

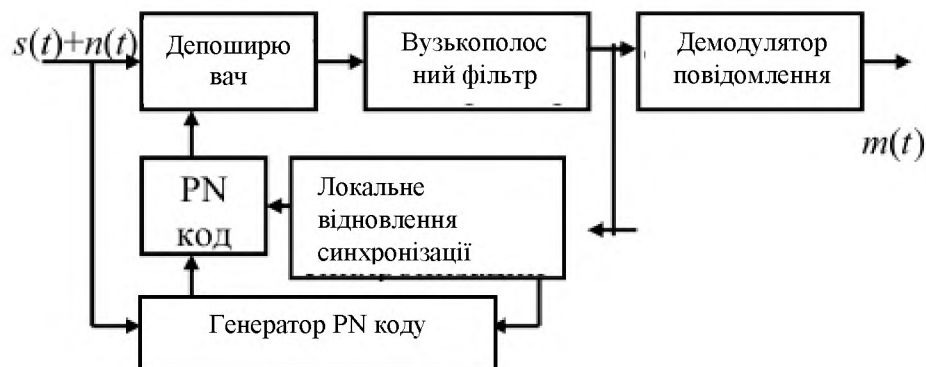


Рисунок 1.4 – Приймач з прямою послідовністю розширення спектра

Перелічимо основні переваги техніки розширення спектра:

- зниження інтерференції, так як в системах з розширенням спектра інтерференція, що виникає від взаємодії сигналу з сторонніми джерелами, значно зменшується в результаті посилення процесу;
- низька сприйнятливість до загасання внаслідок багатопроменевого поширення сигналу по каналу зв'язку, так як система з розширеним спектром через різноманітність притаманних їй частотних властивостей перешкоджає

виникненню спотворень сигналу внаслідок загасання через багатопроменеве поширення по каналу зв'язку, що особливо корисно для проектування мобільних систем зв'язку;

- можливість спільного існування численних систем з власними варіантами псевдовипадкових послідовностей, так як багатоканальні системи з розширенням спектра можуть існувати разом, не заважаючи роботі одна одної;

- стійкість до впливу перешкод, оскільки важливою характеристикою системи з розширенням спектра є здатність протистояти сильній інтерференції, що іноді генерується зловмисником, щоб блокувати сеанс зв'язку, що є однією з причин використання механізму розширення спектра у військовому зв'язку.

1.3 Технологія множинного доступу

Поняття множинного доступу пов'язано з організацією використання обмеженої ділянки спектра багатьма користувачами. Можна виділити п'ять варіантів множинного доступу:

- множинний доступ з часовим поділом каналів зв'язку (Time Division Multiple Access, TDMA);
- множинний доступ з частотним поділом каналів зв'язку (Frequency Division Multiple Access, FDMA);
- множинний доступ з кодовим поділом каналів зв'язку (Code Division Multiple Access, CDMA);
- множинний доступ з просторовим розділенням каналів зв'язку (Space Division Multiple Access, SDMA);
- множинний доступ з поляризаційним поділом каналів зв'язку (Polarization Division Multiple Access, PDMA).

Практичний інтерес представляють тільки перші три.

Технології розширення спектра можуть бути різними, але загальним моментом для них є наявність ключа, під яким мається на увазі код або послідовність, яка приєднується до сигналу з метою розширення його спектру аж до декількох порядків. Відношення, виміряне в дБ, між розширеною смугою сигналу і її вихідною величиною називається посиленням обробки (processing gain) і становить величину, що змінюється від 10 до 60 дБ.

Передавач і приймач з прямою послідовністю розширення спектра представлені на рис. 1.3 і рис. 1.4.

Цифровий радіозв'язок традиційно базується на концепції, що несуча частота набагато вище, ніж ширина смуги переданого сигналу. Коли необхідна смуга має величину порядку 100 МГц, це наближення наштовхується на багато перешкод. Характерно, що в цьому випадку робоча частота передавача повинна бути близько 10 ГГц і тому така передача мала б великі проблеми, пов'язані з поширенням сигналів при дощі або тумані.

Загальновідома CDMA-система з перескоками частоти являє собою цифрову систему множинного доступу, в якій індивідуальні користувачі вибирають одну з Q частот всередині широкопasmового каналу в якості несучої частоти. Псевдовипадкові зміни несучої частоти рандомізують тимчасове володіння певною смугою частот в даний момент часу, забезпечуючи множинний доступ в широкій області частот. У звичайних FHSS CDMA-системах загальна смуга частот W з перескоками ділиться на Q вузьких смуг, кожна з яких має смугу частот $B=W/Q$. Кожна з Q смуг частот визначається як спектральна область з центральною частотою, званою несучою частотою. Безліч можливих несучих частот визначається терміном hopset. Смуга частот B - це смуга частот, що використовується в hopset, називається миттєвою смугою частот.

Широкопasmовий спектр W , який перекриває всі переходи частот, називається загальною смугою частотних пересkokів (total hopping band width). Інформація надсилається разом з пересkokом частоти відповідно до псевдовипадкового закону, який відомий санкціонованому приймачу. У кожному пересkokу невелике число кодових символів надсилається зі звичайною вузьпasmовою модуляцією перед тим, як несуча частота знову випробує стрибок. Проміжок часу між стрибками частоти називається тривалістю пересkokу (hop duration) або періодом пересkokів (hopping period) і позначається T_c . Проміжок часу між передачею двох послідовних символів позначається T .

Зазвичай в FHSS CDMA використовується частотно-маніпульований сигнал (Frequency Shift Keying, FSK). Якщо в FHSS CDMA-системі використовується q -FSK, тоді кожна з Q смуг частот ділиться на q підполос частот і протягом кожного стрибка одна або кілька центральних частот підполос частот всередині всього діапазону частот випромінюється разом з інформацією, що міститься в них. Будемо називати кожен частотну підполосу переданим каналом (transmission channel). Позначимо загальне число $Q \cdot q$ переданих каналів M . Якщо використовується бінарна FSK (BFSK), то $M = 2Q$, і пара можливих миттєвих частот змінюється з кожним стрибком.

На приймальній стороні, після того як несуча частота пересkokу усувається з прийнятого сигналу, формується сигнал для виконання над ним операції демодуляції, що позначається терміном *dehopped signal*.

Якщо інший користувач передає в тій же смузі частот і в той же час в FHSS CDMA-системі, то має місце колізія (collision). Частотні переходи можуть бути швидкими і повільними. Повільний частотний пересkok має місце, якщо один або більше q -ічних символів передаються в часовому інтервалі між пересkоками частоти. Таким чином, повільні частотні переходи припускають, що символна швидкість $1/T$ перевищує швидкість пересkokів

$1/T_c$. Швидкий частотний перескок має місце, якщо більше ніж один частотний перескок відбувається протягом передачі одного символу. Якщо інший користувач займає ту ж смугу частот і в той же час, ймовірність некоректної передачі відповідних інформаційних символів зростає. Тому розсудливо поєднувати частотний перескок з перемеженням (interliving) і кодуванням. Рис. 1.5 ілюструє повільний частотний перескок, якщо використовується FSK в системі та $Q=4$, $q=4$ і $M=16$. На цьому рисунку миттєва частота підполоси (передані канали) показана у вигляді функцій часу. Час передачі T та 4-ічних символів дорівнює $T_c/3$, де T_c - тривалість перескоку. Два біта генеруються кожні T секунд та одна з 4 частот генерується модулятором. Ця частота передається однією з $Q=4$ частотної смуги перескоків FHSS-модулятора. У цьому прикладі частотний перескок має місце після кожної групи 3 символів, або коли 6 бітів виявляються переданими. Сигнал, підготовлений для виконання над ним операції демодуляції, показаний на рис. 1.5, б.

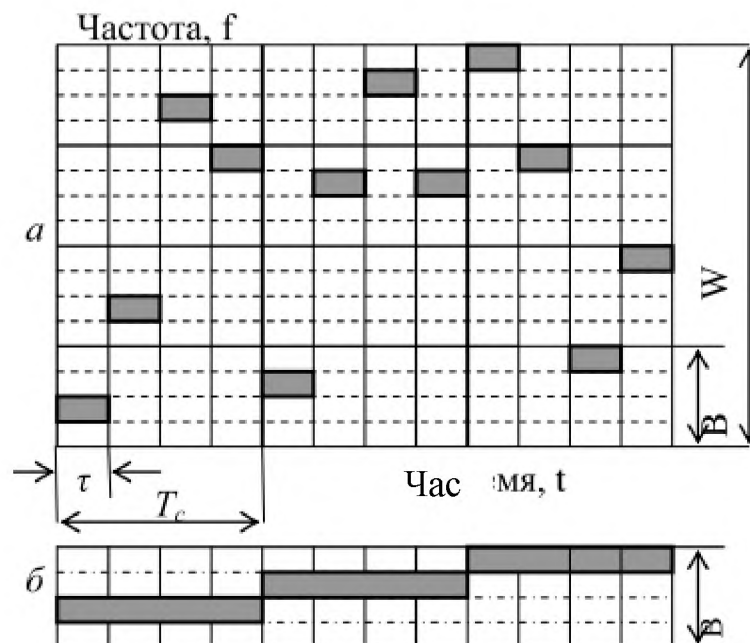


Рисунок 1.5 – Ілюстрація FSK-системи з швидким перескоком частоти з розширенням спектру

Відновлення переданого сигналу в системі з швидким перескоком частоти ілюструє рис. 1.5. Вихід модулятора даних - один з тонів, як і раніше, але тепер час передачі T однієї групи з 2 бітів підрозділяється на $T/T_c = 4$ чіпа (перескоків). У цьому прикладі кожен з перескоків передається протягом 4 стрибків несучих частот. Тут розглядається схема, яка дещо відрізняється від звичайних схем FHSS CDMA, так як не робиться відмінностей між перескоками, викликаними змінами несучої частоти і змінами частоти, викликаними передачею нового символу. Іншими словами, розглядаються довільні миттєві зміни частоти (передається канал), який власне і є стрибком частоти. Відповідно модифікуємо термінологію і назвемо безліч всіх M можливих миттєвих частот hopset. Значення M , відношення загальної смуги частот до миттєвої смуги частот назвемо розміром hopset (hopsetsize). Тривалість стрибка T_c визначимо, як часовий інтервал між двома послідовними змінами миттєвих частот. Тоді для повільної схеми перескоку частоти тривалість стрибка дорівнює одному часовому проміжку T передачі і буде позначатися як T_c . Часовий інтервал між двома послідовними змінами несучих частот не враховується. Для обох схем частотного перескоку рис. 1.5 і 1.6 миттєва смуга частот зменшується в 4 рази. Це відбувається тому, що модифікація схеми FHSS CDMA абсолютно природна, так як сучасні цифрові FHSS CDMA-системи використовують кодування і інформаційну бітову швидкість, яка, як правило, нижче, ніж швидкість перескоків.

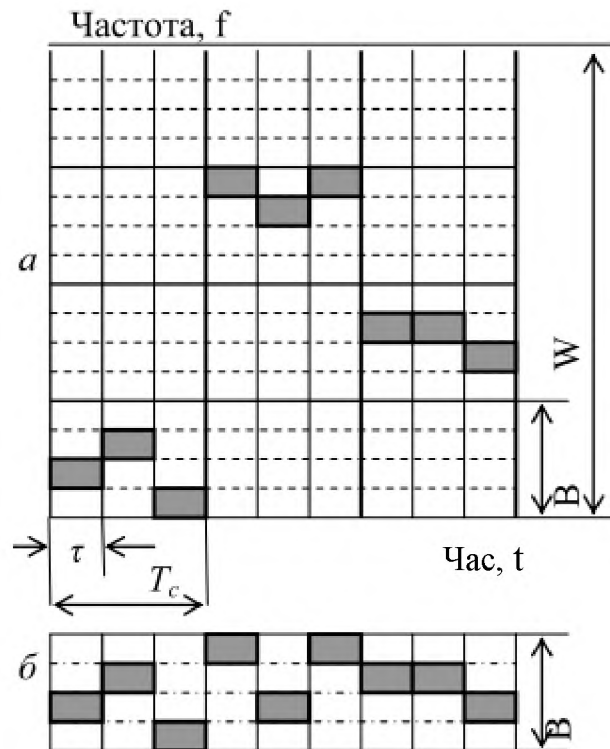


Рисунок 1.6 – Ілюстрація FSK-системи з повільним перескоком частоти з розширенням спектра: переданий сигнал (а) і сигнал, підготовлений до демодуляції при 4FSK (б)

1.4. Розширення спектру прямої послідовності в CDMA

Абсолютно різні підходи, реалізовані в CDMA, що використовує концепцію розширення спектра, не намагаються розділити частотні і часові ресурси серед всіх користувачів. Замість цього система всі ресурси віддає в повне розпорядження всім активним користувачам.

Метод розширення спектра за допомогою прямої послідовності (Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS), який використовується в CDMA, перемножує вузькосмуговий сигнал повідомлення з сигналом, що володіє широкою смугою частот, який називається розширюючим спектр сигналом. Всі користувачі використовують одну і ту ж несучу частоту і можуть передавати на ній інформацію одночасно. Кожен користувач має свій власний сигнал, який є приблизно ортогональним розширюючому сигналу і

сигналів всіх інших користувачів. Приймач цього користувача використовує корелятор для детектування повідомлення, адресованого цьому користувачеві. Сигнали інших користувачів з'являються на вході приймача як некорельований шум. Для детектування сигналу повідомлення приймач повинен мати відомості про розширюючий сигнал, який використовувався в передавачі. При цьому реалізується некоординована передача інформації, так як жоден користувач нічого не знає про інших користувачів, тобто працює незалежно від інших користувачів. Потенційно система CDMA забезпечує більш велику ємність радіоканалів, чим FDMA і TDMA системи. Ємність радіоканалів - це міра ефективності спектра бездротової системи зв'язку. Цей параметр визначається необхідним відношенням сигнал/шум на вході приймача і шириною смуги частот каналу W .

