

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

Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
кваліфікаційної роботи ступеню бакалавра

студента *Кириченка Сергія Юрійовича*

академічної групи *TKim-15-1*

напряму підготовки *6.050903 Телекомунікації*

спеціалізації¹

за освітньо-професійною програмою

на тему *Розробка демодулятора сигналів для цифрового телебачення*

стандартів DVB-T та DVB-T2

Керівники	Прізвище, ініціали	Оцінка за шкалою		Підпис
		рейтинговою	інституційною	
кваліфікаційної роботи	к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю.			
розділів:				
спеціальний	ст. викл. Мєшков В.І.			
економічний	к.е.н., доц. Романюк Н.М.			
Рецензент				
Нормоконтролер	к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю.			

Дніпро
2019

ЗАТВЕРДЖЕНО:

завідувач кафедри
безпеки інформації та телекомунікацій
_____ д.т.н., проф. Корнієнко В.І.

« _____ » _____ 20 ____ року

**ЗАВДАННЯ
на кваліфікаційну роботу
ступеня бакалавра**

студенту Кириченку Сергію Юрійовичу академічної групи TKim-15-1
(прізвище ім'я по-батькові) (шифр)

напряму підготовки 6.050903 Телекомунікації
(код і назва спеціальності)

на тему Розробка демодулятора сигналів для цифрового телебачення
стандартів DVB-T та DVB-T2

затверджену наказом ректора НТУ «Дніпровська політехніка» від _____ № _____

Розділ	Зміст	Термін виконання
Розділ 1	Аналіз існуючих стандартів наземного цифрового телебачення та технологій модуляції в цифрових системах передачі	20.03.2019
Розділ 2	Розробка демодулятора QAM-сигналів наземного цифрового телебачення. Оцінка ефективності розробленого демодулятора	30.05.2019
Розділ 3	Провести розрахунок витрат на впровадження проекту	15.06.2019

Завдання видано _____
(підпис керівника)

Гусєв О.Ю.
(прізвище, ініціали)

Дата видачі: **08.01.2019р.**

Дата подання до екзаменаційної комісії: **17.06.2019р.**

Прийнято до виконання _____
(підпис студента)

Кириченко С.Ю.
(прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: ___ с., ___ рис., ___ табл., ___ додатків, ___ джерел.

Об'єкт проектування – демодуляція сигналів наземного цифрового телебачення.

Мета дипломної роботи – підвищення завадостійкості детектування багатопозиційних QAM-сигналів.

Наукова новизна результатів полягає у підвищенні завадостійкості детектування QAM-сигналів наземного цифрового телебачення за допомогою розроблювального пристрою.

Практична цінність результатів полягає в застосуванні розроблювального пристрою для вирішення ряду прикладних задач.

У спеціальній частині детально розглянутий об'єкт проектування, розроблено демодулятор багатопозиційних сигналів і шляхом моделювання в програмному середовищі Matlab оцінена його ефективність. За результатами досліджень зроблено висновки щодо рішення поставленої задачі.

У економічному розділі розраховано витрати та визначено трудомісткість проектування демодулятора QAM-сигналів наземного цифрового телебачення.

ДЕТЕКТУВАННЯ, ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ, КВАДРАТУРНА
МОДУЛЯЦІЯ, ЦИФРОВЕ ТЕЛЕБАЧЕННЯ.

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка: ___ с., ___ рис., ___ табл., ___ приложений, ___ источников.

Объект проектирования – демодуляция сигналов наземного цифрового телевидения.

Цель дипломной работы – повышение помехоустойчивости детектирования многопозиционных QAM-сигналов.

Научная новизна заключается в повышении помехоустойчивости детектирования QAM сигналов наземного цифрового телевидения с помощью разрабатываемого устройства.

Практическая ценность исследования заключается в применении разрабатываемого устройства для решения ряда прикладных задач.

В специальной части подробно рассмотрен объект проектирования, разработаны демодулятор многопозиционных сигналов и путем моделирования в программной среде Matlab оценена его эффективность. По результатам исследований сделаны выводы относительно решения поставленной задачи.

В экономическом разделе рассчитаны расходы и определены трудоемкость проектирования демодулятора QAM сигналов наземного цифрового телевидения.

ДЕТЕКТИРОВАНИЯ, ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ, КВАДРАТУРНАЯ МОДУЛЯЦИИ, ЦИФРОВОЕ ТЕЛЕВИДЕНИЕ.

ABSTRACT

Explanatory note: ___ p., ___ fig., ___ tabl., ___ applications, ___ sources.

Design object – demodulation of terrestrial digital television signals.

The purpose of the thesis is to increase the noise immunity of detecting multipositional QAM signals.

The scientific novelty of the results is to increase the noise immunity of detecting QAM signals of terrestrial digital television with the help of a development device.

The practical value of the results lies in the application of a developmental device for solving a number of applied problems.

In the special part the object of the design is considered in detail, the demodulator of multiposition signals is developed and by its simulation in Matlab software environment its efficiency is estimated. According to the results of the research, conclusions are made on the solution of the problem.

The economic section calculates the costs and determines the complexity of designing the QAM demodulator for terrestrial digital television.

DETECTION, REASONS, QUADRATURAL MODULATION, DIGITAL TELEVISION.

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

МЧМ	–	мінімальна частотна маніпуляція;
ФМ	–	фазова маніпуляція;
ВСН	–	Bose-Chaudhuri-Nocquengham - БЧХ;
CPFSK	–	частотна маніпуляція з безперервною фазою;
DVB-T2	–	Digital Video Broadcasting – Second Generation Terrestrial;
ETSI	–	європейський Інститут телевізійні Стандартів;
LDPC	–	код з малою щільністю перевірок на парність;
OFDM	–	ортогональне частотне мультиплексування.

ЗМІСТ

с.

ВСТУП.....	9
РОЗДІЛ 1. СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ	10
1.1 Існуючі стандарти наземного цифрового телебачення	10
1.2 Модуляція в цифрових системах передачі	15
1.2.1 Амплітудна маніпуляція.....	16
1.2.2 Фазова маніпуляція	18
1.2.3 Частотна маніпуляція.....	20
1.2.4 Демодуляція ЧМН-сигналу	22
1.2.5 Мінімальна частотна маніпуляція	25
1.2.6 Квадратурна маніпуляція	27
1.3 Висновки та постановка задачі	40
РОЗДІЛ 2. СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА.....	41
2.1 Проектування демодулятора QAM-сигналів наземного цифрового телебачення.....	41
2.2 Оцінка ефективності розробленого демодулятора QAM-сигналів наземного цифрового телебачення	51
2.3 Висновок	54
РОЗДІЛ 3. ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ	55
3.1 Визначення трудомісткості проектування демодулятора QAM-сигналів наземного цифрового телебачення.....	55
3.2 Розрахунок витрат на створення демодулятора.....	56
3.3 Висновок	58
ВИСНОВКИ.....	59
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	60
ДОДАТОК А.....	61

	8
ДОДАТОК Б	62
ДОДАТОК В	63
ДОДАТОК Г	64

ВСТУП

Одна зі стратегічних для будь-якої країни галузей – галузь телекомунікацій – відіграє величезну роль у збалансованому розвитку глобальної та регіональної економіки. Вона є з'єднувальною ланкою як промислової сфери, сфери послуг і споживачів, так і різних географічно розрізнених частин країни та економічних центрів. Стимулюючи людське спілкування за допомогою зв'язку, сучасні засоби телекомунікацій стають необхідною умовою для соціальної згуртованості та культурного розвитку всіх країн.

Повільні темпи розвитку телекомунікацій спричиняють зниження конкурентоспроможності економіки України. Однією з передових галузей телекомунікаційних систем є наземне цифрове телебачення.

В Україні понад 40% населення зараз дивиться з ефіру тільки 4-5 телепрограм аналогового телебачення у незадовільній якості. Весь світ активно переходить до нового, цифрового телебачення. В Україні у 2011 році побудована і вже працює Національна мережа ефірного цифрового телебачення, одна з найбільших в Європі.

Цифровий формат телебачення DVB-T2 – найбільш сучасний з усіх існуючих на сьогоднішній день. Головна і незаперечна перевага цієї технології полягає в тому, що її функціонал не обмежується трансляцією безкоштовних цифрових телеканалів. Крім перегляду цифрових телеканалів у найвищій якості, в найближчому майбутньому можна буде записувати улюблені програми для відстроченого перегляду, замовляти фільми з мережевих серверів, дивитися онлайн-телебачення, а також слухати цифрове радіо.

РОЗДІЛ 1. СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

1.1 Існуючі стандарти наземного цифрового телебачення

Найбільш широко адаптованим і розгорнутим стандартом для цифрового наземного телебачення (DTT) є DVB-T, який був опублікований в березні 1997 року. Ця система найбільш поширена в світі і являє собою найостанніші технології модуляції і кодування, що дає можливість високоефективно використовувати цінний наземний діапазон для передачі аудіо, відео послуг і послуг передачі даних для фіксованих, портативних і мобільних пристроїв. Послуги мовлення існують в даний час в більш ніж 35 країнах світу, з перспективою подальшого розвитку в найближчі роки. У стандарті DVB-T, в якості базової, використовується OFDM модуляція, завдяки якій і досягаються унікальні властивості в частині можливості побудови одночастотних мереж (SFN - Single Frequency Network), забезпечення низького необхідного відношення несуча / шум (C / N), високого ступеня захисту від многолучевості і низької чутливості до ефекту Доплера (при прийомі в русі). Крім основних видів модуляції (QPSK, 16 QAM і 64 QAM) в стандарті DVB-T використовується також і ієрархічна модуляція, що дозволяє в потоці з високим пріоритетом передавати менше число програм і навіть з більш гіршою якістю, але зі значним збільшенням зони покриття, представляючи тим самим вести прийом на кімнатні антени в зоні покриття. Необхідність збільшення пропускної здатності при використанні додаткових послуг народжує серйозні вимоги до високої ефективності використовуваних методів передачі.

Модифікація DVB-T2 є ідеальним рішенням, що надає високий рівень стійкості сигналу і забезпечує необхідне збільшення пропускної здатності, при збереженні існуючої інфраструктури антен. Слід зауважити, що вивільнення частотних ресурсів при відмові від аналогового мовлення відкриває додаткові можливості для надання послуг на основі цієї нової технології.

Ключовими вимогами для переходу на новий стандарт є збільшення об'єму переданої інформації та поліпшення надійності, що досягається при

збільшенні пропускну здатності на 30-50% в порівнянні з попередньою версією в аналогічних умовах поширення сигналу.

Як і попередник, DVB-T2 використовує OFDM (ортогональне частотне мультиплексування) модуляцію, з великим числом піднесуць. Також разом з DVB-T, нова специфікація пропонує діапазон різних режимів, що роблять його дуже гнучким стандартом (див. таблицю 1.1). В області усунення помилок, DVB-T2 використовує те ж саме кодування, що було використано в DVB-S2. LDPC (Low Density Parity Check - код з малою щільністю перевірок на парність) кодування, поєднане з BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquengham - БЧХ) кодуванням, забезпечує чудові експлуатаційні показники в присутності високих шумових рівнів і взаємного впливу, в результаті чого реалізуються необхідні умови для високоякісного прийому радіосигналів цифрового наземного телебачення стандарту DVB-T2. LDPC-коди описуються нізкоплотностной перевіркою матрицею, що містить в основному нулі і відносно мала кількість одиниць. Останнє спрощує декодування інформаційних сигналів на приймній стороні каналу зв'язку.

Кілька різних варіацій параметрів сигналу, таких як число піднесуць, розмір захисного інтервалу і кількість пілот-сигналів комбінуються таким чином, що втрати можуть бути мінімізовані для будь-яких параметрів, таких як зона обслуговування, потужність передавача та ін Нова технологія забезпечує додаткову надійність в зашумлених каналах зв'язку.