Пояснимо принцип DSSS CDMA. Припустимо, що два користувача, користувач 1 і користувач 2, знаходяться на однаковій відстані від базової станції і передають зображені на рис. 1.7, а, б у вигляді імпульсів одиничної амплітуди інформаційні послідовності даних $\mathbf{u}^1 = u_0^1, u_1^1, u_2^1, u_3^1 = 1, -1, -1, 1$ та $\mathbf{u}^2 = u_0^2, u_1^2, u_2^2, u_3^2 = -1, 1, -1, -1$ відповідно на базову станцію. Користувач 1 представляє послідовність даних \mathbf{u}^1 в сигналі даних $u^1(t)$ і користувач 2 представляє свою послідовність даних \mathbf{u}^2 в сигналі даних $u^2(t)$ таким чином, що дійсне число 1 відповідає позитивному прямокутному імпульсу одиничної амплітуди і тривалістю T та дійсне число -1 відповідає негативному прямокутному імпульсу теж одиничної амплітуди і тривалістю T . Потім обидва користувачі синхронно передають сигнали даних по каналу з множинним доступом зі складанням вхідних сигналів. Так як кожен імпульс відповідає передачі одного біта, то швидкість передачі $R=1/T$ біт/с для кожного користувача і швидкість передачі для каналу дорівнює в цьому випадку $2/T$ біт/с.

У літературі з інформатики бінарна послідовність складається з символів 0 і 1 як символів алфавіту $\{0,1\}$. У CDMA додатках зручніше використовувати дійсні бінарні числа 1 і -1 з алфавіту $\{1, -1\}$. Представляючи $0 \leftrightarrow 1$, $1 \leftrightarrow -1$, встановлюють однозначну відповідність між послідовністю бінарних логічних символів і послідовністю бінарних дійсних чисел.

Якщо затримка поширення та затухання в каналі для обох сигналів однакові, вихід сумарного сигналу каналу, тобто вхідний сигнал приймача базової станції, представляє собою суму однаково ослаблених переданих сигналів. У нашому прикладі прийнятий сигнал є ненульовим тільки на тривалості третього інтервалу (рис. 1.7, в).

Приймач базової станції не може вирішити, які імпульси були послані користувачами в першому, другому і четвертому інтервалах, але він може вважати, що в третьому інтервалі обидва користувачі послали негативні імпульси і тому відповідно $u_2^1 = -1, u_2^2 = -1$.

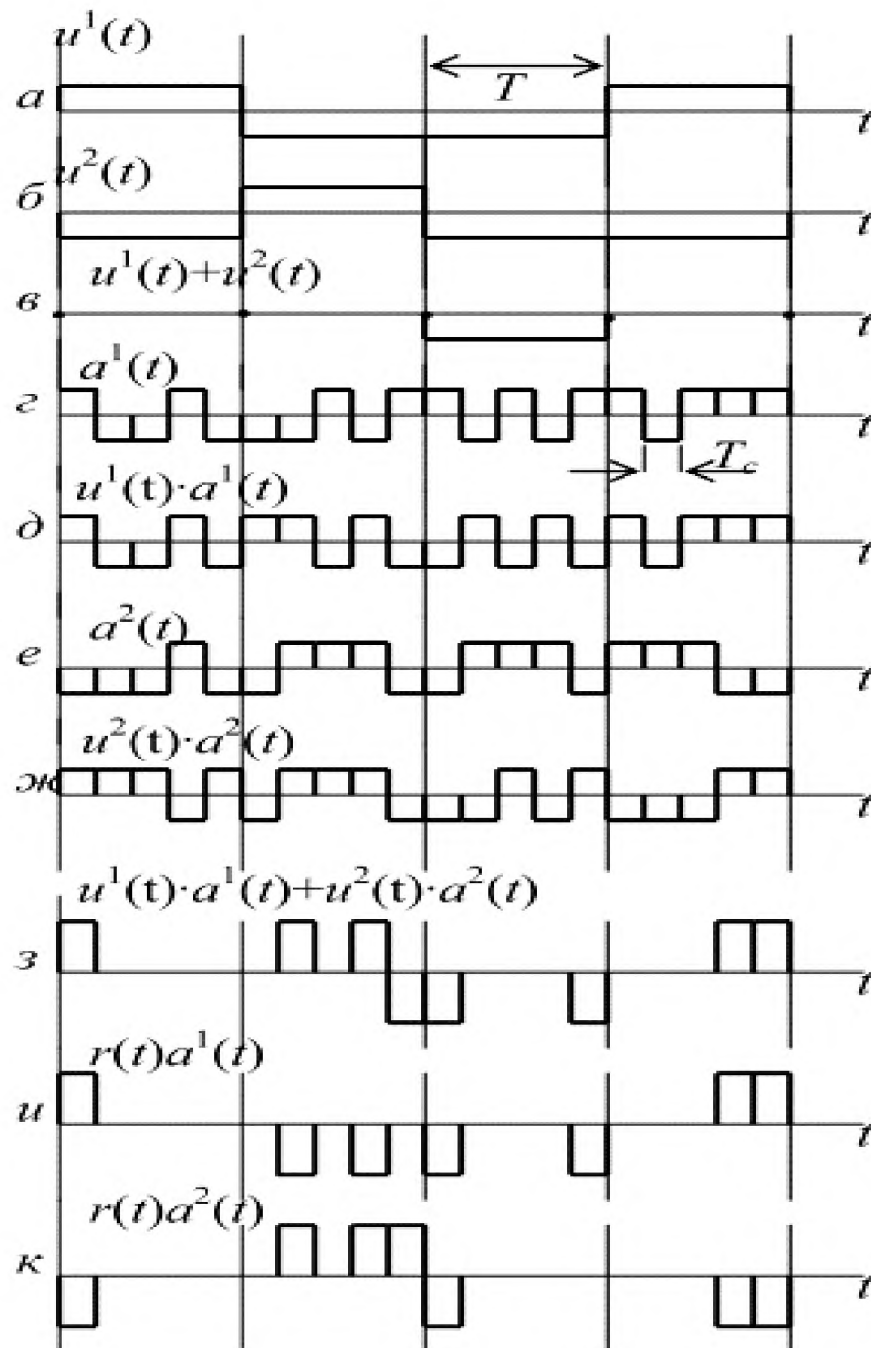


Рисунок 1.7 – Передача сигналів по аддитивному каналу зв'язку, синхронний випадок

Припустимо, що замість посилки сигналу даних і безпосередньо по каналу з аддитивним множинним доступом користувачі спочатку розширили їх по спектру, тобто перемножили їх з сигналами розширюючих послідовностей $a^1(t)$ та $a^2(t)$ відповідно (рис. 1.7, г, е). Сигнали $a^1(t)$ та $a^2(t)$

- це послідовності позитивних і негативних прямокутних імпульсів тривалістю $T_c < T$. У нашому прикладі $T_c = T/5$. Ці імпульси називаються чіпами і T_c представляє тривалість чіпа. Завжди будемо вважати, відношення $T/T_c \in \mathbb{Z}$ цілим числом. Розширені по спектру сигнали $u^1(t) a^1(t)$ та $u^2(t) a^2(t)$ і (рис. 1.5, д, ж) передаються по аддитивному каналу з множинним доступом. Прийнятий сигнал $r(t) = u^1(t) a^1(t) + u^2(t) a^2(t)$ представлений на рис. 1.7, з. Як ми переконаємося скоро, смуга частот сигналу, сформованого послідовністю позитивних і негативних прямокутних імпульсів тривалістю T , визначається координатою першого нуля основної пелюстки спектру прямокутного імпульсу, що дорівнює $1/T$. Тому смуга частот сигналу $u^k(t)$, $k=1,2$ визначається величиною $1/T_c$ (рис. 1.7). Відношення $T/T_c \approx W/R$, що характеризує збільшення смуги частот внаслідок розширення відповідних сигналів, називається коефіцієнтом розширення або посиленням обробки.

Приймач базової станції депоширює прийнятий сигнал $r(t)$, тобто перемножує його з розширюючими послідовностями $a^1(t)$ та $a^2(t)$. Результат депоширення показаний на рис. 1.7, і, к. Очевидно, що тепер приймач може кардинально вирішити, які послідовності були передані користувачами в кожному з чотирьох інтервалів.

Сигнал розширюючих послідовностей $a^k(t)$, $k=1, 2$ можна згенерувати у вигляді розширюючої послідовності $\mathbf{a}^k = a_0^k, a_1^k, \dots, a_n^k$, $a_n^k \in \{1, -1\}$, представленою послідовністю позитивних і негативних одиниць, аналогічно послідовностям даних \mathbf{u}^k , $k=1, 2$ сигналі даних $u^k(t)$, $k=1, 2$.

Припустимо тепер, що кожен символ $u_n^k(t)$, $k=1, 2$ послідовності даних \mathbf{u}^k повторюється N разів, $N = T/T_c = W/R$. В результаті виходить послідовність $\mathbf{v}^k = v_0^k, v_1^k, \dots, v_n^k$, $v_n^k = u_{\lfloor n/N \rfloor}^k$.

Тут $\lfloor x \rfloor$ означає найбільше ціле, що менше або рівне x . Наприклад, на рис. 1.5 маємо $N=5$. Потім перемножимо символи послідовності \mathbf{v}^k із символами послідовності \mathbf{a}^k . Отримаємо послідовність $\mathbf{v}^k * \mathbf{a}^k = v_0^k a_0^k, v_1^k a_1^k, \dots, v_n^k a_n^k, \dots$.

Якщо уявити символи послідовності $\mathbf{v}^k * \mathbf{a}^k$ у вигляді послідовності позитивних і негативних імпульсів, як це робилося раніше, то отримаємо сигнал з розширеним спектром. Це альтернативний шлях розширення спектра. Операції повторення символів $u_n^k N$ разів можна розглядати, як кодування. Цей код називається кодом повторення. Він складається з двох кодових слів: N - довжина блоку $\tau = 1/N$ біт/с - кодова швидкість. У загальному випадку будуть розглядатися більш складні кодові конструкції. Очевидно, для прямокутних імпульсів операції уявлення послідовностей у вигляді сигналів і перемноження сигналу з послідовністю - це перестановочні операції, але для прямокутних імпульсів ці операції в загальному випадку не є перестановочними. Трохи пізніше будуть розглянуті обидва способи генерування розширюючих сигналів.

Рис. 1.7 відповідає синхронній моделі передачі, коли прийняті сигнали від обох користувачів надходять на вхід приймача базової станції в одній і тій же фазі. Але ситуація не буде значно відрізнятися в разі асинхронного прийому, показаного на рис. 1.8, коли прийняті сигнали відрізняються по фазі.

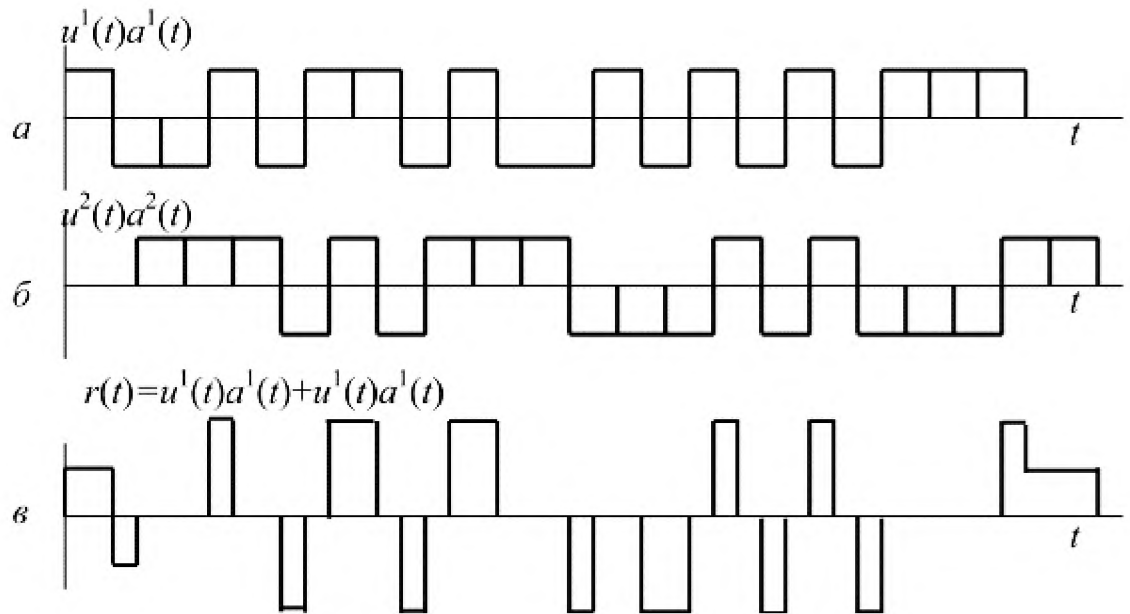


Рисунок 1.8 – Передача по аддитивному каналу, асинхронний випадок

Використовуючи ту ж процедуру декоширення, як в синхронному разі, приймач зможе навіть більш точно відновити обидві передані послідовності u^1 та u^2 . Необхідна умова коректного декоширення - знання фаз обох переданих сигналів $u^1(t) a^1(t)$ та $u^2(t) a^2(t)$. Іншими словами, хоча передавачі обох користувачів можуть бути несинхронізованими, передавач і приймач, відповідні окремому користувачеві, повинні бути синхронізовані.

У загальному випадку є не два, а K одночасно активних користувачів і працюють вони асинхронно. Реальна модель прийнятого сигналу повинна включати аддитивний білий гаусовський шум (Additive White Gaussian Noise, AWGN) $\xi(t)$.

Прийнятий сигнал можна описати таким виразом:

$$r(t) = \sqrt{P^k} u^k(t - \delta^k) a^k(t - \delta^k) + \xi(t),$$

де P^k - потужність сигналу k -го користувача на вході приймача базової станції і δ^k - постійна часова величина, що відображає затримку поширення сигналу по каналу, яка також характеризує асинхронність між різними

користувачами і інші чинники поширення сигналу. Прийом інформації від k -го користувача можна уявити прийнятим сигналом у вигляді виразу

$$r(t) = \sqrt{P^k} u^k(t - \delta^k) a^k(t - \delta^k) + \xi(t),$$

в якому загальний шум

$$\xi^k(t) = \sum_{k' \neq k} \sqrt{P^{k'}} u^{k'}(t - \delta^{k'}) a^{k'}(t - \delta^{k'}) + \xi(t)$$

включає інтерференцію від $K-1$ інших користувачів і адитивний шум. Якщо приймач синхронізований з k -м користувачем, тобто δ^k відомо, депоширення сигналу, тобто перемноження сигналу з розширюючою послідовністю $a^k(t - \delta^k)$ знижує складність вирішення задачі прийому в разі кодування з повтореннями, так як дозволяє виявити відомий сигнал в шумі або в разі більш складного коду зводить її до проблеми декодування.

Відзначимо, що модель зворотного каналу, що розглядається тут, - це інформаційно-теоретична модель. Модель, яка вивчається в теорії зв'язку, описує процеси в передавачі і приймачі, зокрема, процеси модуляції і демодуляції в більш докладному розгляді.

Приймач для бінарної DSSS CDMA схеми може мати одну або дві робочі структури: коррелятор і узгоджений фільтр. Коли приймач виконує операції кореляції з усіма можливими дискретизованими сигналами кожного інтервалу тривалістю T , він порівнює вихідні сигнали коррелятора з пороговим рівнем. У приймачі з узгодженим фільтром коррелятор замінюється узгодженим фільтром.

Модель зворотного каналу передачі в системі DSSS CDMA з K користувачами представлена на рис. 1.9 і 1.10. Приймач базової станції включає K демодуляторів, синхронізованих з модуляторами K передавачів. Допускаючи повну синхронізацію, вихід k -го демодулятора $k=1, 2, \dots, K$

виходить у вигляді послідовності, $\{v_n^k a_n^k + \xi_n^k\}$, де ξ_n^k -вклади інших активних користувачів і AWGN. Депоширення включає операції множення з розширюючою послідовністю $\{a_n^k\}$. Вхід кожного декодера - це послідовність $\{v_n^k + \xi_n^k a_n^k\}$, а вихід k -го декодера - декодована інформаційна послідовність $\{\hat{u}_n^k\}$.

Використовуючи контроль потужності, перемикаючий центр може регулювати потужності переданих сигналів так, що потужності прийнятих сигналів будуть приблизно однакові. Якщо контроль потужності завершується, потужність прийнятого сигналу дорівнює P незалежно від користувача, тобто P , $k=1, 2, \dots, K$. Кожен приймач базової станції одноячеїстої системи зв'язку приймає композитну форму, що складається з сигналів санкціонованих користувачів потужністю P , компонент, обумовлених рівнем фону AWGN $\xi(t)$, і компонент інтерференції від інших користувачів потужністю $P(K - 1)$.

Тоді середня спектральна щільність потужності одностороннього загального шуму виявляється рівною

$$I_0 = (K - 1)P / W + N_0,$$

де N_0 - одностороння спектральна щільність потужності AWGN і W - смуга частот сигналу.

Надалі будемо використовувати тільки двосторонню спектральну щільність потужності, яка для модульованих сигналів дорівнює половині односторонньої спектральної щільності потужності.

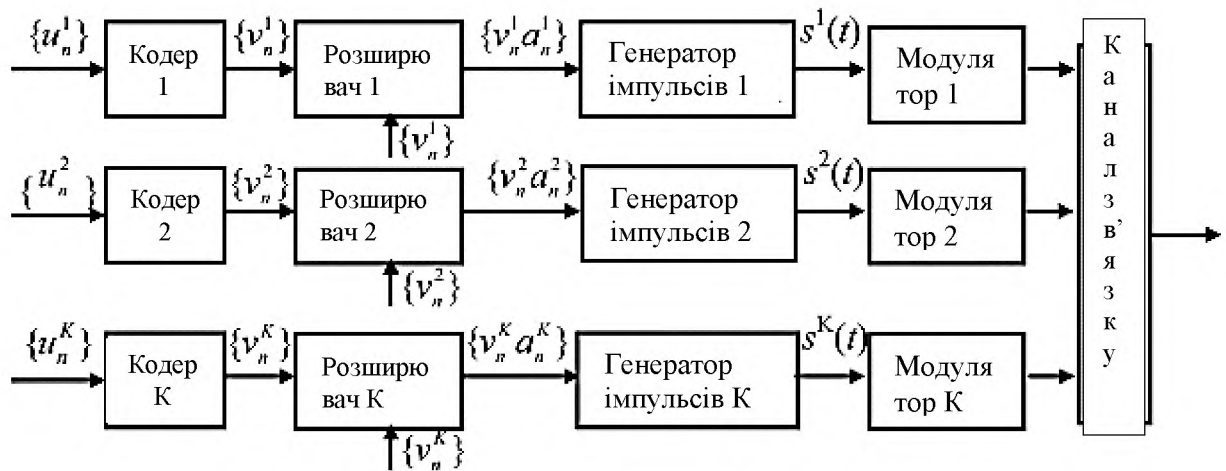


Рисунок 1.9 – Модель зворотного каналу передачі в системі DSSS CDMA

Важливим параметром, що характеризує якість модему, є відношення енергії біта до спектральної щільності одностороннього шуму, яке для стислості будемо називати відношенням сигнал/шум:

$$\frac{E_b}{I_0} = \frac{P}{I_0 R},$$

$E_b = P / R$ – енергія прийнятого сигналу, віднесена до одного біту. З урахуванням попереднього співвідношення отримаємо

$$\frac{E_b}{I_0} = \frac{P / R}{(K - 1)P / W + N_0} = \frac{W / R}{K - 1 + N_0 W / P},$$

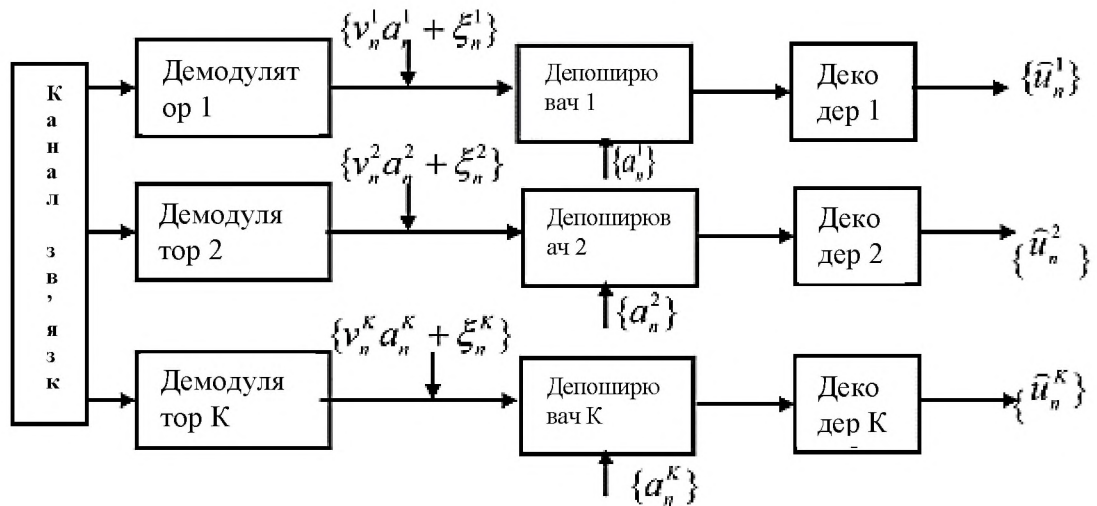


Рисунок 1.10- Модель приймача базової станції в системі DSSS CDMA

Звідси випливає співвідношення для ємності радіоканалу одноячеїстої CDMA системи, записане як

$$K_0 = 1 + \frac{W/R}{E_b/I_0} - \frac{N_0 W}{P}$$

Так як зазвичай нехтують впливом фонового шуму AWGN, то останню рівність можна спростити, подавши її у вигляді

$$K_0 = 1 + \frac{W/R}{E_b/I_0}$$

Відношення W/R , Гц/біт/с було визначено раніше як коефіцієнт розширення або посилення обробки. Типові величини W/R простягаються від 10 до 60 дБ. Необхідне відношення сигнал/шум залежить від використовуваного кодування з виправленням помилок. За умови, що число активних користувачів є великим, можна розглядати загальний шум як гаусівський з односторонньою спектральною щільністю і потужністю I_0 . Тоді, якщо використовується тривіальне кодування з повторенням, ймовірність бітової помилки виходить такою ж, як і при некодованій передачі, тобто

$$P_b = Q(\sqrt{2E_b / I_0}),$$

де Q – функція, визначена інтегралом:

$$Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^{\infty} \exp(-y^2 / 2) dy.$$

Можна використовувати нерівність $Q(x) \leq 0,5 \exp(-x^2 / 2)$, $x > 0$. Тоді, якщо використовується код з повторенням, з отриманих співвідношень отримаємо.

$$K_0 \approx 1 - \frac{W / R}{\ln 2P_b}.$$

Для мовного каналу потрібна швидкість бітової помилки порядку $10^{-3} \dots 10^{-4}$ і потрібне відношення сигнал/шум E_b / I_0 в інтервалі 4 ... 8 дБ залежить від коду, що виправляє помилки.

Математична модель CDMA системи, розглянута вище, - це модель передачі інформації типу «багато точок до однієї». Строго кажучи, вона описує тільки зворотний напрямок передачі інформації. Однак, співвідношення, що використовувалися, справедливі і для каналів в прямому напрямку. Передача в прямому напрямку, тобто «від одного до багатьох», має деякі переваги в порівнянні з передачею «багато до одного».

По-перше, сигнали, передані різним користувачам, можуть бути синхронізовані і забезпечені пілот-сигналами, такими, щоб користувачі могли використовувати когерентні приймачі. Для зворотного напрямку пілот-сигнали не завжди використовуються через обмежену потужність.

По-друге, так як передавачу відомі послідовності переданої інформації всіх користувачів, він в принципі може використовувати цю інформацію в процесі кодування і всебічно поліпшити виконання системи. В цьому випадку можна говорити про координовану передачу або частково координовану передачу.

У DSSS CDMA системі кожен з активних користувачів займає в кожен момент часу всі широкосмугові канали.

1.5 Постановка завдання

Метою дипломної роботи є розробка імітаційної моделі та дослідження системи прийому-передачі даних на базі технології розширення спектру прямою послідовністю..

Для реалізації поставленої мети необхідно вирішити наступні завдання:

1 Виконати аналітичний огляд існуючих технологій розширення спектра.

2 Розробити імітаційну модель системи прийому-передачі даних на базі технології розширення спектру прямою послідовністю.

3 Провести модельний експеримент з метою дослідження поведінки основних характеристик системи в умовах шумів.

4 Виконати аналіз отриманих результатів.

1.6 Висновки

1 Виконаний аналітичний огляд існуючих технологій розширення спектра.

2 Розглянуто технологію множинного доступу.

3 Розглянуто технологію розширення спектру прямою послідовністю в CDMA. Обґрунтовано високу завадостійкість методу.

4 Виконано постановку задачі.

2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

2.1 Моделювання та дослідження основних вузлів системи з розширенням спектру прямою послідовністю

До основних вузлів системи з розширенням спектра прямою послідовністю відносяться трансивер, передавач і приймач.

Технологія розширення спектра прямою послідовністю відноситься до технології модуляції. Модуляції DPSK DSSS і технології розширення спектра головним чином використовуються в трансивері, за винятком прийому сигналу, що використовує біфазну модуляцію. Систему з UWB, досліджувану в даній роботі, можна розділити на три частини: DPSK DSSS передавач, DPSK DSSS приймач і DPSK DSSS трансивер з БІНАР модулятором і узгодженим фільтром для відновлення вихідного сигналу.

2.1.1 Дослідження схеми трансивера

Розроблена в середовищі Simulink MatLab імітаційна модель схеми трансивера показана на рис. 2.1. Вона складається з ієрархічної системи, в якій блоки, що представляють складові частини цієї системи, і осцилоскопи розміщені таким чином, щоб було зручно простежити процеси, що реалізуються в передавачі. Основні компоненти або блоки передавача являють собою генератор псевдовипадкової послідовності, логічну схему XOR, блоки затримки, перемикач, імпульсний генератор, блок обчислення похідної, цифровий фільтр, блоки множення і посилення, осцилоскопи.

Генератор псевдовипадкової послідовності генерує послідовність псевдовипадкових бінарних чисел. Цей генератор використовує зсувний регістр для генерування послідовності, яку можна використовувати в псевдовипадковому скремблері, дескремблері і у всій системі з розширенням спектра прямою послідовністю.

Блок PN sequence generator також використовує зсувний регістр для генерування послідовності. У роботі цей блок використовується для генерування сигналів повідомлення та високошвидкісної псевдовипадкової послідовності для розширення спектра інформаційного сигналу повідомлення. Блок XOR працює як змішувач. Він змішує два різних сигналу один з іншим як цифрова схема і видає отриманий сигнал на вихід. Блок Unit delay зберігає і затримує вхідний сигнал на величину, рівну декільком періодам наступних один за одним відліків. Цей блок еквівалентний блоку z^{-1} , що працює в дискретно-часовому режимі. Цей блок приймає один вхідний сигнал і видає на вихід теж один вихідний сигнал. Кожен з цих сигналів може бути або скалярним, або векторним. Якщо вхідний сигнал - вектор, то блок затримує всі елементи векторного сигналу на один і той же час, що дорівнює деякому числу періодів проходження відліків. Імпульсний генератор може генерувати різні імпульси, які обираються опціонально.

Перемикач використовується для перемикання двох різних вхідних сигналів і передає їх на вихід у відповідності з їх призначенням. Блок Derivative призначений для диференціювання вхідного сигналу. Імпульсний генератор і наступні два блоки Derivative використовуються для здійснення біфазної модуляції. Блок Integerdelay використовується для відновлення сигналу.

Блок Gain підсилює сигнал. Осцилоскопи розміщені вздовж усього шляху проходження сигналу.

Сигнал даних, який є вузькосмуговим, розширюється по смузі займаних частот у багато разів, використовуючи розширюючу псевдовипадкову послідовність. Цей сигнал передається на рівні нижче шумового значення навколишнього середовища, як псевдовипадкова послідовність позитивних і негативних одиничних сигналів на частоті, що значно перевищує частотний діапазон вхідного сигналу.