Таблиця 1.1 – Порівняння наявних режимів передачі в DVB-T і в DVB-T2

	DVB-T	DVB-T2
Кодування з виправленням помилок (FEC)	Сверточне кодування Ріда Соломона 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8	LDPC + BCH 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6
Режими	QPSK, 16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM

Продовження таблиці 1.1

	DVB-T	DVB-T2
Захисний інтервал	1/4, 1/8, 1/16, 1/32	1/4, 19/256, 1/8, 19/128, 1/16, 1/32, 1/128
FFT розмір	2k, 8k	1k, 2k, 4k, 8k, 16k, 32k
Розсіяні пілот-сигнали	8% від загального числа	1%, 2%, 4%, 8% від загального числа
Безперервні пілот-сигнали	2.6% від загального числа	0.35% від загального числа

Механізм передачі влаштований так, що є можливість окремо налаштувати модуляцію кожної переданої послуги в межах каналу, щоб забезпечити необхідні умови прийому (наприклад, кімнатна антена / антена на даху). Цей же механізм дозволяє передавати потік таким чином, щоб приймач міг оптимізувати декодування окремої програми більшою мірою, ніж цілого пакета програм.

Випромінюваний OFDM сигнал описується формулою (1.1):

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=0}^{\infty} \left[p_1(t - mT_F) + \frac{5}{\sqrt{27 \times K_{total}}} \sum_{l=0}^{L_F-1} \sum_{k=K_{min}}^{K_{max}} c_{m,l,k} \times \psi_{m,l,k}(t) \right] \right\} \quad (1.1)$$

$$\psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k}{T_U} (t - \Delta - T_{P1} - lT_S - mT_F)} & mT_F + T_{P1} + lT_S \leq t \leq mT_F + T_{P1} + (l+1)T_S \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

DVB-T2 також точно визначає метод побудови передавача, відомий як Alamouti кодування, який покращує перекриття (покриття) діапазону частот в одночастотних мережах невеликого розміру.

Нарешті, DVB-T2 визначено можливості, за допомогою яких стандарт може бути назад сумісний і розширений у майбутньому, шляхом використання майбутніх, розширених за обсягом переданої інформації, кадрів.

На рисунку 1.1 представлений теоретичний спектр сигналу DVB-T2 для різних режимів передачі. Звернемо увагу, що для розширеного режиму 32К використовується збільшена смуга частот в межах 8 МГц каналу.

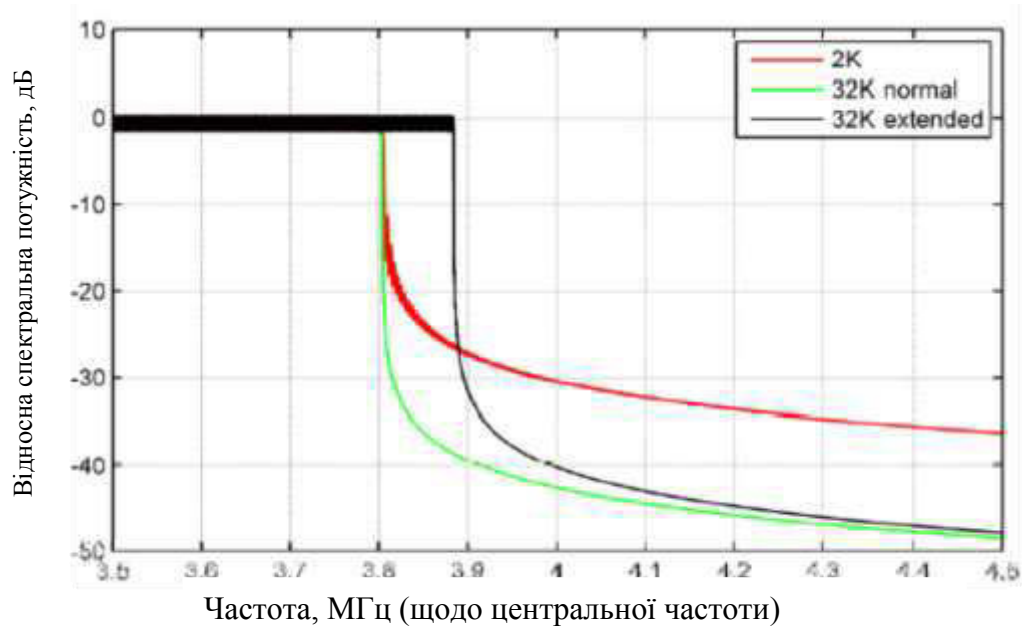


Рисунок 1.1 - Частина теоретичного спектру DVB-T2 для відносної тривалості захисного інтервалу 1/8 (для каналу 8 МГц)

У найближчі роки в країнах, де послуги DVB-T стали широко поширені, здійснюватиметься повна відмова від аналогового мовлення, і в процесі переходу на цифрове наземне телевізійне мовлення будуть вивільнятися УВЧ і УКВ діапазони для інших цілей. Деякі країни вже завершили перехід на цифрове мовлення. Одним із стимулів переходу на цифрове мовлення, буде введення нових послуг, передбачених у стандарті DVB-T2. Це може дати початок існування, наприклад, списку з нових загальнонаціональних об'єднань каналів, що пропонують мультікастового HDTV послуги або, можливо, інноваційні datacasting послуги.

Як і з DVB-T, новий стандарт націлений на прийом не тільки за допомогою roof-top і set-top антен, але і комп'ютерів, ноутбуків, автомобільних приймачів і цілого ряду інших інноваційних приймальних пристроїв.

На рисунку 1.2 представлені пілот-сигнали на краях кадру OFDM для модуляції 8K та режиму нормальної (а) і розширеної (б) піднесущої.

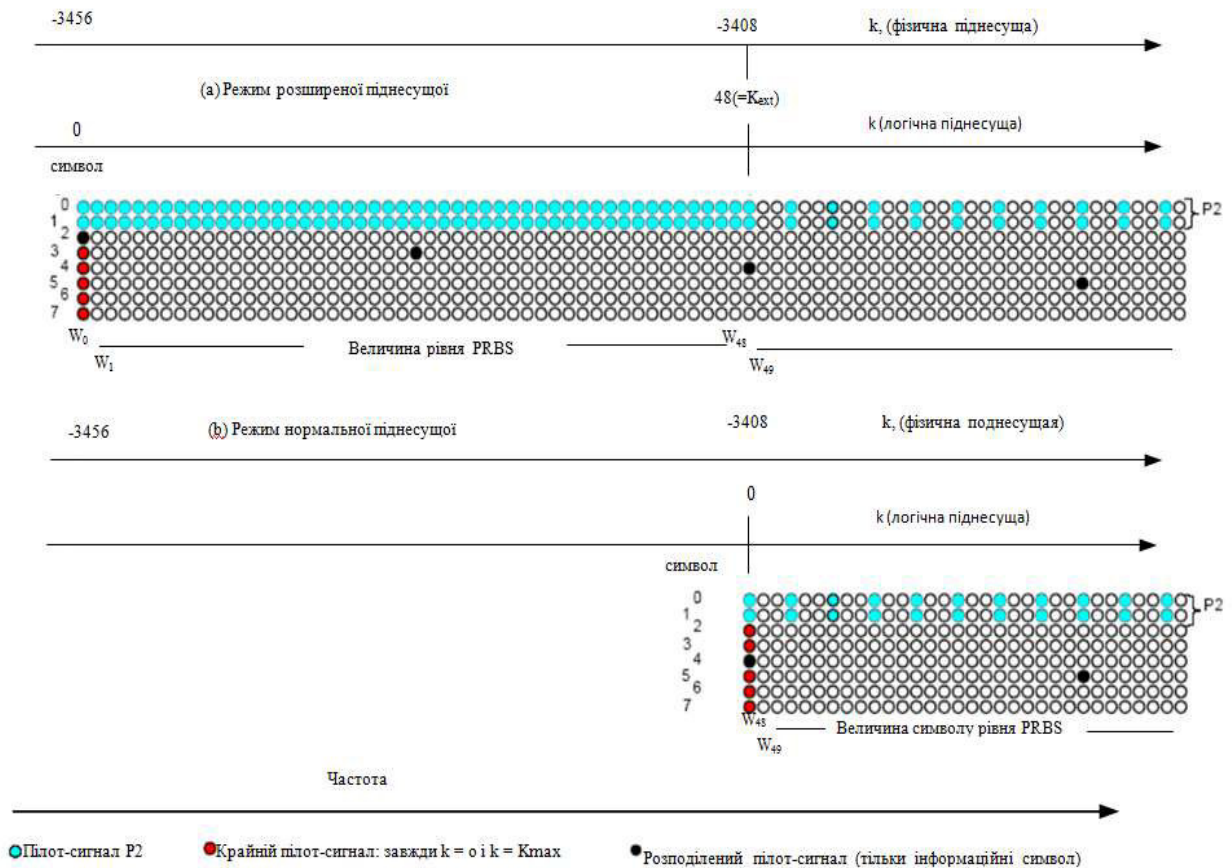


Рисунок 1.2 - Ілюстрація пілот-сигналів і TR осередків на краю спектра в режимі розширеної і нормальної піднесущої (8K PP7)

Перехід від DVB-T до DVB-T2 повинен буде ретельно контролюватися з боку держави [1]. DVB Project повністю припускає, що DVB-T і DVB-T2 послуги будуть співіснувати пліч-о-пліч в перебігу деякого часу, щоб прийти, зрештою, до того - і це ясно з дослідів в Австралії (DVB-T, MPEG-2 відео кодування) і Франції (DVB-T, MPEG-4 відео кодування), що наземні HDTV послуги в кінцевому підсумку активізують використання DVB-T2.

Першою країною, яка розверне DVB-T2, буде, ймовірно, Великобританія, де відключення передавачів аналогового мовлення йде повним ходом. Британський координатор Ofcom заявив про свій намір перетворити одне загальнонаціональне об'єднання каналів в DVB-T2 з першими передачами для мультимедійної HDTV приставки, щоб розпочати мовлення наприкінці 2009 року. Тестові ж передачі почалися негайно після схвалення стандарту в червні 2008 року.

Технічні умови DVB-T2 були схвалені Керуючим Радою DVB наприкінці червня 2008 року. Перше видання було випущено у вигляді рекомендацій DVB і відправлено в ETSI (Європейський Інститут телевізійні Стандартів) для публікації у вигляді формального стандарту. Продавці вже працюють над дизайном DVB-T2 обладнання, перші дослідні зразки очікуються наприкінці 2008 року - початку 2009 року. Паралельно, подальша робота буде затребувана в рамках DVB проекту та буде націлена на створення виконуваних директив, тестування приймаючого обладнання і т.п.

Для подання рішення кінцевому споживачеві, оператори ефірного мовлення готують пакети нових цікавих послуг, включаючи значно ширший вибір каналів High-Definition, які використовують всі переваги, забезпечені високою місткістю і надійністю системи цифрового ефірного мовлення DVB-T2.

1.2 Модуляція в цифрових системах передачі

В даний час все більша частина інформації, що передається по різноманітним каналам зв'язку, існує у цифровому вигляді. Це означає, що передачі підлягає не безперервний (аналоговий) модулюючий сигнал, а послідовність цілих чисел n_0, n_1, n_2, \dots , які можуть приймати значення з деякого фіксованого кінцевого безлічі. Ці числа, звані символами (symbol), надходять від джерела інформації з періодом T , а частота, відповідна цьому періоду, називається символічної швидкістю (symbol rate): $f_T = 1 / T$.

Часто використовуваним на практиці варіантом є двійкова (binary) послідовність символів, коли кожне з чисел n_i може приймати одне з двох значень - 0 або 1.

Послідовність переданих символів є, очевидно, дискретним сигналом. Оскільки символи приймають значення з кінцевого безлічі, цей сигнал фактично є і квантованим, тобто його можна назвати цифровим сигналом. Далі будуть розглядатися питання, пов'язані з перетворенням цього цифрового сигналу в аналоговий модульований сигнал.

Типовий підхід при здійсненні передачі дискретної послідовності символів полягає в наступному. Кожному з можливих значень символу зіставляється деякий набір параметрів несучого коливання. Ці параметри підтримуються постійними протягом інтервалу T , тобто до приходу наступного символу. Фактично це означає перетворення послідовності чисел $\{nk\}$ в ступінчастий сигнал $s_n(t)$ з використанням кусочно-постійної інтерполяції:

$$s_n(t) = f(nk), kT \leq t < (k+1)T. \quad (1.2)$$

Тут f – деяка функція перетворення. Отриманий сигнал $s_n(t)$ далі використовується як модулюючого сигналу звичайним способом.

Такий спосіб модуляції, коли параметри несучого коливання змінюються стрибкоподібно, називається маніпуляцією (keying).

Залежно від того, які саме параметри змінюються, розрізняють амплітудну (АМн), фазову (ФМн), частотну (ЧМН) і квадратурну (каменем) маніпуляцію.