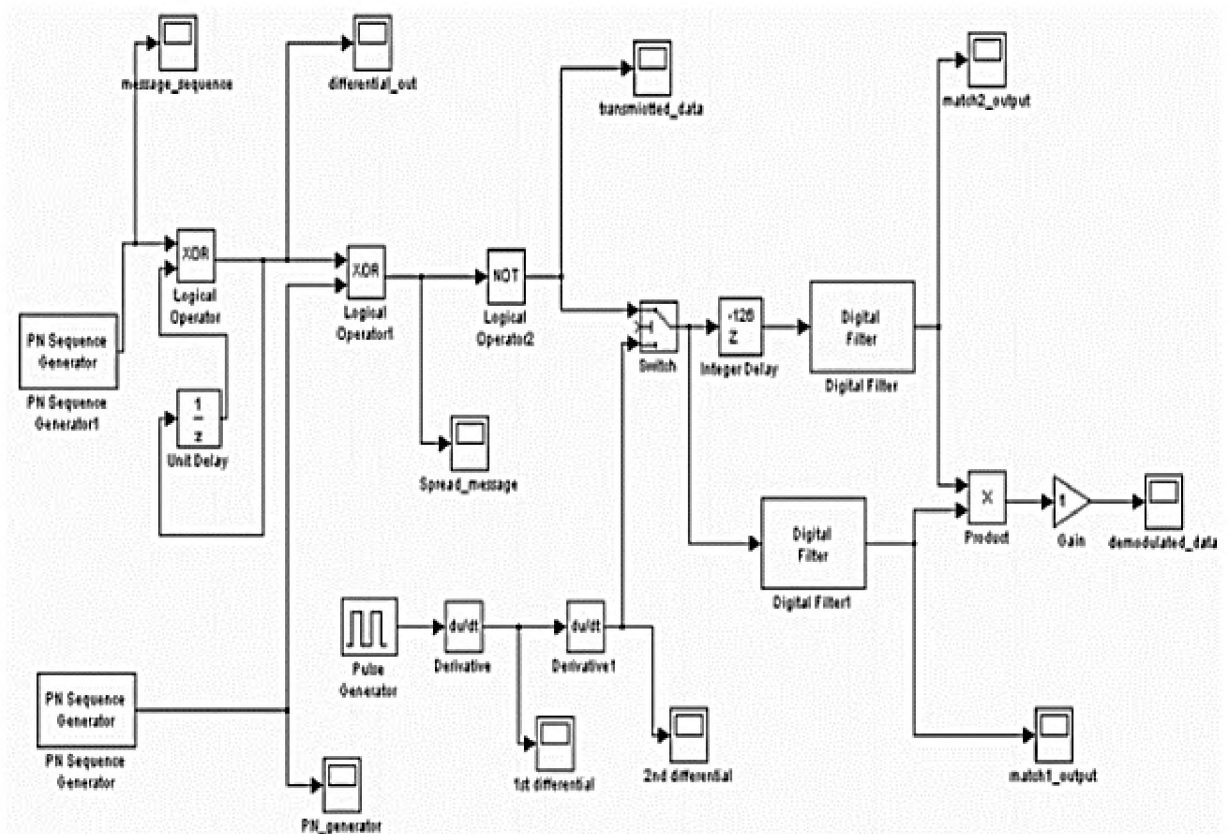


Рисунок 2.1 – Модель DPSK DSSS трансивера в SIMULINK

Результуючий ефект підвищення відношення сигнал/шум називається посиленням процесу. Цей процес можна зробити більш виразним, якщо застосовувати в системі довші псевдовипадкові послідовності і збільшувати число чіпів, що припадають на один інформаційний біт вихідного сигналу. Однак фізичні пристрої, що використовуються для генерування псевдовипадкових послідовностей, навіязують практичні обмеження на досягнення потрібного посилення процесу.

Цей сигнал нагадує білий шум. Однак його можна відновити на приймальному кінці каналу зв'язку в результаті перемноження з тією ж псевдовипадковою послідовністю, за допомогою якої він був отриманий на передавальному кінці каналу зв'язку. Цей процес називається дерозширенням. Він являє собою математичне обчислення кореляції переданої псевдовипадкової послідовності з псевдовипадковою

послідовністю, прийнятою приймачем, яка, звичайно, повинна бути відома приймачу. Це вимагає синхронізації приймача з переданою послідовністю з використанням досить складного механізму входження в синхронізм і стеження за процесом синхронізації. Цей очевидний недолік проте може принести користь: якщо послідовності множини передавачів синхронізовані один з одним, відносна синхронізація приймача повинна бути виконана, і це можна використовувати для обчислення відносного часу, який в свою чергу дозволить розрахувати приймачу положення передавача. Це є основою роботи багатьох навігаційних систем.

2.1.2 Дослідження схеми передавача

Імітаційна модель, розроблена в середовищі Simulink MatLab, передавача (рис. 2.2) складається з блоку PN Sequence generator, який генерує послідовність бінарних чисел, використовуючи зсувний регістр із зворотними зв'язками, блоку XOR, використововуваного як змішувач для змішування даних, блоку Unite delay, призначеного для затримки даних, і осцилоскопів, розміщених уздовж шляху проходження сигналу для забезпечення наочності досліджуваних процесів. Блок PN Sequence generator використовується як для генерування сигналу повідомлення, так і для створення псевдовипадкової послідовності бінарних чисел для забезпечення процесу розширення спектра вихідного повідомлення.

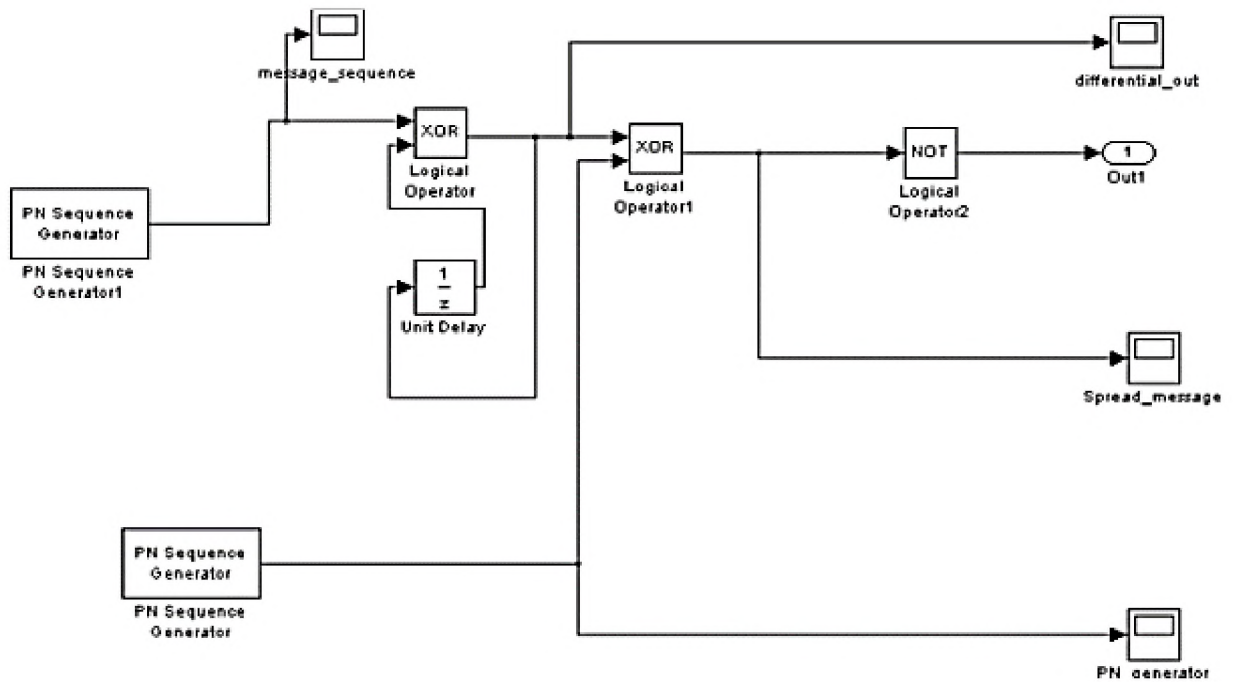


Рисунок 2.2 – Модель DPSK DSSS передавача в SIMULINK

Рисунку 2.2 – представляє модель SIMULINK передавача, коли диференційно кодований сигнал повідомлення, у якого кожен вхідний біт повинен затримуватися до тих пір, поки надійде наступний біт на вхід.

Затриманий біт даних тоді змішується з наступним вхідним бітом даних. Вихід змішувача даних формує різницю вхідних бітів даних і затриманих бітів даних. Диференційно кодовані дані потім розширюються за допомогою високошвидкісної псевдовипадкової послідовності. Цей процес розширення забезпечує кожному біту даних свій власний унікальний код, дозволяючи приймачу з тієї ж розширюючою послідовністю дерозширити прийнятий сигнал.

Псевдовипадкова послідовність довжиною 63 біта, яка використовується в даній роботі, генерується шестирозрядною послідовністю максимальної довжини, яка задовольняє рівнянню

$$g(x)=x^6+x^5+1$$

Розширююча псевдовипадкова послідовність максимальної довжини використовує значно ширшу смугу частот, ніж потік диференційно кодованих бітів даних. Переданий сигнал приймає вид

$$x(t)=m(t)c(t),$$

де $m(t)$ - диференційно кодовані дані; $c(t)$ - послідовність чіпів довжиною 63 розряду розширюючого коду. Для відновлення сигналу повідомлення використовується блок XOR разом з розширюючою послідовністю того ж типу. Тут використовується також одинична затримка для відновлення вихідного сигналу.

2.1.3 Дослідження схеми приймача

Перед дерозширенням сигнал, що приймається, модулюється шляхом двохпозиційної фазової модуляції, потім сигнал розділяється на два паралельні шляхи і подається в два ідентичних узгоджених фільтра з входом, в одному з яких є затримка з 63 чіпів. На рис. 2.3 показано модель приймача DPSK DSSS, реалізовану в SIMULINK.

BPSK модуляція математично описується як

$$w(t) = \sum_{j=-\alpha}^{\alpha} b_j s(t - jT_f),$$

де b_j це $E\{-1,1\}$ бітів даних.

Деякими з переваг біфазової модуляції є її поліпшення в порівнянні з амплітудною модуляцією і модуляцією положенням імпульсу в продуктивності, так як E_b/N_0 на 3 дБ менше, ніж при амплітудній модуляції з тією ж імовірністю бітової помилки.

Імовірність помилки на біт для двофазній модуляції за умови узгодженого на прийом фільтра:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right).$$

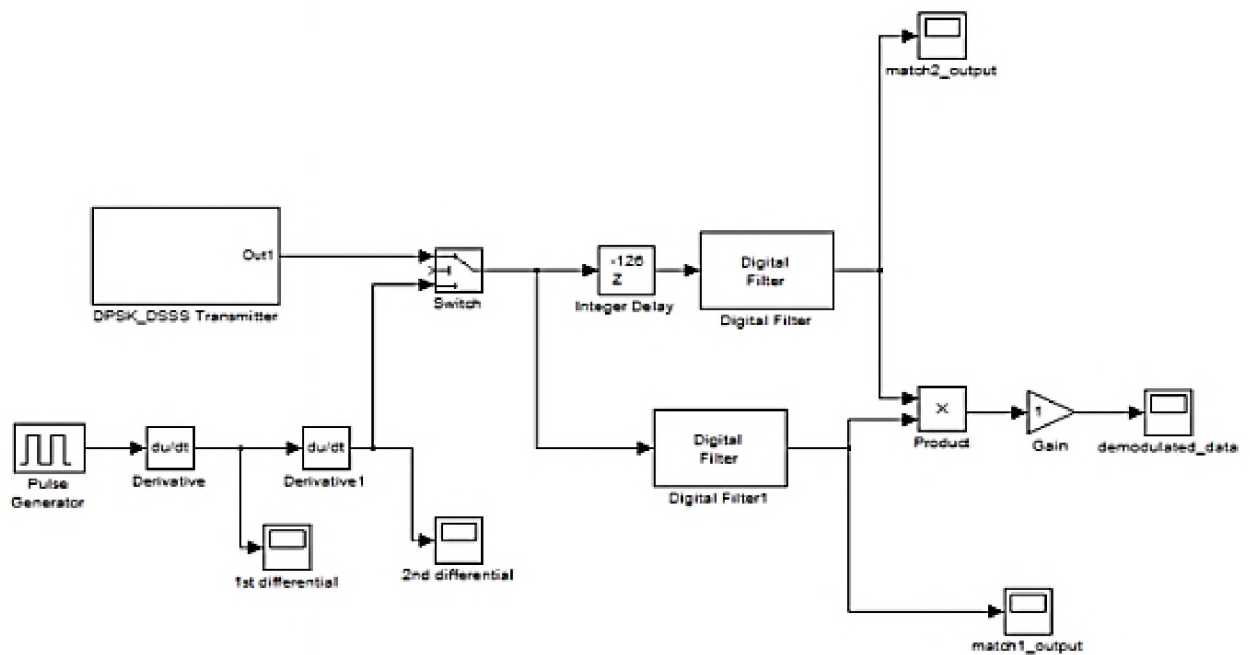


Рисунок2.3 – Модель DPSK DSSS приймача в SIMULINK

Ще однією перевагою біфазової модуляції є здатність усувати спектральні лінії, обумовлені зміною полярності імпульсу. Ця обставина мінімізує кількість перешкод зі звичайними системами радіозв'язку.

Зменшення загальної потужності, що передається, також може бути досягнуто, якщо використовувати двофазну модуляцію, популярну техніку в UWB системах, коли енергоефективність є одним з головних пріоритетів.

Спеціальний тип цифрового узгодженого фільтра використовується для відновлення переданого повідомлення. Це цифрове узгодження фільтрації є процедурою обробки даних, яке є оптимальним в періоді сигнал - шум (SNR).

Зокрема, це можна показати для адитивного білого гаусівського шуму (AWGN) з каналом без перешкод, що узгоджений фільтр максимізує SNR для системи з модульованими імпульсами. Для цієї операції одержуваний сигнал є вибірковою, так як протягом вибірки дається більш точне уявлення про форму імпульсу, який потім виробляє найкращі результати, що використовують цифровий узгоджений фільтр.

Кореляційна обробка - ще одна форма узгодженої фільтрації, часто використовується в цифровій області, має справу з каналами з білим шумом. Метод розрахунку кореляційного виходу полягає в наступному:

$$g(k) = \sum_{t=1}^{N-1} r(t)h(t),$$

де $g(k)$ - результат значення кореляції; N - кількість відліків в ширині одного імпульсу; $r(t)$ - отримані зразки сигналу; $h(t)$ - відома форма сигналу.