1.2.1 Амплітудна маніпуляція

Амплітудна маніпуляція (АМн; англійський термін - amplitude shift keying, ASK), при якій стрибкоподібно змінюється амплітуда несучого коливання, є окремим випадком квадратурної маніпуляції. Тому тут ми тільки побудуємо як приклад графік АМн-сигналу і скажемо кілька слів про демодуляції сигналів даного типу.

Демодуляція АМн-сигналу може виконуватися тими ж методами, що й у випадку квадратурної маніпуляції (шляхом множення на несе коливання).

Однак наявність всього лише двох можливих значень початкової фази несучої, що відрізняються один від одного на 180 градусів, робить можливою реалізацію автоматичного підстроювання початкової фази за допомогою петлі ФАПЧ. Цей режим демодуляції реалізується функціями `ddemod` і `ddemodce` при вказівці виду маніпуляції 'ask / costas'.

Амплітудна маніпуляція здійснюється функціями `dmod` (формується речовинний вихідний сигнал) і `dmodce` (формується комплексна обвідна) пакета `Communications` при вказівці в них параметра типу модуляції 'ask'. Наступний за

ним параметр M вказує кількість використовуваних рівнів маніпуляції. Символи, що підлягають передачі, повинні приймати цілочисельні значення, що лежать в діапазоні $0 \dots M-1$. Символ 0 відповідає значення амплітуди, рівне -1 , а символу $M-1$ - значення амплітуди, рівне 1 . Решта рівні рівномірно розподілені між цими значеннями. Таким чином, строго кажучи, в даному випадку може змінюватися не тільки амплітуда, але і фаза несучого коливання (негативні амплітудні множники відповідають зміни фази на 180 градусів).

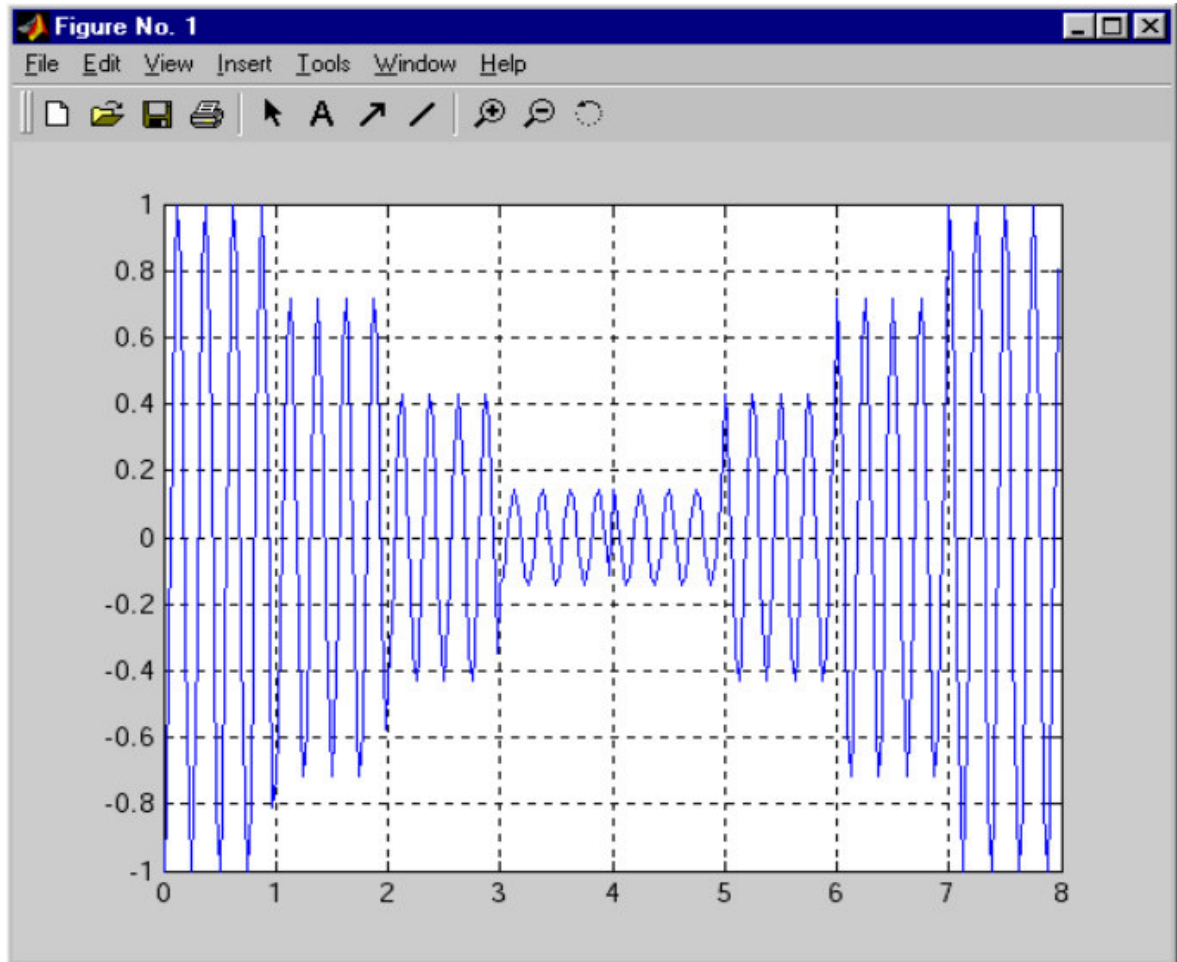


Рисунок 1.3 - Амплітудна маніпуляція

Побудуємо графік сигналу, що містить всі можливі символи при 8-позиційної АМн:

$M = 8$; % Кількість рівнів маніпуляція;

$sy = 0:M-1$; % Передані символи;

$Fd = 1$; % Символьна швидкість;

$Fc = 4$; % Несучої частоти;

```

FsFd = 40; % Відношення Fs / Fd;
Fs = Fd * FsFd; % Частота дискретизації;
% Формуємо АМн-сигнал;
[S_ask, t] = dmod (sy, Fc, Fd, Fs, 'ask', M);
plot (t, s_ask);
grid on;

```

На графіку (рисунок.1.3) добре видно кидок фази в середині сигналу.

Крім того, можна помітити, що фази посилок в першій і другій половинах сигналу, що мають однакові амплітуди, відрізняються на 180 градусів.

1.2.2 Фазова маніпуляція

Фазова маніпуляція (ФМн; англійський термін - phase shift keying, PSK), при якій стрибкоподібно змінюється фаза несучого коливання, теж є окремим випадком квадратурної маніпуляції.

На практиці фазова маніпуляція використовується при невеликому числі можливих значень початкової фази - як правило, 2, 4 або 8. Крім того, при прийомі сигналу складно виміряти абсолютне значення початкової фази; значно простіше визначити відносний фазовий зсув між двома сусідніми символами. Тому зазвичай використовується фазоразностной маніпуляція (синоніми - диференціальна фазова маніпуляція, відносна фазова маніпуляція; англійський термін - differential phase shift keying, DPSK).

Демодуляція фазової маніпуляції може виконуватися тим же методом, що й у випадку квадратурної маніпуляції (шляхом множення на несе коливання). Стосовно до ФМн даний метод демодуляції часто називається кореляційним.

Фазова маніпуляція здійснюється функціями `dmod` (формується речовинний вихідний сигнал) і `dmodce` (формується комплексна обвідна) пакета `Communications` при вказівці в них параметра типу модуляції `'psk'`. Наступний за ним параметр `M` вказує кількість використовуваних градацій початкової фази. Символи, що підлягають передачі, повинні приймати цілочисельні значення, що лежать в діапазоні $0 \dots M-1$. Символ `k` відповідає значення початкової фази, рівне $2\pi k / M$ радіан, або $360k / M$ градусів.

Побудуємо графік сигналу, що містить всі можливі символи при 4-позиційної ФМн:

$M = 4$; % Кількість позицій маніпуляція;

$sy = 0$; $M-1$; % Передані символи;

$Fd = 1$; % Символьна швидкість;

$Fc = 4$; % Несучої частоти;

$FsFd = 40$; % Відношення Fs / Fd ;

$Fs = Fd * FsFd$; % Частота дискретизації;

% Формуємо ФМн-сигнал;

$[S_psk, t] = \text{dmod}(sy, Fc, Fd, Fs, 'psk', M)$;

$\text{plot}(t, s_psk)$;

На графіку (рисунок.1.4) видно скачки фази на 90 градусів, що відбуваються при переході від одного символу до іншого.

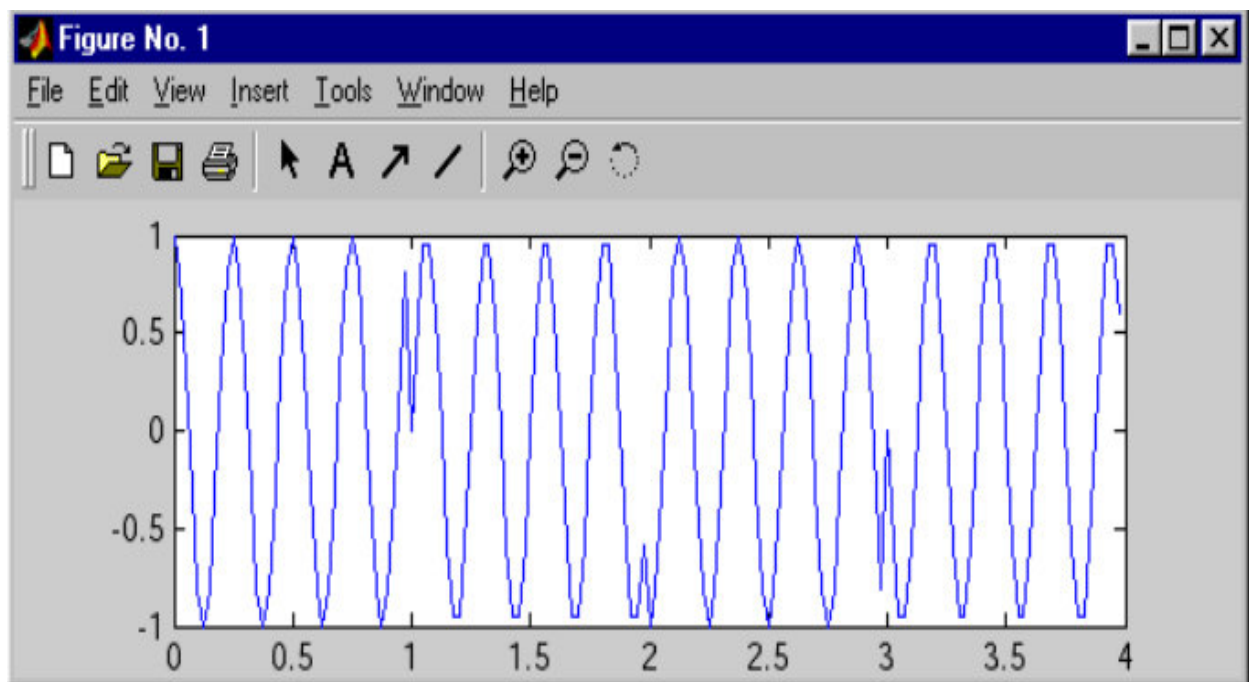


Рисунок 1.4 - Фазова маніпуляція

При частотній маніпуляції (ЧМН; англійський термін - frequency shift keying, FSK) кожному можливому значенню переданого символу зіставляється своя частота. Протягом кожного символьного інтервалу передається гармонійне коливання з частотою, що відповідає поточному символу. При цьому можливі

різні варіанти, що розрізняються вибором початкової фази окремих синусоїдальних посилок.

1.2.3 Частотна маніпуляція

Перший спосіб - коли всі посилки, відповідні одному закону переданого символу, мають однакову початкову фазу, тобто є ідентичними. При цьому можна заздалегідь сформувати набори відліків для всіх можливих дискретних символів. Тоді здійснення частотної маніпуляції зводиться до послідовної передачі заздалегідь розрахованих послідовностей відліків, відповідних вступникам символам. Однак якщо використовувані частоти маніпуляції не кратні символній швидкості, сформований таким чином ЧМН-сигнал буде містити розриви (скачки) на стиках символів. Внаслідок цього спектр сигналу буде мати сплески на частотах, кратних символній швидкості.

Другий спосіб - безперервна генерація коливань всіх необхідних частот і здійснення перемикання між цими сигналами відповідно з вступниками символами. Даний метод також не гарантує відсутність стрибків на стиках символів, але внаслідок того, що початкові фази посилок змінюються від символу до символу, скачки виникають не на всіх стиках, і їх величина виявляється різною. В результаті виникають через стрибки сплески спектра в даному випадку виражені слабше. Саме цей варіант формування ЧМН-сигналу використовується у функціях `dmod` і `dmodce` пакета `Communications`.

Нарешті, третій спосіб - коли надходять для передачі символи керують швидкістю лінійного наростання поточної фази, а частотно-маніпулювати сигнал формується шляхом обчислення косинуса цієї поточної фази. При цьому фазова функція, а значить, і сам ЧМН-сигнал виявляються безперервними (не мають стрибків). Даний спосіб складніше в реалізації, але він дає найбільш компактний спектр сигналу. ЧМН-сигнал, отриманий таким чином, називається частотно-маніпулювати сигналом з безперервною фазовою функцією (`continuous phase frequency shift keying - CPFSK`).

Частотна маніпуляція здійснюється функціями `dmod` (формується речовинний вихідний сигнал) і `dmodce` (формується комплексна обвідна) пакета

Communications при вказівці в них параметра типу модуляції 'fsk'. Наступні за ним параметри M і tone вказують відповідно кількість використовуваних частот маніпуляції і відстань між сусідніми частотами (за замовчуванням значення параметра tone одно символної швидкості F_d). Символи, що підлягають передачі, повинні приймати цілочисельні значення, що лежать в діапазоні $0 \dots M-1$. Символ k відповідає зміщенню частоти (щодо несучої частоти F_c), рівне $\text{tone} (1-M + 2 k) / 2$.

Сформуємо 2-позиційний ЧМН-сигнал, у якому можливим значенням символів 0 і 1 відповідають частоти 800 і 1600 Гц. Символьна швидкість дорівнюватиме 400 символам в секунду, а частота дискретизації - 16 кГц:

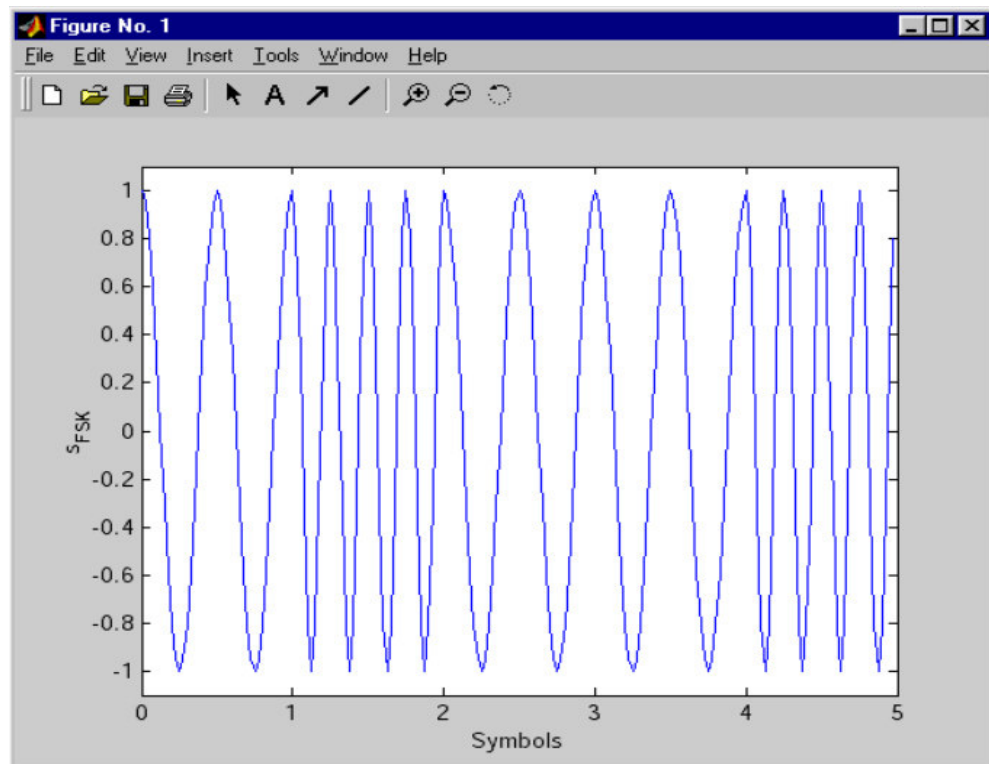


Рисунок 1.5 - Частотна маніпуляція

`bits = [0 1 0 0 1]; % Цифрове повідомлення;`

`N = length (bits); % Довжина повідомлення;`

`Fd = 400; % Символьна швидкість;`

`FsFd = 40; % Відношення Fs / Fd;`

```

Fs = Fd * FsFd; % Частота дискретизації;
f0 = 800; % Частота маніпуляція для символу "0";
f1 = 1600; % Частоти маніпуляція для символу "1";
Fc = (f0 + f1) / 2; % Несучої частоти;
tone = f1 - f0; % Рознос частот;
% Формуємо ЧМН-сигнал;
[S_fsk, t] = dmod (bits, Fc, Fd, Fs, 'fsk', 2, tone);
td = t * Fd; % Час для графіка - в символах;
plot (td, s_fsk);
xlabel ('Symbols');
ylabel ('s_ {FSK}');
ylim ([-1.1 1.1]);

```

На графіку (рисунок 1.5) добре помітно дворазове зміна частоти сигналу при зміні значення переданого біта. У даному прикладі на тривалості символу укладається два періоди коливання при передачі нульового біта і чотири періоди - під час передачі одиничного біта.

1.2.4 Демодуляція ЧМН-сигналу

Прийом ЧМН-сигналу, як правило, здійснюється кореляційним методом. При цьому кореляційний прийом може бути когерентним або некогерентним. Когерентний метод може використовуватися, якщо відомі початкові фази посилок. Сутність його полягає в обчисленні взаємної кореляції між прийнятим сигналом і коливаннями-зразками (опорними сигналами), що представляють собою гармонійні коливання з використовуваними для маніпуляції частотами. Взаємна кореляція сигналу з k -м опорним сигналом для n -го за часом символу розраховується наступним чином:

$$z_k(n) = \int_{nT}^{(n+1)T} s(t) \cos(\omega_k t + \varphi_{0k}) dt \quad (1.3)$$

Тут $s(t)$ - ЧМН-сигнал, ω_k - частота маніпуляції, відповідна символу, рівному k , j_0k - початкова фаза посилки, T - тривалість передачі символу. Використані межі інтегрування задають обробку n -го (за рахунком) символу.

Після розрахунку взаємних кореляцій $z_k(n)$ для всіх k вони порівнюються один з одним у пошуках максимального значення. Значення k , що відповідає максимальному $z_k(n)$, приймається як демодульованого символу.

При цифровій реалізації демодуляції ЧМН-сигналу замість інтегрування, зрозуміло, використовується підсумовування дискретних відліків подинтегрального вираження.

Якщо початкові фази переданих посилок невідомі (на практиці так найчастіше і буває), доводиться використовувати некогерентний (або квадратурний) кореляційний прийом. У цьому випадку опорними сигналами служать не речові гармонійні коливання, а комплексні експоненти, а у результаті інтегрування обчислюється модуль:

$$z_k(n) = \left| \int_{nT}^{(n+1)T} s(t) \exp(j\omega_k t) dt \right| \quad (1.4)$$

Через ігнорування фазової інформації завадостійкість некогерентного методу трохи нижче, ніж у когерентного. Когерентний варіант демодуляції використовується функціями `ddemod` і `ddemodce` за замовчуванням. Для використання некогерентного варіанту необхідно при виклику цих функцій вказати метод маніпуляції у вигляді `'fsk / noncoherence'`.

Оцінимо завадостійкість частотної маніпуляції[2] при когерентної і некогерентної демодуляції, змодельовавши випадковий інформаційний сигнал, сформувавши відповідний ЧМН-сигнал, додавши до нього шум і здійснивши когерентну і некогерентного демодуляцію перешкоди сигналу. Повторивши цю процедуру при різних відносинах сигнал / шум, отримаємо графіки завадостійкості. Параметри ЧМН-сигналу виберемо відповідними нижньому частотному каналу Рекомендації ITU-T V.21 (цей протокол використовується модемами в якості "найменшого спільного знаменника" на самому ранньому

етапі входження у зв'язок): символна швидкість 300 символів / с, маніпуляція двійкова, символу "0" відповідає частота маніпуляції 1180 Гц, символу "1" - 980 Гц. Частоту дискретизації (нагадаємо, що при використанні функцій пакета Communications вона повинна бути кратна символній швидкості) виберемо рівною 9600 Гц. Ось відповідний код:

```

N = 10000; % Число переданих біт;
x = randint (N, 1); % Цифрове повідомлення;
M = 2; % Двійкову маніпуляція;
Fd = 300; % Символьна швидкість;
Fs = 9600; % Частота дискретизації;
f0 = 1180; % Частота "нуля";
f1 = 980; % Частота "одиниці";
Fc = (f0 + f1) / 2; % Середня частота;
tone = f1 - f0; % Рознос частот;
s = dmod (x, Fc, Fd, Fs, 'fsk', M, tone); % Маніпулювати сигнал;
snr = -10:10; % Вектор відносин С / Ш (в децибелах);
for k = 1: length (snr);
sn = awgn (s, snr (k), 'measured'); % Додаю шум;
% Когерентного демодуляції;
y_c = ddemod (sn, Fc, Fd, Fs, 'fsk', M, tone);
% Некогерентного демодуляції;
y_nc = ddemod (sn, Fc, Fd, Fs, 'fsk / noncoherence', M, tone);
% Розрахунок ймовірність помилок;
[N_err, er_c (k)] = symerr (x, y_c);
[N_err, er_nc (k)] = symerr (x, y_nc);
end;
% Висновок графіка;
semilogy (snr, er_c, snr, er_nc);

```

Наведений графік (рисунок 1.6) показує залежність ймовірності помилки від відношення сигнал / шум (в децибелах). Синя крива відповідає когерентної

демодуляції, зелена - некогерентной. Видно, що програш некогерентного варіанту когерентному становить від 1 до 3 дБ.

При моделюванні демодуляції сигналу з відношенням сигнал / шум, рівним 2 дБ і більше, помилок прийому не виникло. Тому при виведенні графіка ймовірності помилок з використанням логарифмічного масштабу по вертикалі ці точки виявилися відкинутими.