Одним з основних недоліків топології приймачів з узгодженим фільтром є відсутність знання форми імпульсу в приймачі через спотворення в каналі. Недосконала кореляція може статися при обробці даних з неправильною формою імпульсу, що призведе до погіршення кореляційної енергії. Є безліч способів, щоб виправити цю проблему, зберігаючи кілька імпульсних фігур в приймачі. Більш точний підхід для оцінки форм імпульсів від експериментальних імпульсів, які будуть відчувати ті ж спотворення каналу, як і задані імпульси. Ця методика оцінки є перспективним рішенням для спотворення UWB імпульсів. Виходи двох узгоджених фільтрів позначені $x_1(t)$ та $x_2(t)$ і задаються рівняннями

$$x_1(t) = d(t - t_0)R_c(t),$$

$$x_2(t) = d(t - t_0)R_c(t - T_b),$$

де T_b - дані бітового періоду; R_c є автокореляційною функцією 63-чипової псевдовипадкової послідовності, оскільки існує всього 63 чіпа на бітові дані з PN послідовністю, що є періодичною з періодом T_b . Отже,

$$R(t) = R_c(t - T_b).$$

Після цього два виходи узгодженого фільтра перемішують, потім результати фільтрації нижніх частот і оригінальні повідомлення відновлюються.

На рис. 2.4 ... 2.7 наведені результати, що ілюструють роботу моделей трансивера, передавача і приймача системи з розширеним спектром прямою послідовністю.

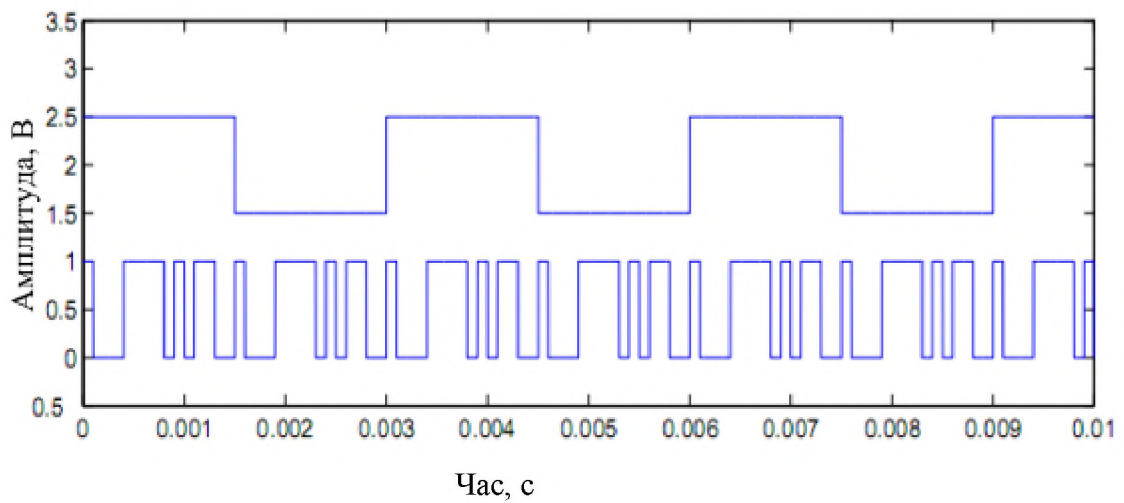


Рисунок 2.4 - Осцилограми сигналу повідомлення (вгорі) і розширюючої послідовності (внизу)

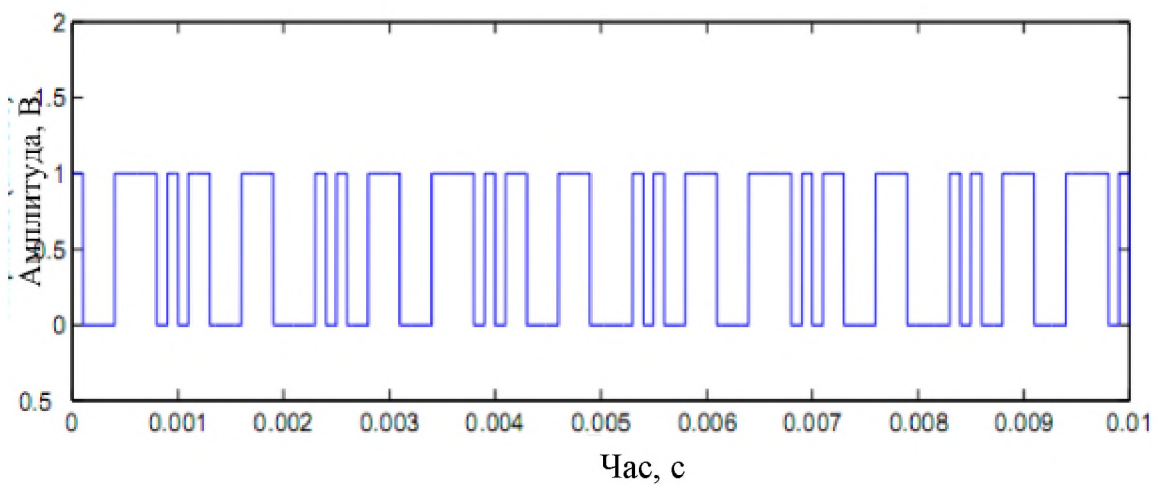


Рисунок 2.5 – Осциллограма сигналу с розширеним спектром

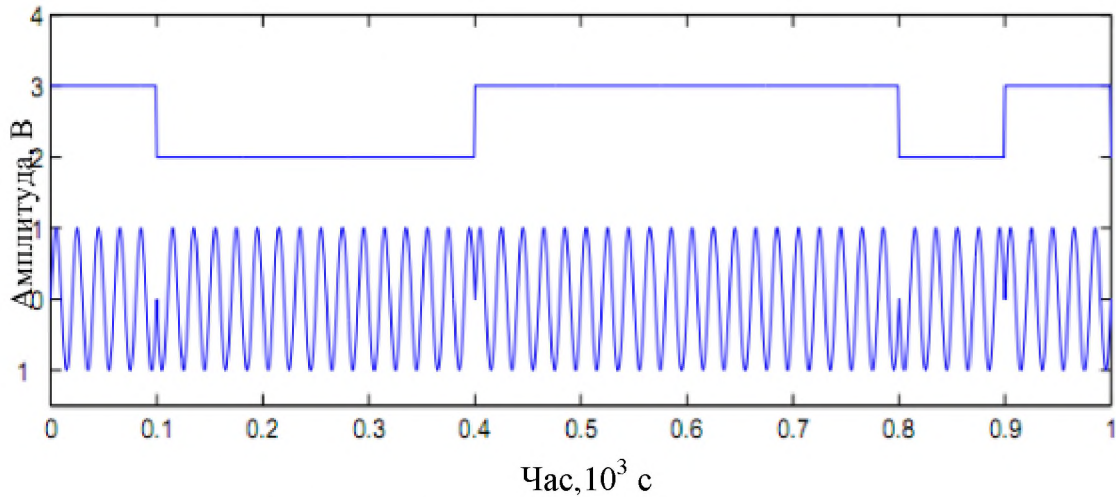


Рисунок 2.6 - Осцилограми сигналу повідомлення (вгорі) і фазоманіпульованого сигналу (внизу)

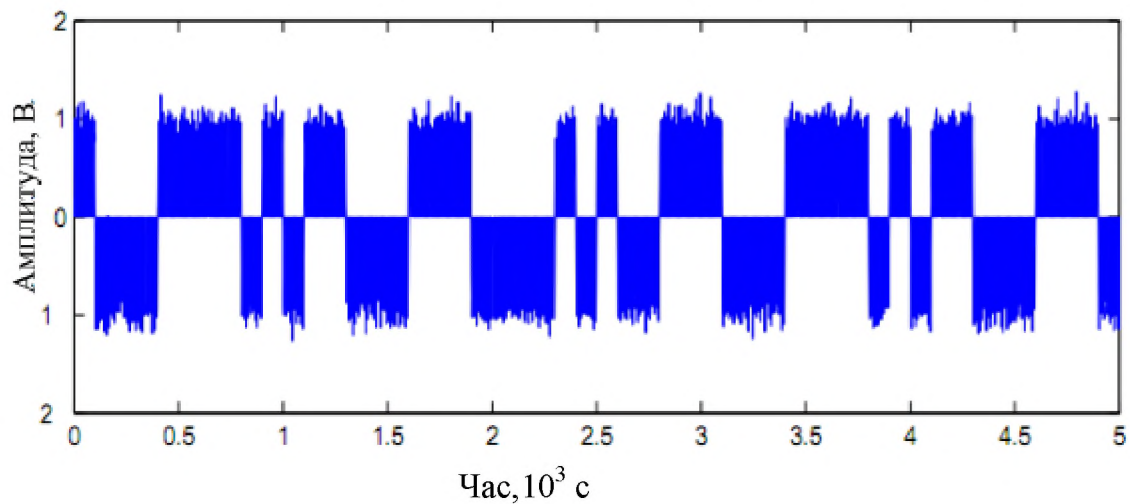


Рисунок 2.7 – Осциллограма вихідного сигналу демодулятора

2.2 Моделювання системи з розширеним спектром з перескоком частоти

Розглянутий прийомопередавач призначений для забезпечення безпечної роботи з доменом зв'язку. Ця система дуже популярна, тому що вона є безпечною комунікаційною моделлю, яка використовує псевдовипадкову шумову (ПШ) послідовність для передачі сигналу і канал зв'язку, який використовується в якості каналу з аддитивним білим гаусівським шумом (АБГШ). У приймачу дані відновлюються так само, як і частота бітової помилки (коефіцієнт бітової помилки, BER) оцінюється в

приймачу. Загальна структура моделюється за допомогою пакета MATLAB-SIMULINK.

Щоб підвищити продуктивність бездротового зв'язку малого радіусу дії, якість каналу має бути покращено за допомогою придушення перешкод і багатопроменевого завмирання. Розширення спектру перескоком частоти (Frequency Hopping Spread Spectrum, FHSS) являє собою метод передачі сигналу, де несуча частота перескакує з одного значення на інше. Для стрибкоподібної перебудови частоти алгоритм роботи повинен бути сконструйований таким чином, щоб дані могли бути передані в канал зв'язку. Адаптивна стрибкоподібна перебудова частоти - це метод, який використовується для підвищення стійкості до впливу частотних перешкод. Математичне моделювання використовується для графічного представлення, аналізу характеристик сигналу і поліпшення продуктивності за допомогою розширення спектра перескоком частоти. При цьому використовуються відомі схеми модуляції, а також дослідження ситуації перескоку каналу.

Система з розширеним спектром повинна відповідати таким вимогам:

1 Модульований сигнал має більш високу пропускну здатність, ніж мінімальна пропускну здатність, необхідна для передачі даних.

2 Поширення спектру сигналу здійснюється за допомогою використання ширококутового сигналу, який часто називають кодовим сигналом, так як він не залежить від даних.

3 В приймачі стиснення спектра виконується з використанням тієї ж кодової послідовності, яка працює синхронно з передавачем.

Деяким додаткам необхідна система для передачі вихідної інформації без втрат даних, а також захист від отримання цієї інформації небажаними користувачами. Цей метод передачі називається захищеним зв'язком.

Такий зв'язок дуже важливий в військових додатках, де використовуються технології розширення спектру. Ця технологія використовується і в комерційних цілях.

Перешкода в каналі передачі може бути ненавмисною, а також викликаною тим, що користувач може передавати інформацію через той же самий канал. Іноді перешкоди створюються навмисно ворожим передавачем для «глушіння» передачі.

Всі ці проблеми вирішуються використанням сигналу з розширеним спектром.

2.2.1 Структура приймально-передавальної системи

Структурну схему FHSS-системи приведено на рис. 2.8.

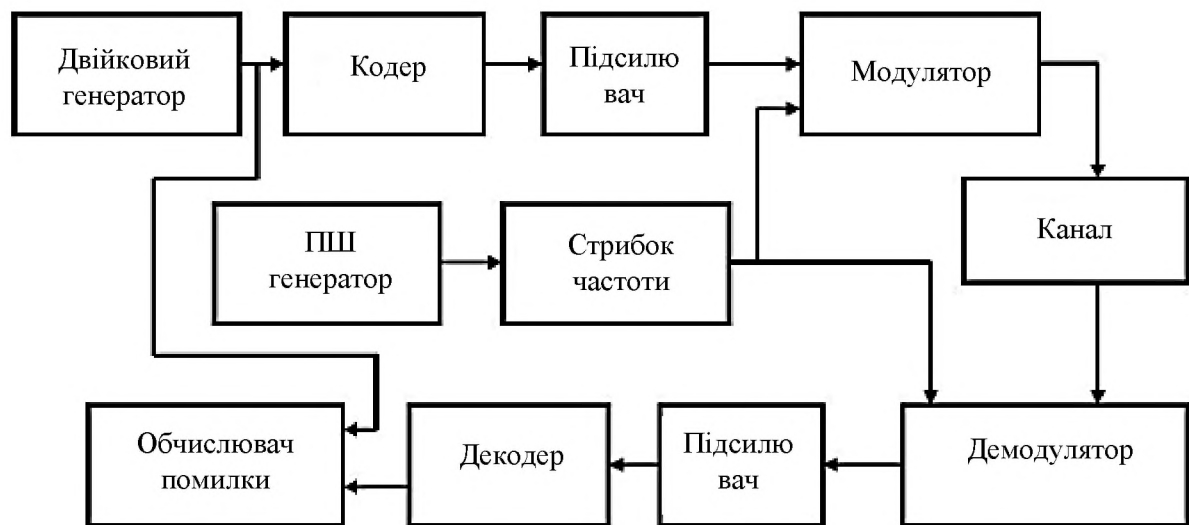


Рисунок 2.8 – Структурна схема системи з FHSS

У модуляторі основний сигнал об'єднується з несучою частотою, згенерованою блоком зі стрибкоподібною перебудовою частоти. Несуча частота буде випадкова, тому що нею керує генератор послідовностей PN. Сигнал, що модулюється, є сумою двох попередніх частот, поширених по всій смузі пропускання. У приймачу демодулятор повертає кодований сигнал

із широкосмугового сигналу. Для цього демодулятору необхідно використовувати ту ж послідовність, що і при передачі. Отже, генератори випадкової послідовності з боку передавача і приймача повинні працювати при синхронізації один з одним. Декодер в приймачу повертає послідовність двійкової інформації. Отримані і вихідні дані передаються блоку обчислення помилки, щоб отримати коефіцієнт помилок каналу, і це виводиться на екран за допомогою дисплею BER.

Рис. 2.8 показує узагальнену структурну схему єдиного користувача FHSS.

2.2.2 Імітаційна модель приймально-передавальної системи

У моделі широкосмугової системи зі стрибкоподібною перебудовою частоти, виконаної за допомогою Simulink, вхідні дані згенеровані за допомогою двійкового генератора Бернуллі (рис. 2.9). Він генерує двійкові значення, тобто, «1» і «0» за допомогою виразу Бернуллі. Висновок двійкового генератора закодований за допомогою циклічного кодера і двійкової, «1» і «0» структури, щоб зробити передачу простіше. Двійкові значення модулюються, використовуючи частотно маніпульований сигнал (Frequency Shift Keying, FSK), який використовує переноси в якості сигналу зі стрибкоподібною перебудовою частоти. Потім сигнал передається по каналу с аддитивним білим нормально розподіленим шумом (Additive White Gaussian Noise, AWGN) і на виході передавача отримуємо сигнал, використовуючи швидке перетворення Фур'є.

З боку приймача цей сигнал демодулюється, використовуючи той же сигнал зі стрибкоподібною перебудовою частоти. Сигнал приймається, потім декодується, використовуючи циклічне декодування, і обчислюється BER (коефіцієнт бітових помилок), використовуючи обчислювач помилок і виводячи результати на екран за допомогою дисплея BER.

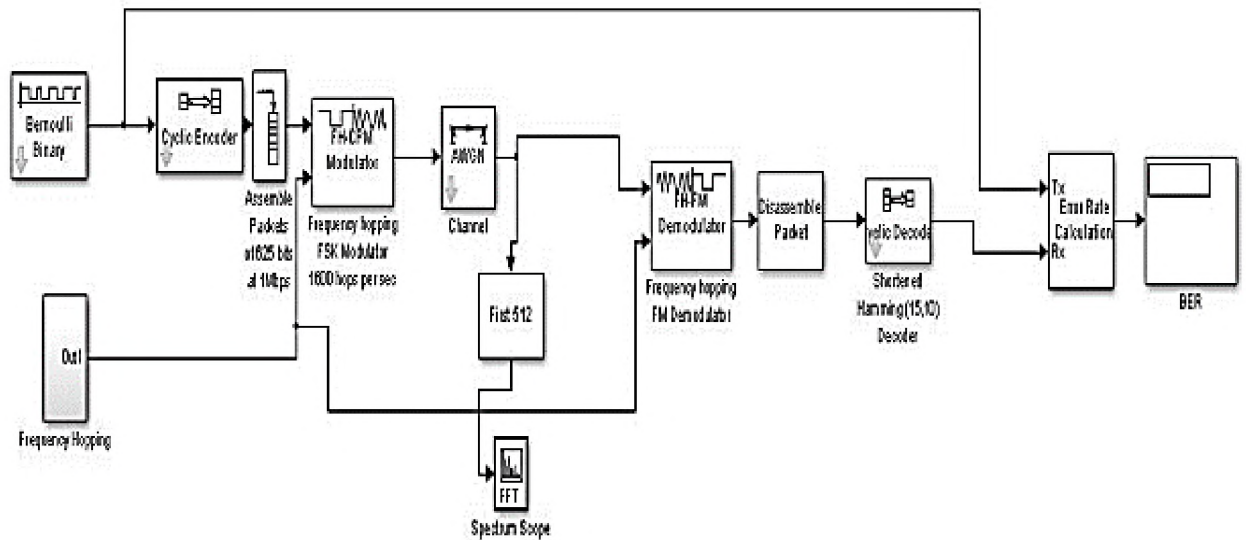


Рисунок 2.9 - Simulink-модель приймача FHSS-системи

Графік залежності ймовірності помилки від відношення сигнал/шум, побудований на підставі отриманих даних наведено на рис. 2.10.

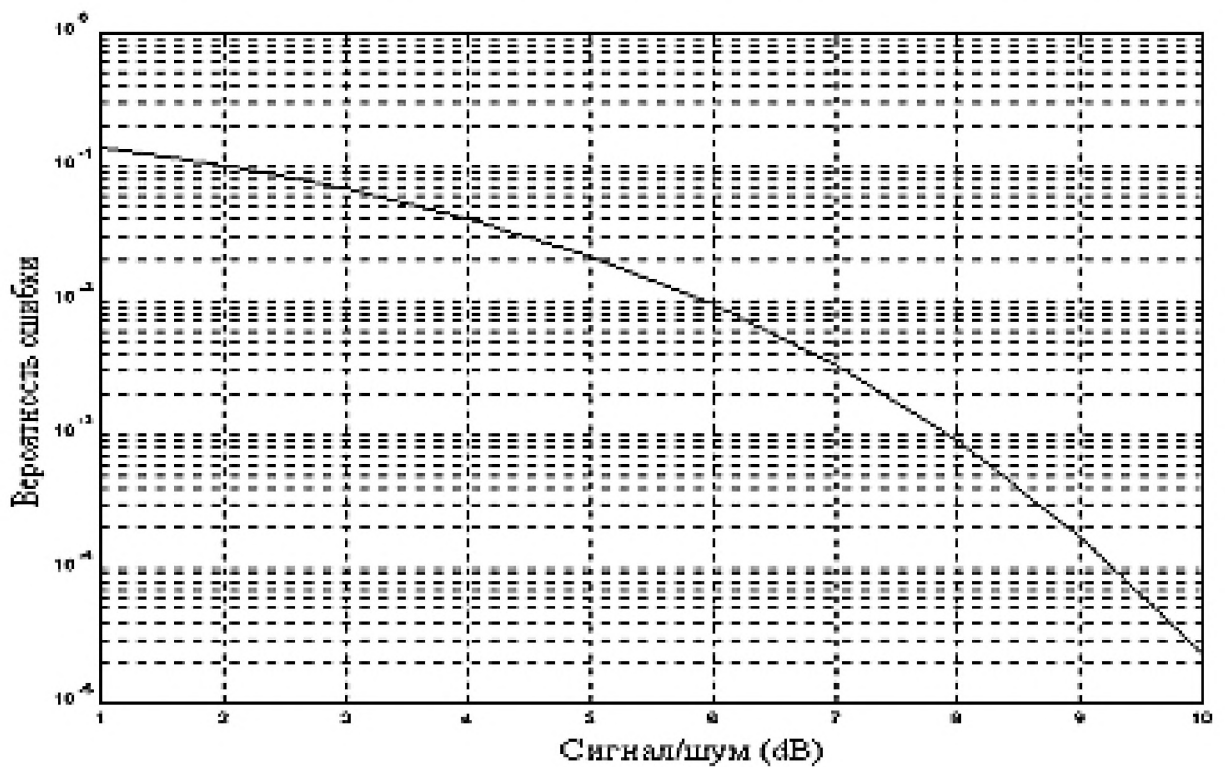


Рисунок 2.10 - Графік залежності ймовірності помилки FSK в залежності від відношення сигнал/шум

Вихідні дані блоку Bernoulli Binary Simulink-моделі приймача FHSS-системи наведені на рис. 2.11, а структурні схеми модулятора і демодулятора приведені на рис. 2.12 і 2.13 відповідно.

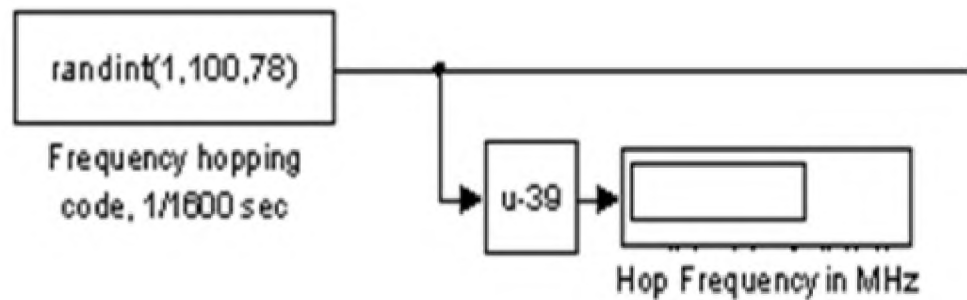


Рисунок 2.11 – Структура зі стрибкоподібною перебудовою частоти

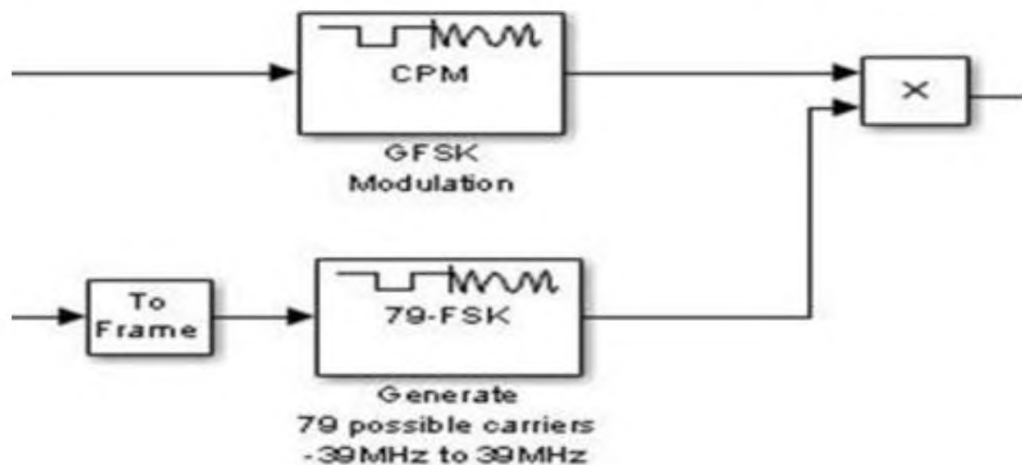


Рисунок 2.12 – Структурна схема модулятора

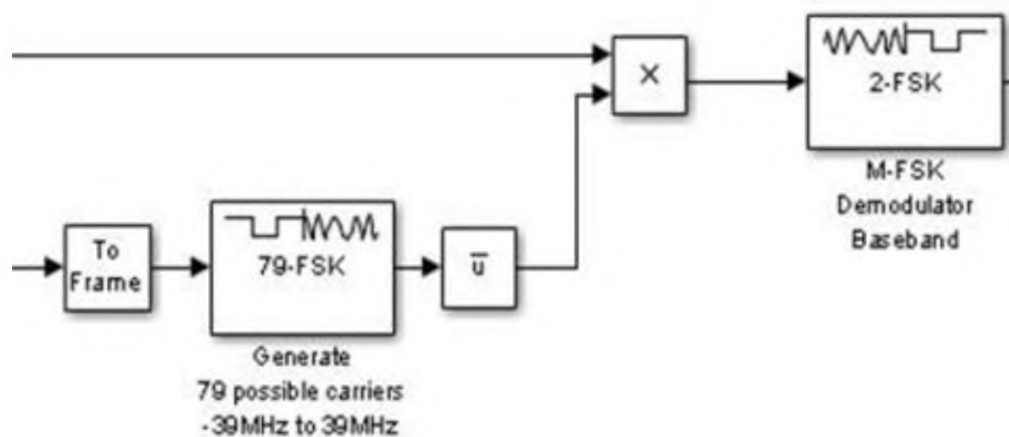


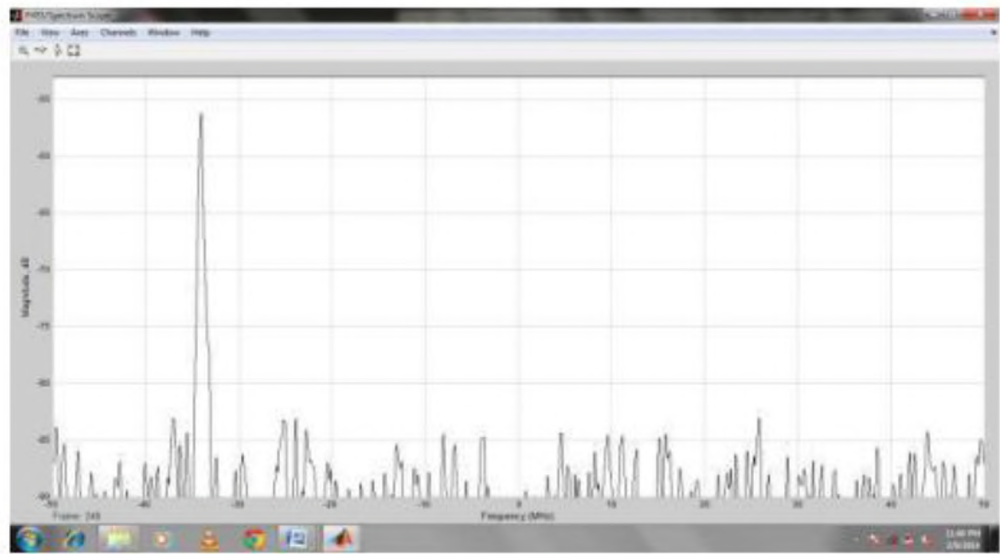
Рисунок 2.13 – Структурна схема демодулятора

2.3 Результати роботи моделі приймально-передавальної системи з розширеним спектром і перескоком частоти

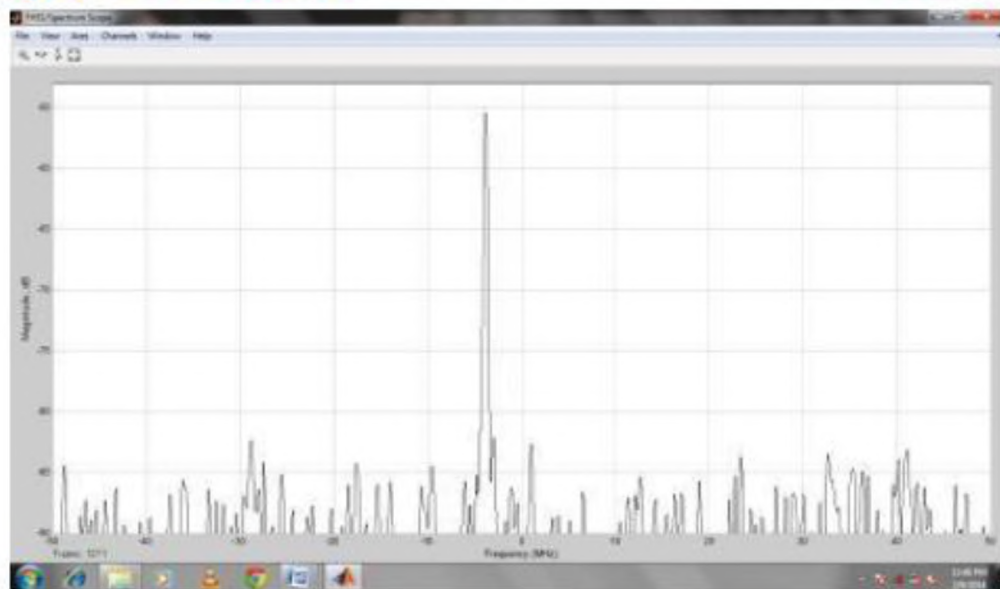
У даній роботі досліджується модель розширення спектра з перескоком частоти в середовищі MATLAB. Тут показано, як буде виглядати сигнал з розширеним спектром, а також наведені всі необхідні процедури, потрібні для створення такого сигналу.