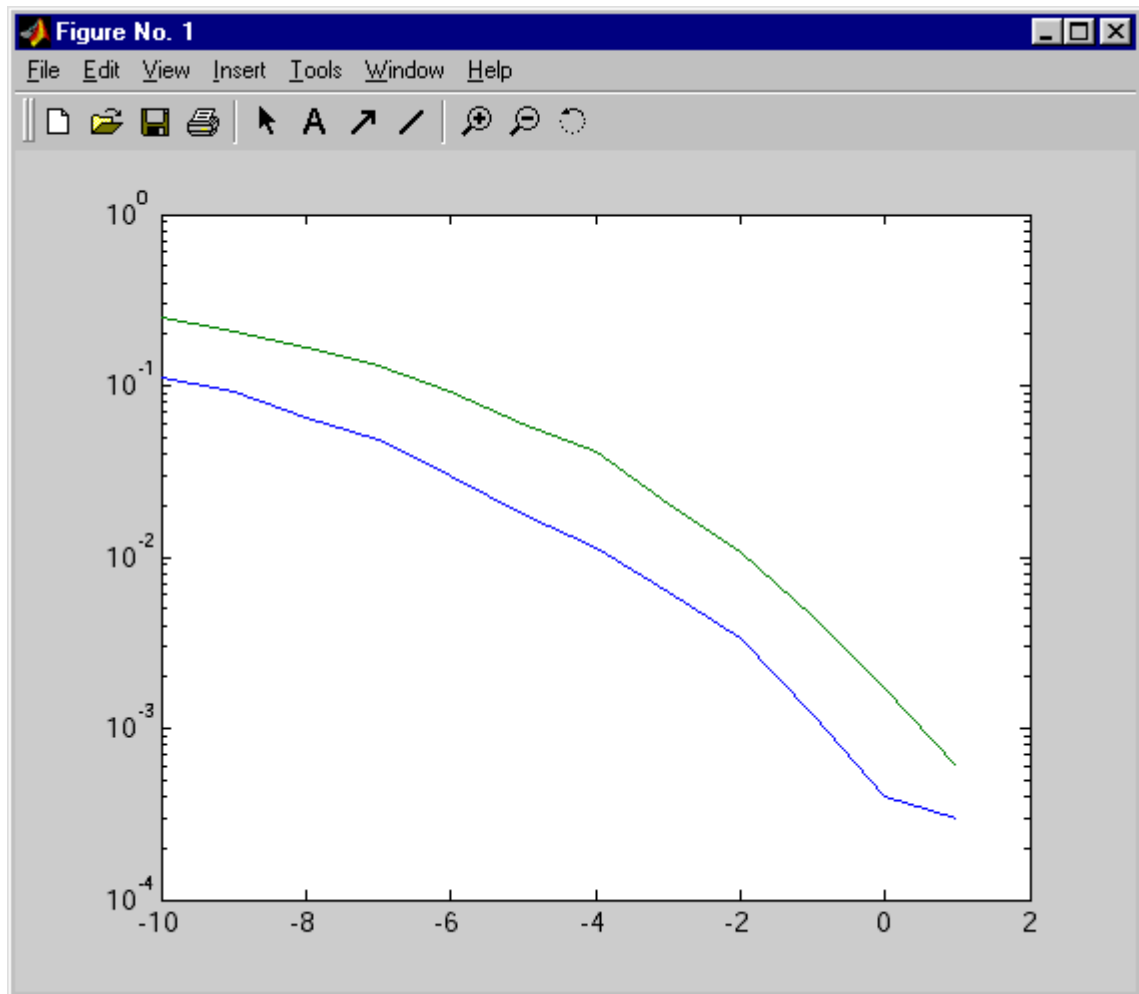


Рисунок 1.6 - Демодуляція ЧМн-сигналу

З графіка також видно, що завадостійкість даного виду маніпуляції дуже висока - навіть при рівності середніх потужностей сигналу і шуму (відношення сигнал/шум 0 дБ) ймовірність помилки становить приблизно $2 \cdot 10^{-4}$ для когерентного варіанту і приблизно $1,5 \cdot 10^{-3}$ - для некогерентного. Платою за це в даному випадку є вкрай низька швидкість передачі даних - всього лише 300 біт/с.

1.2.5 Мінімальна частотна маніпуляція

Для підвищення завадостійкості ЧМН бажано, щоб посліжки, що відповідають різним символам, були некорреліровані, тобто мали нульову взаємну кореляцію. Вважаючи початкові фази посліжок нульовими, ЧМН-сигнали для символів 0 і 1 можна записати так:

$$s_0(t) = A \cos \omega_0 t, \quad 0 \leq t \leq T,$$

$$s_1(t) = A \cos \omega_1 t, \quad 0 \leq t \leq T.$$

Їх взаємна кореляція при нульовому зсуві по часу дорівнює:

$$E_{01}(0) = \int_0^T s_0(t) s_1(t) dt = A^2 \int_0^T \cos \omega_0 t \cos \omega_1 t dt = \frac{A^2 \sin(\omega_1 + \omega_0)T}{2(\omega_1 + \omega_0)} + \frac{A^2 \sin(\omega_1 - \omega_0)T}{2(\omega_1 - \omega_0)} \quad (1.5)$$

Якщо $(\omega_1 + \omega_0)T \gg 1$, то перший доданок значно менше другого і їм можна знехтувати:

$$E_{01}(0) \approx \frac{A^2 \sin(\omega_1 - \omega_0)T}{2(\omega_1 - \omega_0)} \quad (1.6)$$

Це значення дорівнює нулю при $(\omega_1 - \omega_0)T = n\pi$, де n - ціле число, не рівне нулю. Таким чином, мінімальне значення відстані між сусідніми частотами маніпуляції, при якому посліжки, що відповідають різним символам, виявляються некоррелірованими, становить половину символної швидкості:

$$\Delta\omega_{\min} = \frac{\pi}{T}, \quad (1.8)$$

$$\Delta f_{\min} = \frac{1}{2T} = \frac{f_T}{2}, \quad (1.9)$$

де f_T - символна швидкість.

Двопозиційна ЧМН, частоти якої обрані згідно наведеною формулою, отримала назву мінімальної частотної маніпуляції (МЧМн). Функції пакета Communications реалізують даний варіант частотної маніпуляції при вказівці

параметра методу маніпуляції у вигляді 'msk'. Як і при ЧМН загального вигляду, в даному випадку можливі когерентна і некогерентного ('msk / noncoherence') демодуляція.

1.2.6 Квадратурна маніпуляція

При квадратурній маніпуляції (камені; англійський термін - quadrature amplitude shift keying, QASK) кожному з можливих значень дискретного символу S_k ставиться у відповідність пара величин - амплітуди синфазної і квадратурної складових або, що еквівалентно, амплітуда і початкова фаза несучого коливання:

$$S_k \rightarrow (a_k, b_k), s(t) = a_k \cos \omega_0 t + b_k \sin \omega_0 t, kT \leq t < (k+1)T, \quad (1.10)$$

або

$$S_k \rightarrow (A_k, j_k), s(t) = A_k \cos(\omega_0 t + j_k), kT \leq t < (k+1)T. \quad (1.11)$$

Параметри аналогового коливання, зіставлені дискретному символу S_k , зручно представляти у вигляді комплексного числа в алгебраїчній $(a_k + j b_k)$ або експоненційної $(A_k \exp(j j_k))$ формі. Сукупність цих комплексних чисел для всіх можливих значень дискретного символу називається сигнальним сузір'ям (constellation).

Іноді, особливо в старих публікаціях, використовується також термін "просторова діаграма" (space diagram).

При поданні дискретного символу комплексним числом сигнал з квадратурної маніпуляцією можна записати наступним чином:

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ C_k^* \exp(-j\omega_0 t) \right\}, kT \leq t < (k+1)T. \quad (1.12)$$

На практиці використовуються сузір'я, що містять від чотирьох до декількох тисяч точок. Нижче показані деякі сузір'я, використовувані модемами, призначеними для передачі даних по телефонних лініях.

Зліва (рисунок 1.7) показано 16 точкове сузір'я, що використовується в протоколі V.32 при передачі даних зі швидкістю 9600 біт / с. Сузір'я в

центрімає 128 точок, воно відповідає протоколу V.32bis і швидкості передачі даних 14 400 біт/с. Нарешті, сузір'я, показане праворуч, містить 640 точок, воно використовується модемами, працюючими згідно з протоколом V.34 при швидкості передачі даних 28800 біт/с.

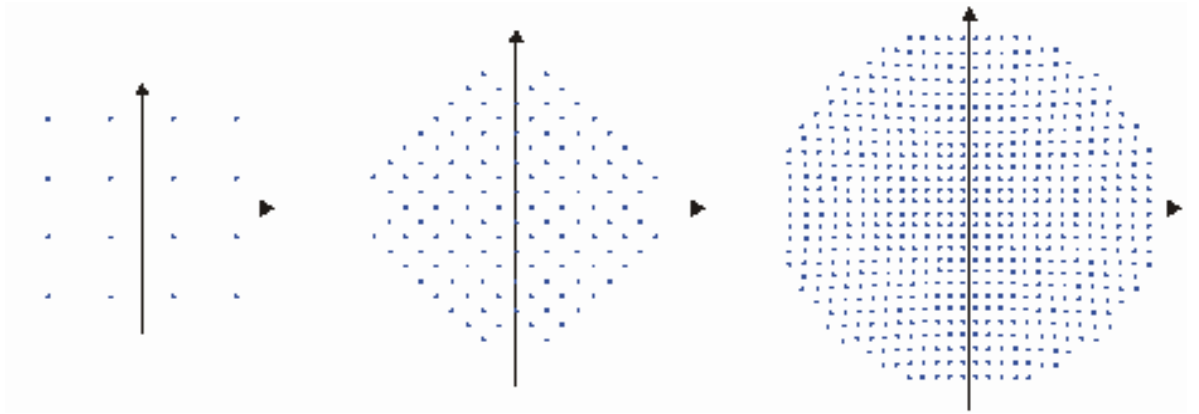


Рисунок 1.7 - Сузір'я, використовувані модемами

Графік сигналу з квадратурної маніпуляцією виявляється не дуже наочним через змішане (амплітудно-фазового) характеру модуляції. Зміни амплітуди і фази при переході від символу до символу можуть бути невеликими і погано помітними на графіку.

Побудуємо проте графік сигналу, сформованого з використанням 16-точкового "квадратного" сузір'я, показаного на наведеному малюнку зліва. Таке сузір'я можна реалізувати, вказавши при виклику функцій `dmod` і `dmodse` метод маніпуляції 'qask' і кількість точок $M = 16$. Проте в даному випадку немає можливості вказати, як саме точки "квадратного" сузір'я повинні відповідати переданим символам. Тому ми скористаємося найгнучкішим режимом квадратурної маніпуляції, що дозволяє задавати довільне сузір'я і реалізованим при вказівці методу маніпуляції 'qask / arb' (від "arbitrary" - довільний).

Параметри сигналу візьмемо відповідними модемного протоколу V.32 - несуча частота 1800 Гц, символна швидкість 2400 символів/с. Частоту

дискретизації (нагадаємо, що при використанні функцій пакета Communications вона повинні бути кратна символної швидкості) приймемо рівної 19200 Гц.

Нижче приведений код, що формує квадратурно-маніпулювати сигнал, що містить 1000 символів.

```
N = 1000; % Число символів;
M = 16; % Число позицій маніпуляція;
x = randint (N, 1, M); % Випадкові цілі числа 0 ... 15;
Fd = 2400; % Символьна швидкість;
Fc = 1800; % Несучої частоти;
Fs = 19200; % Частота дискретизації;
% Карта сузір'їв;
map_i = [-1, -3, -1, -3, 1, 1, 3, 3, -1, -1, -3, -3, 1, 3, 1, 3];
map_q = [-1, -1, -3, -3, -1, -3, -1, -3, 1, 3, 1, 3, 1, 1, 3, 3];
[S_qask16, t] = dmod (x, Fc, Fd, Fs, 'qask / arb', map_i, map_q);
plot (t (1:250), s_qask16 (1:250));
```

Параметри сформованого сигналу (структура сузір'я, значення символної швидкості і несучої частоти) відповідають модему, що передає дані з швидкістю 9600 біт / с відповідно до Рекомендації ІТУ-Т V.32. Прослухаємо сигнал, використовуючи для цього функцію `soundsc`, щоб не піклуватися про приведення сигналу до діапазону рівнів -1 ... +1:

```
soundsc (repmat (s_qask16, 10, 1), Fs)
```

Функція `repmat` використана тут, щоб повторити сформований сигнал десять раз - інакше звук виявиться занадто коротким.