В системі з розширеним спектром з перескоком частоти (РСПЧ), частота передавача переміщується між доступними частотами згідно із зазначеним алгоритмом, який може бути як випадковим, так і попередньо запланованим. Передавач і приймач знаходяться в синхронізмі, тобто приймач залишається налаштованим на ту ж центральну частоту, на якій працює передавач. Короткочасна передача даних виконується за допомогою вузькополосного зв'язку. Потім передавач налаштовується на іншу частоту і передача здійснюється знову. Таким чином, приймач здатний до стрибкоподібного переміщення його частоти в даній області кілька разів на секунду. Протягом певного періоду часу здійснюється передача на одній частоті, потім відбувається стрибок до іншій частоті і передача повторюється знову (рис. 2.14). Стрибкоподібний метод зміни частоти вимагає набагато більш широкої пропускну здатності, ніж для передачі тієї ж інформації, використовуючи тільки одну несучу частоту. Розширений спектр з перескоком частоти являє собою метод передачі радіосигналів шляхом швидкого перемикання несучої частоти сигналу, яка вибирається з багатьох частотних каналів, з використанням алгоритму, відомого як передавачу, так і приймачу. Вид сигналу і його спектр представлені на рис. 2.15, а та 2.15, б відповідно.

а



б



в

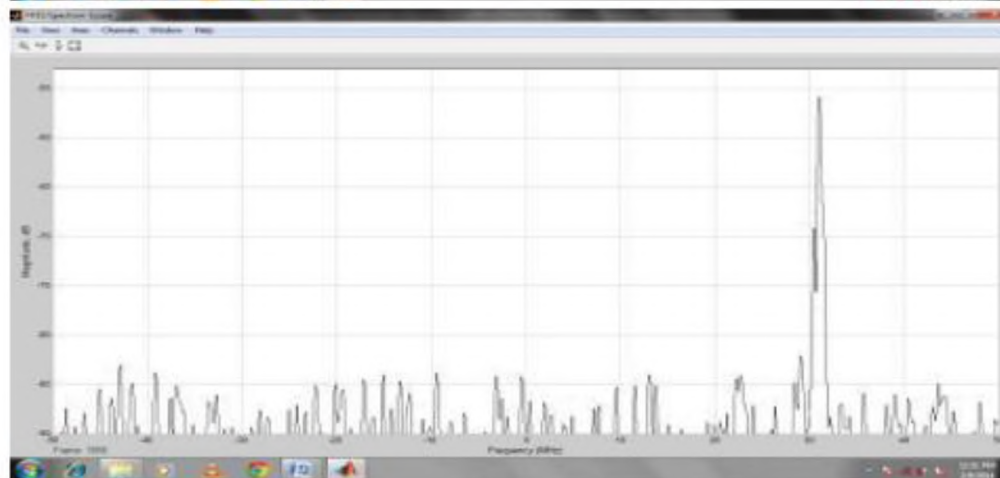
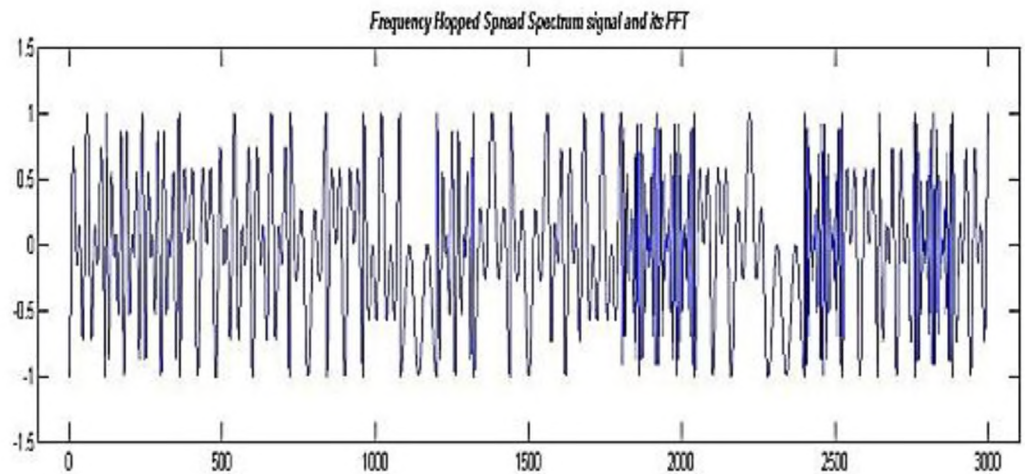


Рисунок 2.14 – Результати моделювання роботи FHSS-передавача на різних часових інтервалах, показані в пунктах а, б і в

а



б

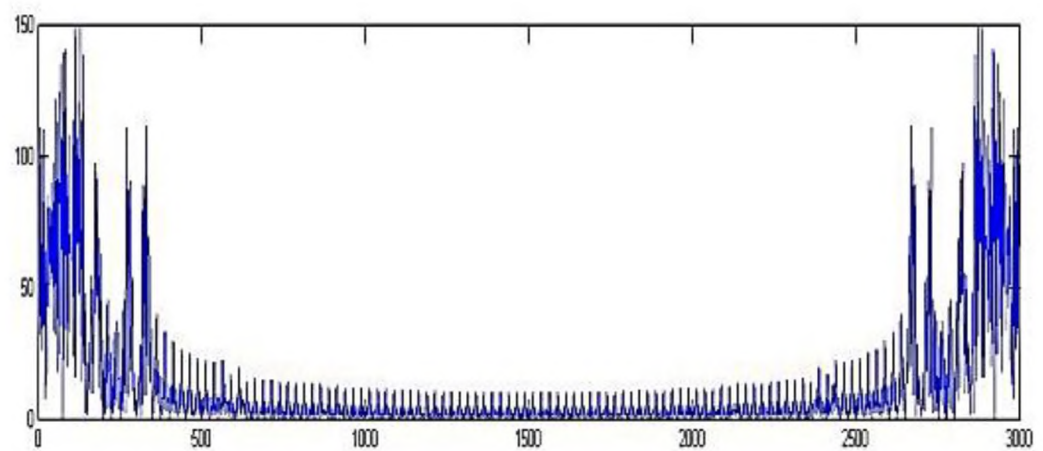


Рисунок 2.15- Сигнал з розширеним спектром (а) і його перетворення Фур'є (б)

Випадкові біти генеруються системою MATLAB за допомогою функції випадкових чисел, яка формує двійкові дані (рис. 2.16, а).

Несуча частота сигналу представлена косинусоїдальною функцією (рис. 2.16, б). Використовується двійква фазова модуляція при модуляції двійкових даних. Використовується шість різних несучих частот, незважаючи на те, що може використовуватися будь-яке число частот, але для моделювання досить шести (рис. 2.16, в). Випадковим чином розподілені сигнали різних частот, щоб розширити спектр сигналу і, нарешті, використовується зв'язок між модульованим і розширеним сигналом, щоб сформувати сигнал, частота якого стрибкоподібно переміщається від одного значення до іншого (рис. 2.16, г). У даній роботі використовується швидке

перетворення Фур'є, що дозволяє оцінити частоту згенерованого сигналу. На рис. 2.17 приведена структурна схема системи розширення спектра.

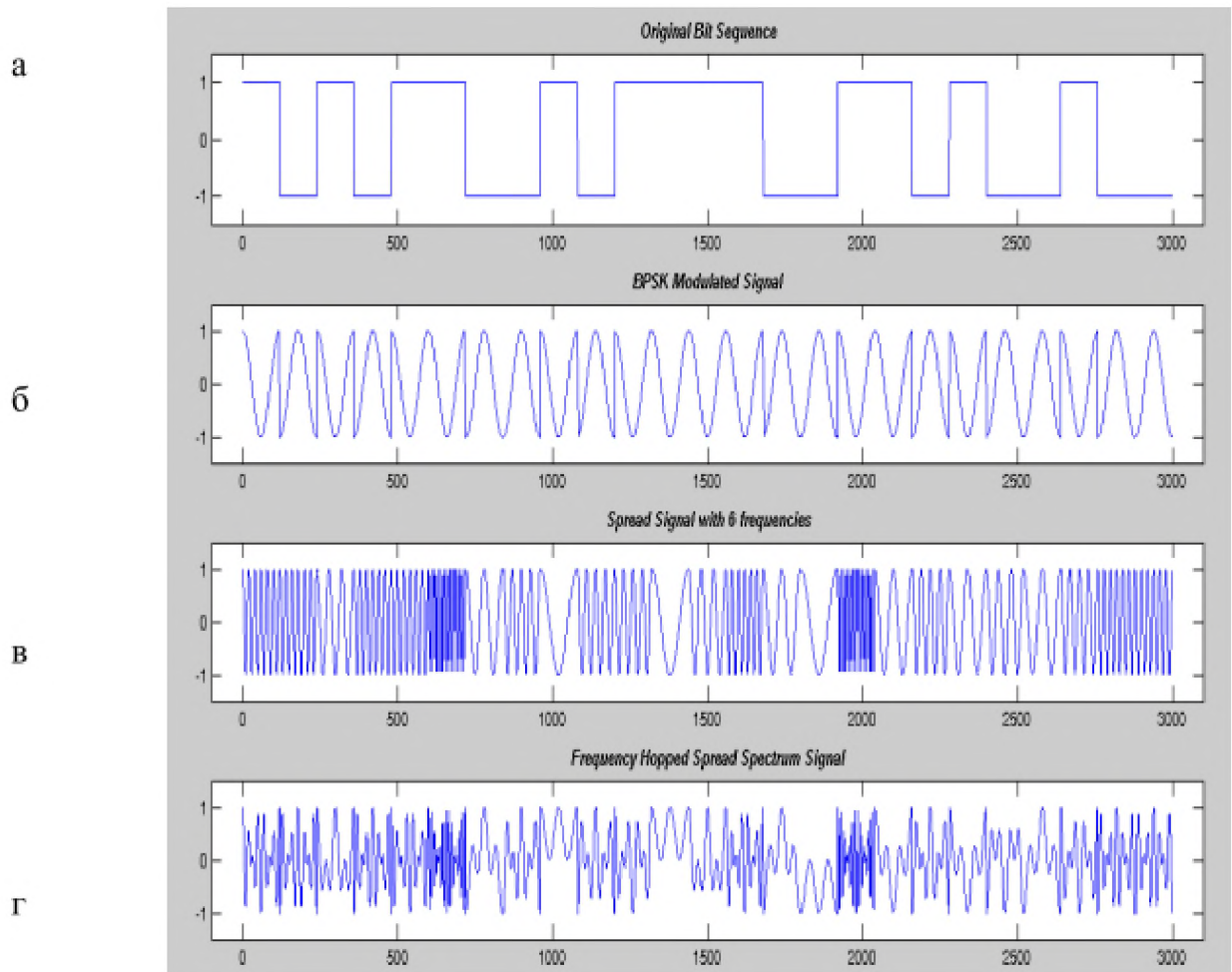


Рисунок 2.16-Сигнали вихідного повідомлення (а), бінарної фазоманіпульованої напруги (б), з розширеним спектром, що включає 6 частот (в), з розширеним спектром в результаті перескоку частот (г)

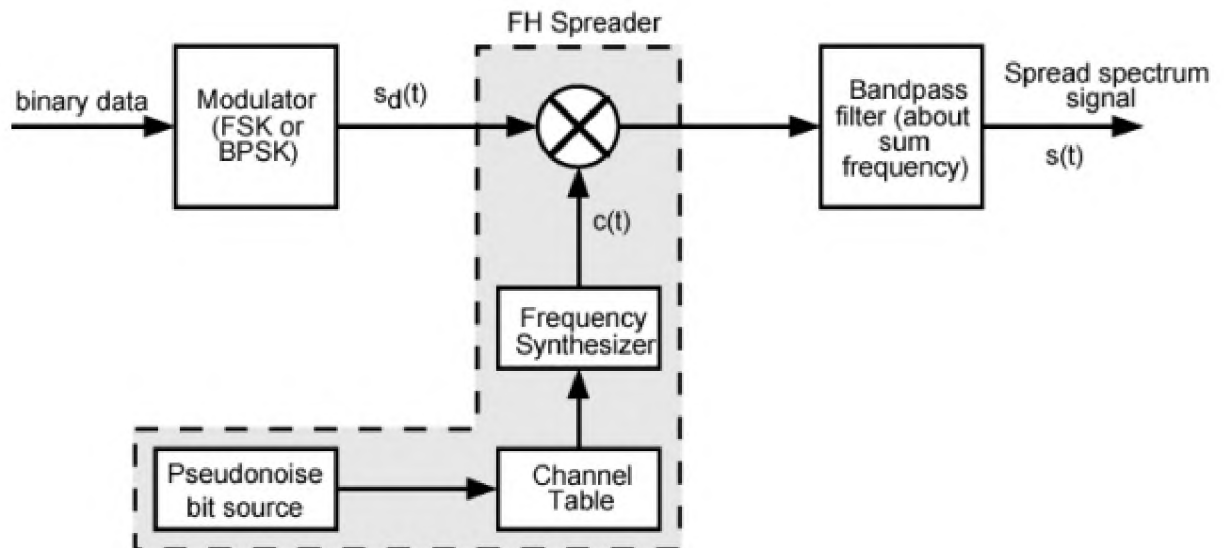


Рисунок 2.17-Структурна схема системи розширення спектра

Сигнал з перескоком частоти дуже важко виявити, тому що в реальних умовах його рівень лежить нижче рівня шуму навколишнього середовища, а випадковий стрибок відомий тільки передавачу і приймачу, і не знаючи про цей стрибок, не можна відновити інформацію повністю. Важкодоступність даних, переданих за допомогою такої технології, підтверджує досліджувана в даній роботі модель.

2.4 Висновки

1 Розроблено імітаційну модель приймально-передавальної FHSS-системи.

2 Розроблено структурні схеми модулятора і демодулятора.

3 Сформульовано вимоги до систем з розширеним спектром.

4 Проведено модельні експерименти і отримані:

Осцилограмми,

а) вихідного (двійкового фазоманіпульованого сигналу);

б) сигналу з розширеним спектром, що включає 6 частот;

в) сигналу з розширеним спектром в результаті перескоку частот;

що дозволяють наочно спостерігати процеси перетворення сигналу при його проходженні по каналу зв'язку.

Спектрограми, що ілюструють процес перескоку частот і дозволяють оцінити величини використовуваних частот в алгоритмі перебудови.

5 На підставі отриманих даних показано, що сигнал з перескоком частоти дуже важко виявити, тому що в реальних умовах його рівень лежить нижче рівня шуму навколишнього середовища, а випадковий стрибок відомий тільки передавачу і приймачу, і не знаючи про цей стрибок, не можна відновити інформацію повністю.

3 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

В цьому проекті розроблено імітаційну модель FHSS-приймально-передавальної системи. У економічному розділі розраховуються одноразові капітальні витрати на розробку моделі цієї системи.

3.1 Розрахунок капітальних витрат на розробку імітаційної моделі FHSS-приймально-передавальної системи

3.1.1 Визначення трудомісткості розробки моделі

Трудомісткість створення моделі визначається тривалістю кожної робочої операції, починаючи зі складання технічного завдання й закінчуючи оформленням документації (за умови роботи одного проектувальника):

$$t = tmz + tv + ta + tnp + tonp + t\partial \text{ [год]}. \quad (3.1)$$

де tmz – тривалість складання технічного завдання на впровадження методу;

tv – тривалість вивчення технічного завдання (ТЗ) та літературних джерел за темою;

ta – тривалість розробки моделі;

tnp – тривалість модулювання віртуального аналога каналу зв'язку;

$tonp$ – тривалість опрацювання здобутих характеристик;

$t\partial$ – тривалість підготовки технічної документації.

Вихідні дані для визначення трудомісткості створення моделі приведені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Тривалість розробки моделі

$t_{mз}$, год	$t_{в}$, год	$t_{а}$, год	t_{np} , год	t_{onp} , год	$t_{д}$, год
45	48	69	19	19	29

Розрахуємо трудомісткість розробки моделі за формулою (3.1):

$$t = 45+48+69+19+19+29=229 \text{ [год]}.$$

3.1.2 Розрахунок витрат на розробку моделі

Витрати на розробку моделі $K_{пз}$ складаються з витрат на заробітну платню розробника $З_{зп}$ і вартості витрат машинного часу, що необхідний для опрацювання моделі мережі на ПК $З_{мч}$:

$$K_{пз} = З_{зп} + З_{мч} \text{ [грн]} \quad (3.2)$$

Заробітна плата виконавця враховує основну і додаткову заробітну плату, а також відрахування на соціальні потреби (пенсійне страхування, страхування на випадок безробіття, соціальне страхування тощо) і визначається за формулою:

$$З_{зп} = t \cdot З_{пр} \text{ [грн]}. \quad (3.3)$$

де t – трудомісткість створення моделі;

$З_{пр}$ дорівнює 70 грн/год.

Розрахуємо заробітну платню проектувальника за формулою (3.3):

$$З_{зп} = 229 \cdot 70 = 16030,00 \text{ [грн]}.$$

Вартість машинного часу на ПК визначається за формулою:

$$Змч = (t_a + t_{np} + t_{onp} + t_{\partial}) \cdot C_{мч} \text{ [грн]}. \quad (3.4)$$

де $C_{мч}$ – вартість 1 години машинного часу ПК, грн/година.

Вартість 1 години машинного часу ПК визначається за формулою:

$$C_{мч} = P_e \cdot t \cdot C_e + \frac{\Phi_{перв} \cdot H_a}{F_p} + \frac{K_{лнз} \cdot H_{анз}}{F_p} \text{ [грн/год]}, \quad (3.5)$$

де P_e – встановлена потужність ПК;

t – трудомісткість створення моделі;

C_e – енерговитрати;

$\Phi_{перв}$ – первісна вартість ПК на початок року;

H_a – річна норма амортизації на ПК;

$K_{лнз}$ – вартість ліцензійного програмного забезпечення;

$H_{анз}$ – річна норма амортизації на ліцензійне програмне забезпечення;

F_p – річний фонд робочого часу (за 40-годинного робочого тижня).

Енерговитрати розраховуються за формулою:

$$C_e = P_e \cdot C_{кВт} \text{ [грн/год]}, \quad (3.6)$$

де $C_{кВт}$ – тариф на електричну енергію.

Розрахунок витрат на розробку моделі зводимо в таблицю 3.2

Таблиця 3.2 – Розрахунок витрат на розробку моделі

P_e , кВт	$C_{кВт}$ кВ т·год	$\Phi_{перв}$, грн	Ha , частка одиниці	$Клнз$, грн	$Напз$, частка одиниці	Fp , год
1,4	1,60	20000,00	0,4	8100,00	0,4	1920,00

Тоді за формулою (3.6) отримаємо розмір енерговитрат:

$$C_e = 1,4 \cdot 1,60 = 2,24 \text{ [грн/год]}.$$

Річна норма амортизації, якщо використовується метод прискорення зменшеної вартості, визначається за формулою:

$$Ha = 2/T \cdot 100\% \quad (3.7)$$

де T – строк корисного використання ПК, дорівнює 5 років.

Розрахуємо річну норму амортизації за формулою (3.7):

$$Ha = 2/5 \cdot 100\% = 40\% = 0,40 \text{ [частки одиниці]}.$$

Строк корисного використання ліцензійного програмування дорівнює 5 років.

Річна норма амортизації на ліцензійне програмне забезпечення визначається за формулою (3.7):

$$Напз = 2/5 \cdot 100\% = 40\% = 0,40 \text{ [частки одиниці]}.$$

Ліцензійне програмне забезпечення, яке використовується в даному випадку Microsoft Windows 7 Professional. Його вартість 8000 грн.

Вартість 1 години машинного часу ПК визначаються за формулою (3.5):

$$Смч = 1,4 \cdot 229 \cdot 1,60 + \frac{20000 \cdot 0,40}{1920} + \frac{8100 \cdot 0,40}{1920} = 518,82 \text{ [грн/год]}$$

Розрахуємо вартість машинного часу за формулою (3.4):

$$Z_{мч} = (69 + 19 + 19 + 29) \cdot 518,82 = 70559,52 \text{ [грн]}.$$

Отже, підставивши отримані результати у формулу (3.2), отримаємо величину витрат на розробку моделі:

$$K_{пз} = 16030 + 70559,52 = 86589,52 \text{ [грн]}.$$

3.1.3 Розрахунок капітальних витрат

Загальні капітальні витрати на розробку визначаються за формулою:

$$KЗ = Kпз + Kнавч + Kн \text{ [грн]}, \quad (3.8)$$

де *Kнавч* - витрати на навчання технічних фахівців і обслуговуючого персоналу;

Kн - Витрати на встановлення обладнання та налагодження системи.

Дані про витрати на розробку моделі зводимо в таблицю 3.3

Таблиця 3.3 – Витрати на розробку моделі

<i>Kпз</i> , грн	<i>Kнавч</i> , грн	<i>Kн</i> , грн
86589,52	5400,00	1300,00

Отже, капітальні витрати становлять:

$$KЗ = 86589,52 + 5400 + 1300 = 93289,52 \text{ [грн]}.$$

3.2 Висновки

В економічному розділі було розраховано:

- 1 Трудомісткість розробки імітаційної моделі – 229 год;
- 2 Заробітна платня проектувальника – 16030,00 грн;
- 3 Витрати на розробку моделі – 86589,52 грн;
- 4 Капітальні витрати на розробку імітаційної моделі FHSS-приймально-передавальної системи- 93289,52 грн.

ВИСНОВКИ

У цій дипломній роботі отримані наступні результати:

1 Виконаний аналітичний огляд існуючих технологій розширення спектра.

2 Розроблено імітаційну модель приймально-передавальної FHSS-системи.

3 Розроблено структурні схеми модулятора і демодулятора.

4 Сформульовано вимоги до систем з розширеним спектром.

5 Проведено модельні експерименти і отримані:

Осцилограми,

а) вихідного (двійкового фазоманіпульованого сигналу);

б) сигналу з розширеним спектром, що включає 6 частот;

в) сигналу з розширеним спектром в результаті перескоку частот;

що дозволяють наочно спостерігати процеси перетворення сигналу при його проходженні по каналу зв'язку.

Спектрограми, що ілюструють процес перескоку частот і дозволяють оцінити величини використовуваних частот в алгоритмі перебудови.

6 На підставі отриманих даних показано, що сигнал з перескоком частоти дуже важко виявити, тому що в реальних умовах його рівень лежить нижче рівня шуму навколишнього середовища, а випадковий стрибок відомий тільки передавачу і приймачу, і не знаючи про цей стрибок, не можна відновити інформацію повністю.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Макаренко С.И., Иванов М.С., Попов С.А. Помехозащищенность систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Монография. – СПб.: Свое издательство, 2013. – 166 с.
2. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты // под ред. В.И. Борисова; изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: РадиоСофт, 2008. – 512 с.
- 3 Васильев А.В. Техничко-экономическое обоснование дипломных проектов (работ): Учеб. пособие/ Изд-во СПбГЭТУ, 2002. - 24 с.
- 4 Экономика связи: Учебник для вузов/О. С. Срапионов, М. А. Горелик, В. И. Холодарь и др.; Под ред. О. С. Срапионов. – М.: Радио и связь, 2012. – 320 с.
- 5 Грузинов В.П., Грибов В.Д. Экономика предприятия: Учеб. пособие – М.: Финансы и статистика, 2005. – 208 с.
- 6 Экономика предприятия / Под ред. Е.Л.Кантора. – СПб.: Питер, 2006. – 352 с.
- 7 Ворона, В. А. Радиопередающие устройства. Основы теории и расчета : учеб. пособие для вузов / В. А. Ворона. – М. : Горячая линия-Телеком, 2007. – 384 с.
- 8 Галкин, В. А. Цифровая мобильная радиосвязь : учеб. пособие для вузов / В. А. Галкин. – М. : Горячая линия-Телеком, 2007. – 432 с.
- 9 Устройства генерирования и формирования радиосигналов Л. А. Белов [и др.]; под ред. Г. М. Уткина, В. Н. Кулешова, М. В. Благовещенского – М. : Радио и связь, 1994.
- 10 Проектирование радиопередатчиков / В. В. Шахгильдян [и др.]; под ред. В. В. Шахгильдяна. – М. : Радио и связь, 2000.

11 Феер, К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: пер. с англ. / под ред. В. И. Журавлева. – М. : Радио и связь, 2000. – 520 с.

12 Радиопередающие устройства: учебник для вузов / под ред. В. В. Шахгильдяна. – М. : Радио и связь, 2003. – 560 с.

13 Проектирование радиопередатчиков: учеб. пособие для вузов / под ред.

В. В. Шахгильдяна. – М. : Радио и связь, 2003. – 656 с.

14 Дегтярь, Г. А. Устройства генерирования и формирования сигналов / Г. А. Дегтярь. – Новосибирск, изд-во НГТУ, 2007. – 900 с.

15 Першин, В. Т. Основы радиоэлектроники / В. Т. Першин. – Минск: Выш. шк., 2006. – 400 с.

16 Першин, В. Т. Основы радиоэлектроники и схемотехники / В. Т. Першин. – Ростов н/Д : Феникс, 2006. – 544 с.

17 Першин, В. Т. Основы современной радиоэлектроники: учеб. пособие для студ. вузов / В. Т. Першин. – Ростов н/Д : Феникс, 2009. – 541 с.

18 Першин, В. Т. Формирование и генерирование сигналов в цифровой радиосвязи / В. Т. Першин. – М. : ИНФРА-М, 2013. – 614 с.

19 Анкуда, С. Н. Радиоэлектронные устройства и комплексы / С. Н. Анкуда, В. Т. Першин, И. И. Шпак. – Минск : МГВРК, 2012. – 568 с.

ДОДАТОК А. Відомість матеріалів дипломної роботи

№	Формат	Найменування	Кількість листів	Примітки
<i>Документація</i>				
1	A4	Реферат		
2	A4	Список умовних скорочень		
3	A4	Зміст		
4	A4	Вступ		
5	A4	Стан питання. Постановка задачі		
6	A4	Спеціальна частина		
7	A4	Економічний розділ		
8	A4	Висновки		
9	A4	Перелік посилань		
10	A4	Додаток А		
11	A4	Додаток Б		
12	A4	Додаток В		
12		Матеріали дипломної роботи на оптичному носії		Оптичний диск

ДОДАТОК В Відгук керівника дипломної роботи
ВІДГУК
на магістерську дипломну роботу

Студента(ки) _____ гр.

(прізвище, ім'я)

на тему: _____

Актуальність теми _____

Повнота розкриття теми _____

Теоретичний рівень _____

Практична значущість _____

Самостійність виконання роботи _____

Якість оформлення, загальна та спеціальна грамотність _____

Переваги та недоліки роботи _____

Загальна оцінка роботи та висновок щодо рекомендації до захисту в ДЕК

Науковий керівник

к.ф.-м.н., професор

(посада)

(підпис)

Гусев О.Ю.

(ініціали, прізвище)

« ____ » _____ 2020 р.