При квадратурної маніпуляції можуть змінюватися і амплітуда, і початкова фаза несучого коливання, тому амплітудна і фазова маніпуляція є окремими випадками квадратурної – потрібно лише використовувати відповідні сузір'я. Виведемо графіки сузір'їв, відповідних 8-позиційної амплітудної (ліворуч) і фазової (праворуч) маніпуляції, за допомогою функції `modmap`:

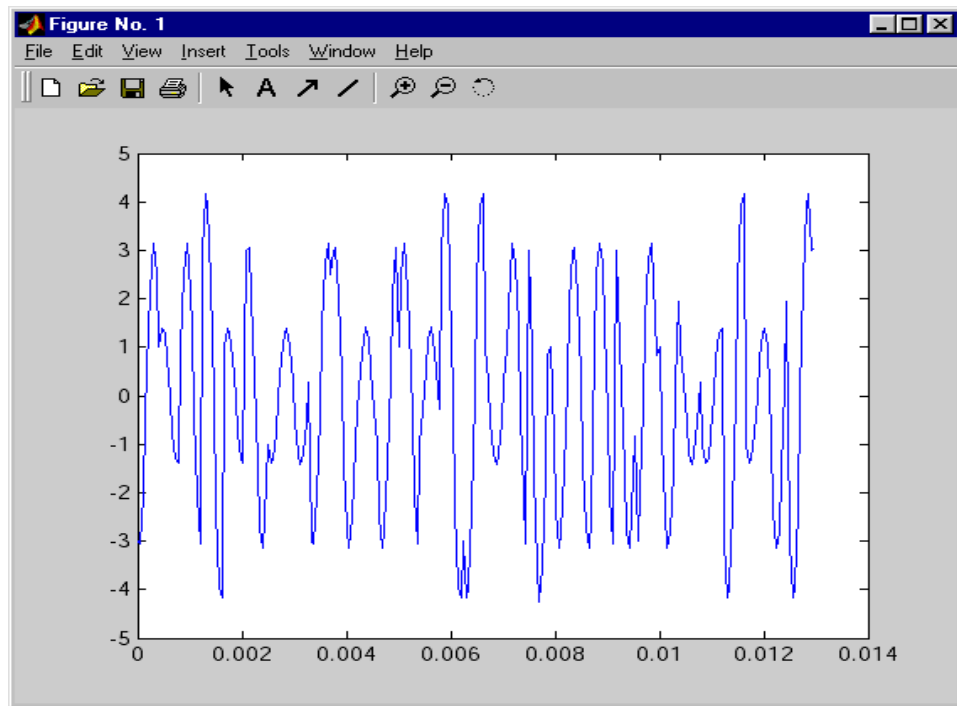


Рисунок 1.8 - Структура сузір'я

```
subplot (1, 2, 1);
modmap ('ask', 8);
subplot (1, 2, 2);
modmap ('psk', 8);
```

Демодулюється сигнал з квадратурної маніпуляцією так само, як і у випадку аналогової квадратурної модуляції - сигнал множиться на два несучих коливання, зрушених по фазі один щодо одного на 90 градусів, а результати множення пропускаються через ФНЧ. На виході цих ФНЧ будуть отримані аналогові сигнали синфазної і квадратурної складових. Далі ці сигнали дискретизуються з частотою, рівною символній швидкості. Пари відліків синфазної і квадратурної складових утворюють комплексне число, і найближча до цього числа точка використовуваного сузір'я (а точніше - відповідний цій точці інформаційний символ) видається в якості вихідного результату.

Перераховані дії реалізуються функціями демодуляції `ddemod` і `ddemodse` пакета `Communications`. За замовчуванням низькочастотна фільтрація здійснюється шляхом інтегрування сигналу (тобто підсумовування його відліків) протягом символного такту.

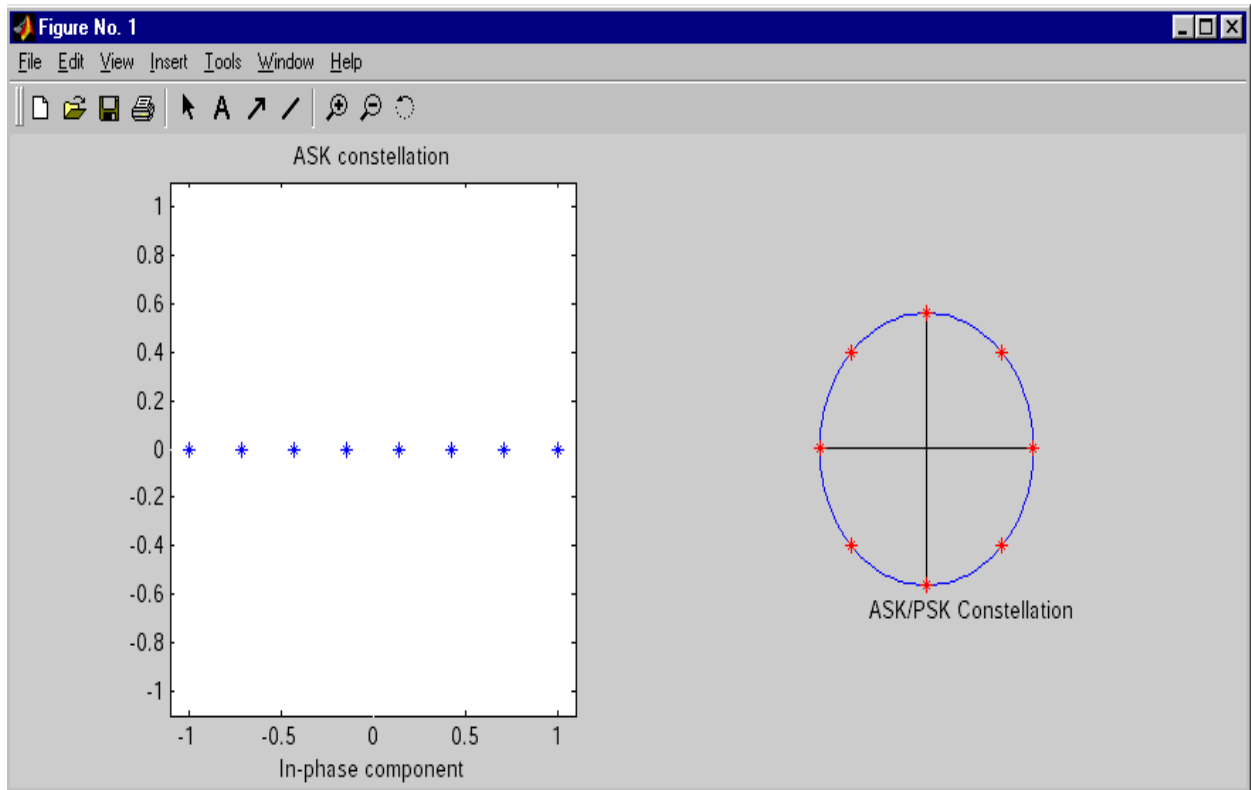


Рисунок 1.9 - Демодуляція QAM-сигнала

Реалізуємо демодуляцію сформованого сигналу `s_qask16`. Наведений нижче код реалізує власне демодуляцію і порівняння отриманих символів з вихідними :

```
% Демодуляції;
z = ddemod (s_qask16, Fc, Fd, Fs, 'qask / arb', map_i, map_q);
% Порівняння переданих та прийнятих символів;
symerr (x, z);
ans =0;
```

Сигнал прийнятий без помилок. Тепер побудуємо графік розташування прийнятих точок на комплексній площині (такий графік називається діаграмою розсіювання - scatter plot). Для цього потрібно отримати від функції `ddemod` аналоговий демодульований сигнал без здійснення його дискретизації за часом і пошуку найближчих точок використаного сузір'я. Такий режим реалізується при використанні ключа `/ nomap`, який додається до параметру,

вказує режим маніпуляції. Саме побудова діаграми розсіювання проводиться за допомогою функції `scatterplot`.

```
% Аналоговому демодуляції без дискретизації результату;
y = ddemod (s_qask16, Fc, Fd, Fs, 'qask / arb / nomap', map_i, map_q);
% Висновок діаграми розсіювання;
scatterplot (y, Fs / Fd);
```

Отриманий графік (рисунок 1.10) виглядає вкрай погано - навіть дивно, що демодуляція пройшла без помилок. Справа в тому, що при настільки низькому значенні несучої частоти (а вона в нашому прикладі менше символічної швидкості). Використовується за умовчанням спосіб фільтрації не забезпечує хорошого придушення дзеркального каналу, тобто складових сигналу з частотами, розташованими в околиці подвоєною частоти несучого колювання (такі частоти з'являються після множення сигналу на опорні колювання з несучою частотою). Таким чином, при прийомі сигналу слід застосовувати більш ретельно обраний фільтр. Однак ми розглянемо цю проблему в комплексі з використанням фільтра для формування спектра переданого сигналу.

Якщо параметри модуляції аналогового сигналу підтримуються постійними протягом символічного такту і на початку нового такту змінюються стрибкоподібно, це призводить до появи стрибків і в сформованому сигналі. Як відомо з теорії перетворення Фур'є, спектр сигналу, що містить скачки, згасає з ростом частоти повільно - пропорційно $1/\omega$. Щоб зробити спектр більш компактним, необхідно забезпечити гладкість сигналу (тобто безперервність сигналу і, можливо, деякої кількості його похідних), а це, в свою чергу, означає гладкість модулюючої функції. Отже, замість стрибкоподібного зміни параметрів модуляції необхідно виконати інтерполяцію між точками сузір'я, відповідними послідовним символам.

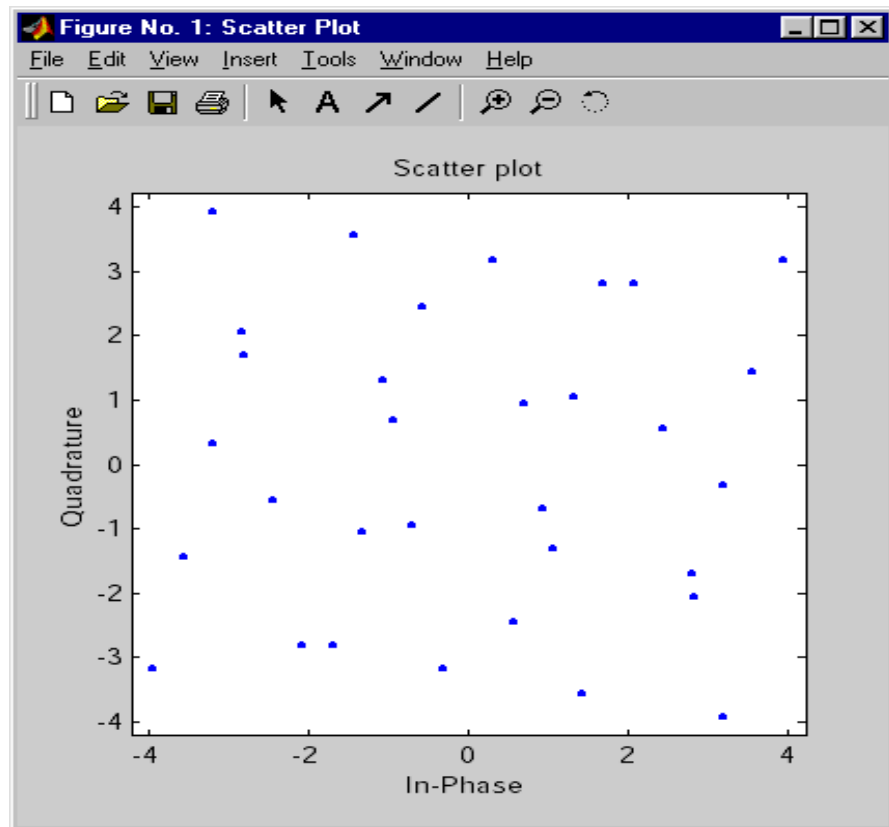


Рисунок 1.10 - Формування спектру

Згідно з теоремою Котельникова, ми можемо поєднати відліки, наступні з символічної швидкістю F_d , плавною функцією, що займає смугу частот від нуля до $F_d/2$. У цьому випадку квадратурно-маніпулювати сигнал

буде займати смугу частот шириною F_d . Однак повільне згасання функцій $\sin(x)/x$, складових базис Котельникова, робить незручною інтерполяцію на їх основі. Найбільше поширення при інтерполяції відліків для цифрової модуляції отримав SQRT-варіант фільтра з косинусоїдальною згладжуванням АЧХ (square root raised-cosine filter; розрахунок таких фільтрів може бути виконаний за допомогою функції `rcosine` пакета `Communications`, а інтерпретація сигналу за допомогою такого фільтра здійснюється функцією `rcosflt` цього ж пакета).

Фільтр, який використовується для інтерполяції, визначає форму спектра Камені-сигналу, тому його називають формувальним фільтром (shaping filter), а сам процес інтерполяції - формуванням спектру (spectral shaping).

Стрибкоподібне зміна параметрів модуляції можна розглядати як використання формуючого фільтра з прямокутною імпульсною характеристикою, тривалість якої дорівнює символному інтервалу.

Повторимо формування 16-позиційного квадратурно-маніпульованого сигналу, використовуючи цього разу формуючий фільтр з косинусоїдальною згладжуванням АЧХ. Функції `dmod` і `dmodce` пакета `Communications` в даний час не підтримують використання формуючих фільтрів, тому формування сигналу доведеться здійснити в три етапи. Спочатку ми відобразимо передані символи в точки, вибрані з використовуваного сузір'я, за допомогою функції `modmap`. Потім здійснимо інтерполяцію отриманого сигналу за допомогою фільтра з косинусоїдальною згладжуванням, використавши для цього функцію `rcosflt`. Нарешті, здійснимо аналогову квадратурну модуляцію за допомогою функції `amod`.

```

N = 1000; % Число символів;
M = 16; % Число позицій маніпуляція;
x = randint (N, 1, M); % Випадкові цілі числа 0 ... 15;
Fd = 2400; % Символьна швидкість;
Fc = 1800; % Несучої частоти;
Fs = 19200; % Частота дискретизації
% Карта сузір'їв;
map_i = [-1, -3, -1, -3, 1, 1, 3, 3, -1, -1, -3, -3, 1, 3, 1, 3];
map_q = [-1, -1, -3, -3, -1, -3, -1, -3, 1, 3, 1, 3, 1, 1, 3, 3];
% Відображаємо символи в точки сузір'я;
C = modmap (x, 1, 1, 'qask / arb', map_i, map_q);
% Інтерполяції;
s = rcosflt (C, Fd, Fs, 'sqrt');
% Аналогової модуляції;
[S_qask16s, t] = amod (s, Fc, Fs, 'qam');
plot (t (1:250), s_qask16s (1:250));
Прослухаємо і цей сигнал, знову використовуючи функцію soundsc:

```

soundsc (repmat (s_qask16s, 10, 1), Fs).

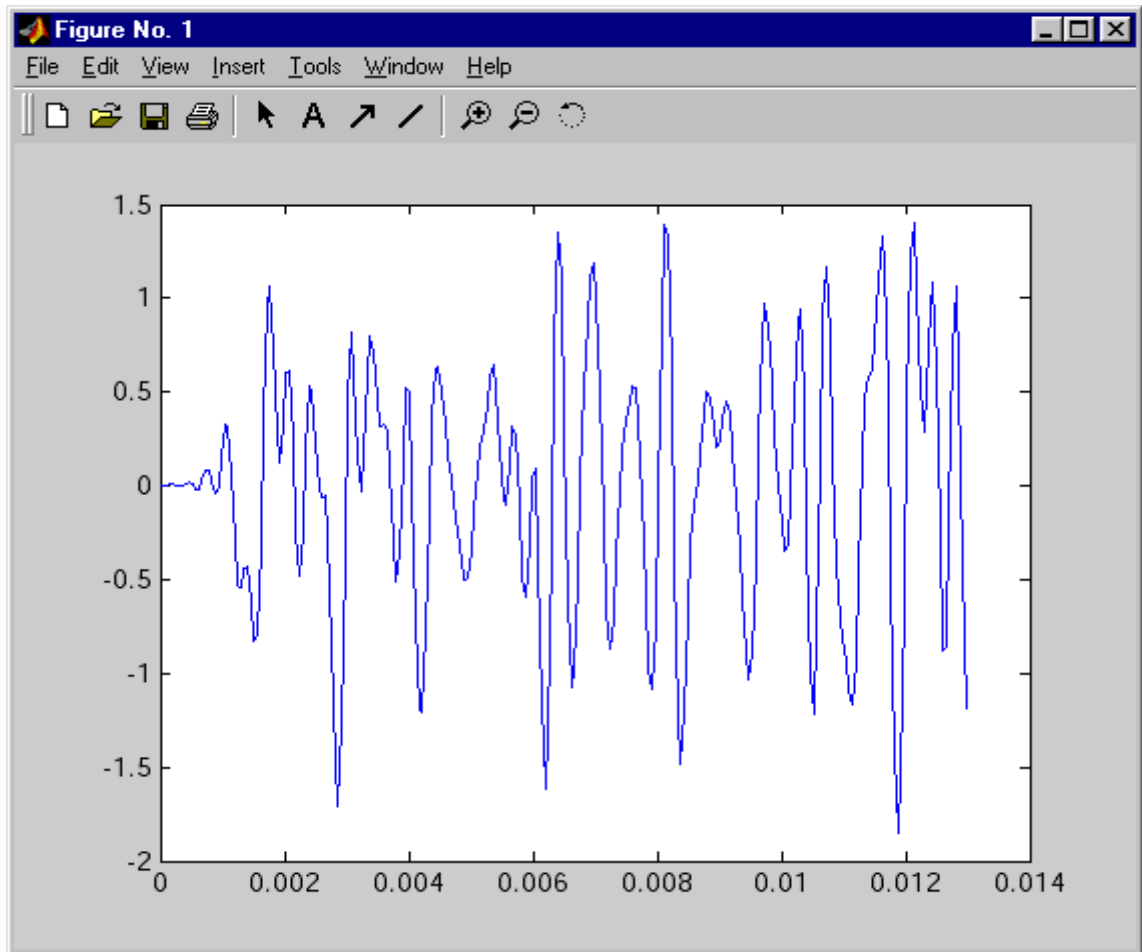


Рисунок 1.11 - Тестовий сигнал

Звук став значно більше схожий на той, що виробляється модемом - вся справа саме в формуванні спектра.

Порівняємо спектри потужності сигналів `s_qask16` і `s_qask16s`, щоб наочно показати вплив формуючого фільтра. Для оцінки СПМ використовується функція `pwelch` пакета `Signal Processing`, що реалізує метод усереднених модифікованих періодограмм Уелча:

```
[P1, f] = pwelch (s_qask16, [], [], [], Fs);
```

```
P2 = pwelch (s_qask16s, [], [], [], Fs);
```

```
psdplot ([P1 P2], f, 'Hz');
```

З графіків видно, що при використанні формуючого фільтра (зелений графік) спектр сигналу виявляється значно компактніше, ніж у випадку, коли формування спектра не проводиться (синій графік).

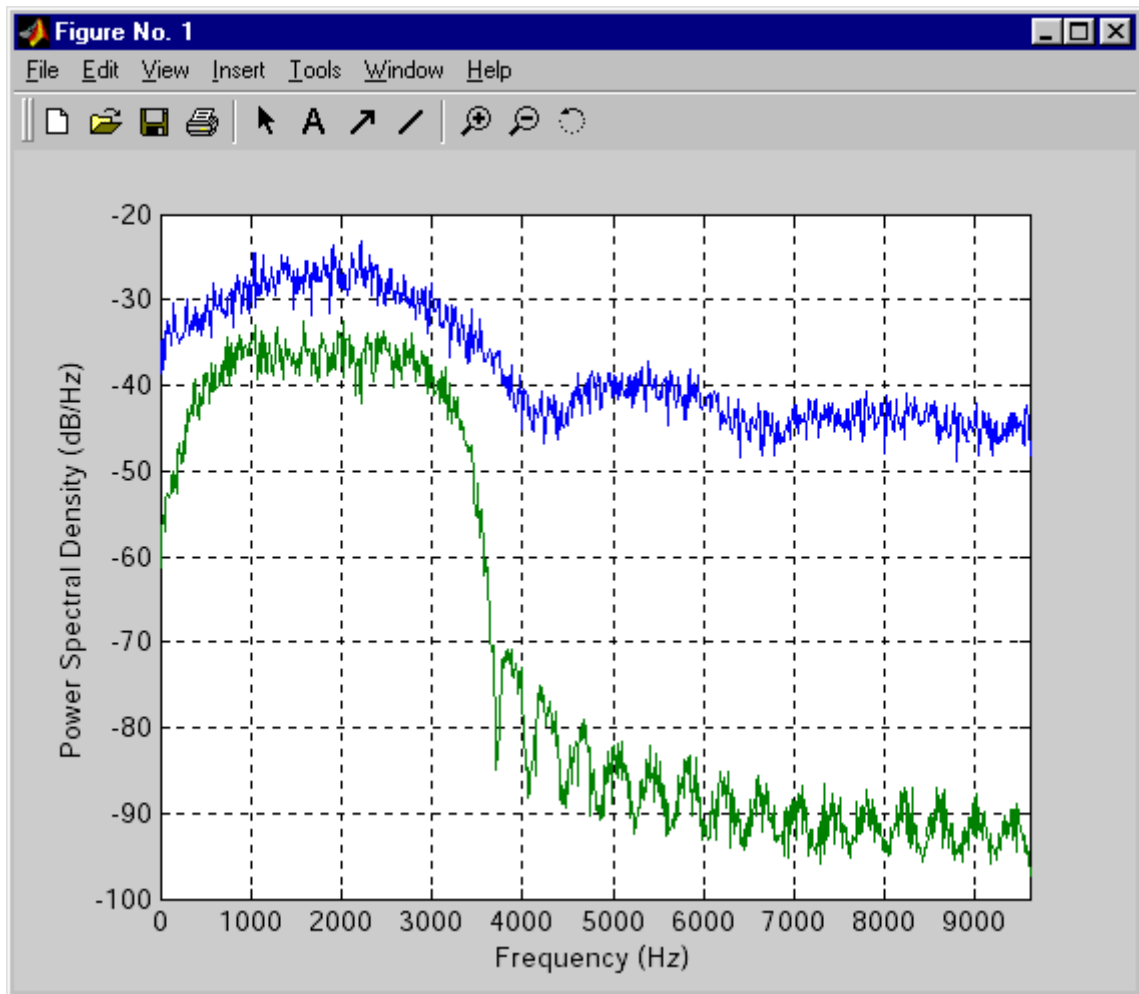


Рисунок 1.12 - Порівняння графіків

При прийомі такого сигналу в якості ФНЧ необхідно використовувати такий же фільтр, як для формування спектра. Послідовне використання двох SQRT-фільтрів з косинусоїдальною згладжуванням дає результуючу імпульсну характеристику, відповідну звичайному фільтру з косинусоїдальною згладжуванням, рівну нулю в точках, зрушених на ціле число символів відносно піку. Це дозволяє при правильному виборі моментів взяття відліків усунути перешкоди від сусідніх символів (так звану міжсимвольні інтерференцію, MCI; англійський термін - intersymbol interference, ISI).

Функції `ddemod` і `ddemodse` дозволяють користувачеві задавати використовуваний при демодуляції фільтр (для цього в кінці списку параметрів потрібно додатково вказати два вектори - коефіцієнти чисельника і знаменника функції передачі фільтра), однак після фільтрації все одно використовується інтегрування протягом символного такту. Нам це не підходить, тому

доведеться реалізувати необхідну послідовність дій вручну. Але перш ніж здійснити власне демодуляцію, побудуємо Глазкова діаграму (eye diagram) для даного сигналу. Глазкова діаграма являє собою "осцилограму" аналогового демодульованого сигналу, побудовану при тривалості "прямого ходу розгортки", рівний одному символному такту, і нескінченному "часу післясвітіння екрана". У точках оптимальної дискретизації лінії на такий діаграмі утворюють вузькі пучки, вільний простір між якими за формою нагадує розкритий очей. У даному випадку видно, що вибирати елементи з вектора у потрібно починаючи з першого (без додаткового зрушення). Оскільки сигнал є комплексним, наведені окремі графіки для його і уявної частин.

```
% Розрахунок фільтра;
b = rcosine (Fd, Fs, 'sqrt');
% Аналоговому демодуляції;
y = ademod (s_qask16s, Fc, Fs, 'qam', b, 1);
% Глазкова даіграмма;
eyediagram (y, Fs / Fd);
% Діаграми розсіювання;
scatterplot (y, Fs / Fd);
```

На рисунку 1.13 наведена діаграма розсіювання, отримана при прийомі даного сигналу. Завдяки використанню узгоджених один з одним фільтрів на передавальній і приймальній сторонах розкид точок виявляється значно менше, ніж на рисунку 1.12.

Додатковий зсув відліків в даному прикладі не знадобився з наступної причини. Використаний при прийомі і передачі сигналу фільтр вносить затримку, рівну трьом символам (це значення прийнято у функціях rcosine і rcosflt за замовчуванням). Після здійснення модуляції і демодуляції сумарна затримка виявляється рівною шести символам, так що відліки сигналу потрібно брати з кроком F_s / F_d , починаючи з першого.

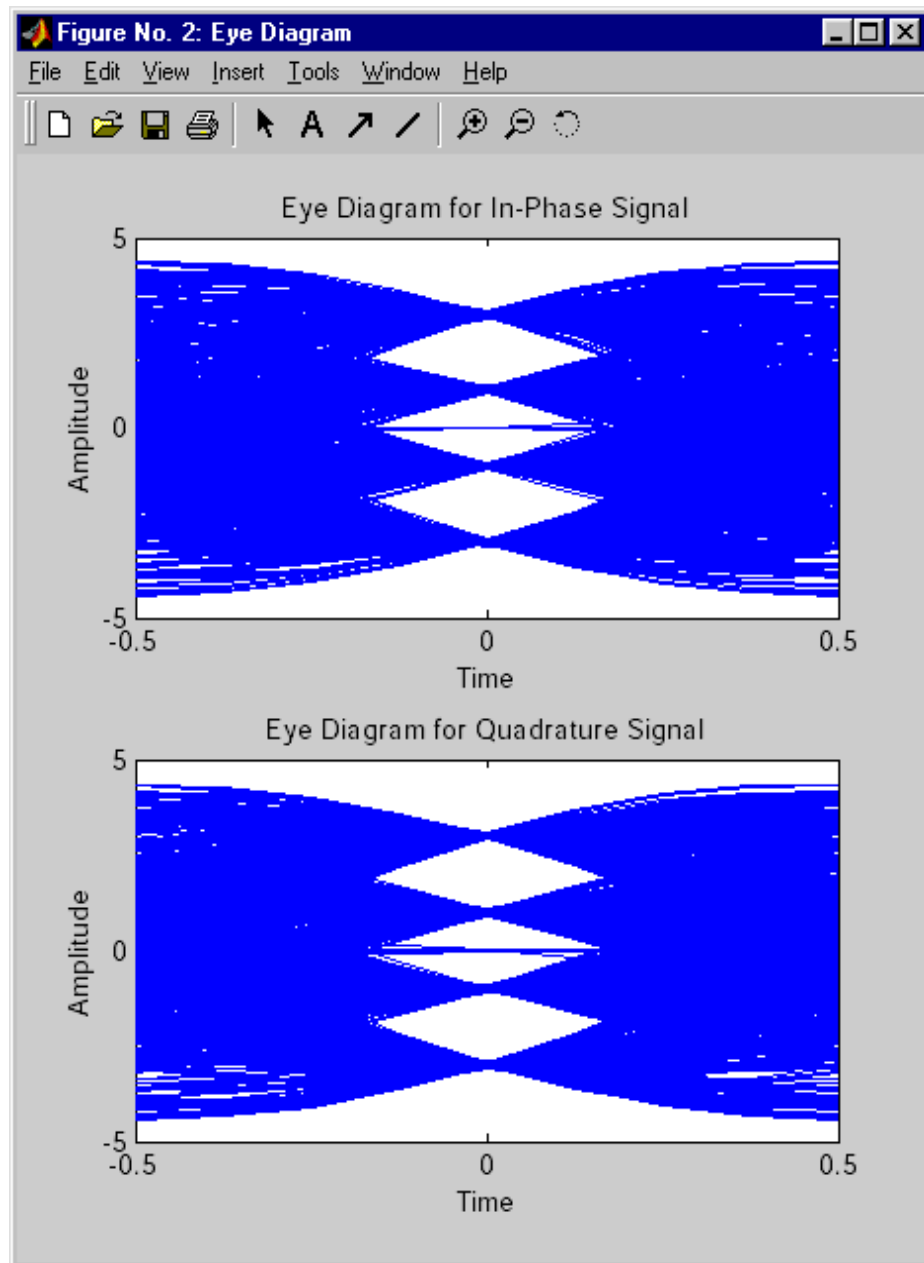


Рисунок 1.13 - Діаграма розсіювання

Тепер реалізуємо власне демодуляцію сигналу `s_qask16s`:

```
% Розрахунок фільтра;
```

```
b = rcosine (Fd, Fs, 'sqrt');
```

```
% Аналоговому демодуляції;
```

```
y = ademod (s_qask16s, Fc, Fs, 'qam', b, 1);
```

```
% Дискретизації і пошук найближчих точок сузір'я;
```

```
z = demodmap (y, Fd, Fs, 'qask / arb', map_i, map_q);
```

```
% Видаляють зайві символи на початку і в кінці сигналу;
```

```

z (1:5) = [];
z (end) = [];
% Порівняння переданих та прийнятих символів;
symerr (x, z);
ans =0;

```

Сигнал і в цьому випадку прийнятий без помилок.

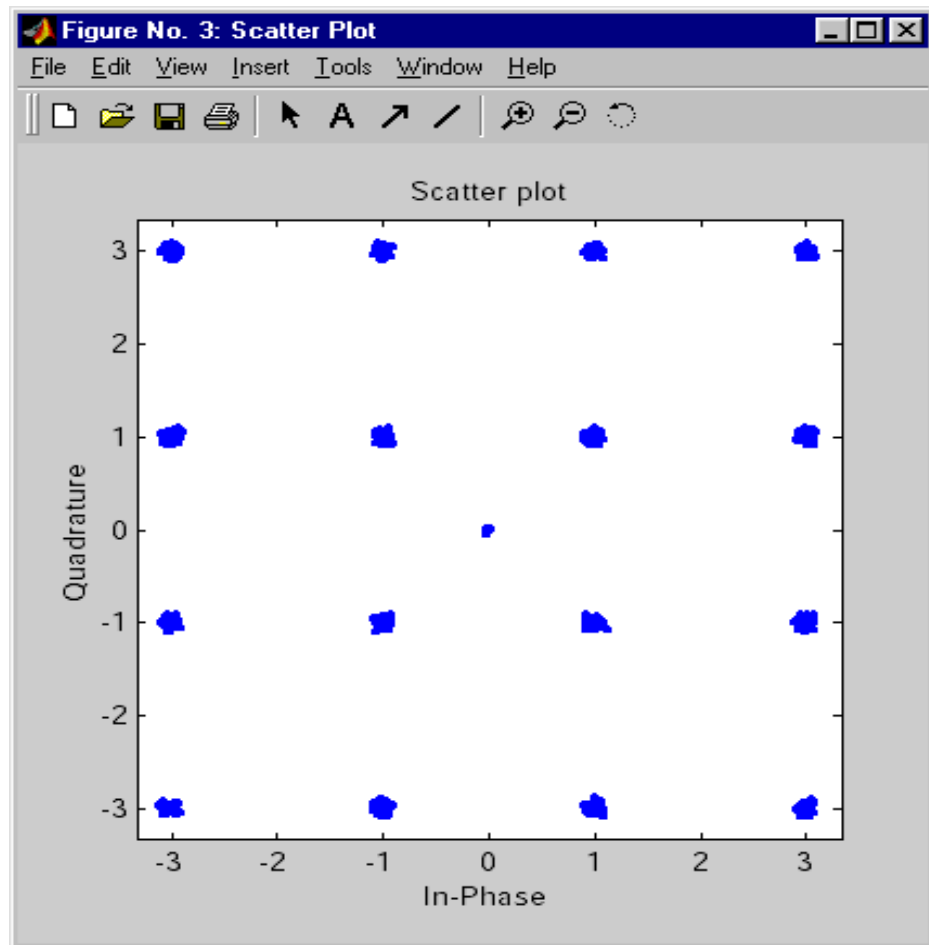


Рисунок 1.14 - Розкид точок

При проходженні сигналу через канал зв'язку, що володіє частотною дисперсією, тобто вносить різну групову затримку на різних частотах, символи виявляються "розмазали" у часі і "наповзають" один на одного. У цьому випадку усунути міжсимвольні інтерференцію повністю не вдається. Щоб мінімізувати її, використовують адаптивні фільтри, параметри яких автоматично підлаштовуються під характеристики оброблюваного сигналу. В

останню версію пакету Filter Design додані декілька функцій, що реалізують ряд поширених алгоритмів адаптивної фільтрації. Крім того, блоки, що реалізують ці ж адаптивні алгоритми, є в наборі блоків Communications Blockset, призначеному для моделювання систем зв'язку за допомогою Simulink.

1.3 Висновки та постановка задачі

Проаналізовано існуючі стандарти наземного цифрового телебачення та технології модуляції в цифрових системах передачі. Встановлено, що існуючі демодулятори мають недоліки - низьку завадостійкість.

Таким чином в дипломній роботі необхідно вирішити наступні завдання:

- розробити демодулятор QAM-сигналів наземного цифрового телебачення;
- оцінити ефективність розробленого демодулятора.

РОЗДІЛ 2. СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

2.1 Проектування демодулятора QAM-сигналів наземного цифрового телебачення

Відомий демодулятор сигналів шістнадцятипозиційної квадратурної амплітудної маніпуляції [3], який містить два фазових детектора, один вирішальний пристрій, один чотирьохпозиційний модулятор, два віднімателя, один фільтр, один генератор, керований напругою, два перемикача і два обмежувача.

Недоліком даного пристрою є наявність маніпуляційної складової в ланцюзі управління частотою генератора, керованого напругою, що викликає додаткову дисперсію фази опорного колювання і знижує реальну завадостійкість прийому. Завадостійкість - здатність пристроїв прийому виконувати свої функції з необхідною якістю в умовах впливу перешкод. Розрізняють реальну і потенційну завадостійкість. Реальна завадостійкість - це завадостійкість з урахуванням роботи реального приймача, який може бути і неоптимальним. Потенційна завадостійкість - гранично допустима перешкодостійкість, яка забезпечується ідеальним приймачем. На відміну від реальної завадостійкості при потенційній завадостійкості оцінюється вплив перешкод при оптимальному способі прийому для даного методу передачі. При одних і тих же умовах прийому підвищення потенційної завадостійкості приймача спричиняє підвищення його реальної завадостійкості.

Відомий також демодулятор сигналів шістнадцятипозиційної квадратурної амплітудної маніпуляції, що містить перший і другий атенюатори, вирішальний блок, перший, другий, третій, четвертий, п'ятий і шостий суматори, перший і другий перемножувачі перший і другий фільтри нижніх частот, перший, другий і третій перемножувачі, перший і другий квантователі, петлевий фільтр, керований генератор і фазообертач. Другі входи фазових детекторів з'єднані з входом демодулятора, а їх виходи через послідовно з'єднані перший фільтр нижніх частот, перший перемножувач,

другий фільтр нижніх частот і другий перемножувач підключені до першого і другого входів першого суматора відповідно. Входи першого і другого квантователя з'єднані з виходами першого і другого фільтрів нижніх частот відповідно. Петлевої фільтр з'єднаний через керований генератор з першим входом першого фазового детектора безпосередньо, а з першим входом другого фазового детектора - через фазообертач. Входи вирішального блоку з'єднані з виходами першого і другого квантувача, а виходи вирішального блоку є виходами демодулятора. Крім того, виходи першого і другого квантувача з'єднані з першими входами другого і третього суматорів відповідно. Другі виходи першого і другого квантувача через перший і другий атенюатори з'єднані відповідно з другими входами другого і третього суматорів, виходи яких з'єднані з другими входами другого і першого перемножувача відповідно. Перші виходи першого і другого квантувача з'єднані з першим і другим входами четвертого суматора відповідно. Виходи першого і другого атенюаторів з'єднані відповідно з першим і другим входами п'ятого суматора. Вихід п'ятого суматора з'єднаний з входом третього перемножувача, другий вхід якого з'єднаний з виходом четвертого суматора. Вихід третього перемножувача з'єднаний з першим входом шостого суматора, другий вхід якого з'єднаний з виходом першого суматора, а вихід - з входом петлевого фільтра. Перший вхід першого суматора і другі входи другого, третього і четвертого суматорів є інверсними. Недоліком даного пристрою є відносно низька завадостійкість через можливі зміни амплітуд синфазної і квадратурної складових сигналу, що обумовлено відсутністю можливості адаптації параметрів сигналу при впливі дестабілізуючих факторів (наприклад, завмирань сигналу).

Найбільш близьким по технічній сутності і виконуваних функцій аналогом до розроблювального демодулятора є демодулятор багатопозиційних сигналів [4], що містить блок виділення несучого коливання, перший, другий і третій перемножувачі, перший, другий і третій фільтри нижніх частот, перший і другий діодні мости, перший і другий суматори, фазообертач і блок прийняття рішення, перший, другий, третій і четвертий виходи якого є відповідними

виходами демодулятора. Інформаційний вхід блоку виділення несучого коливання є входом демодулятора і підключений до другого входів першого і другого перемножувача. Перший, другий, третій і четвертий керуючі входи блоку виділення несучого коливання підключені відповідно до першого, другого, третього і четвертого входів блоку прийняття рішень, а опорний вхід блоку виділення несучого коливання підключений до виходу фазообертача і першому входу другого перемножувача. Вихід блоку виділення несучого коливання підключений до входу фазообертача, першого входу першого перемножувача і до першого і другого входів третього перемножувача, вихід якого підключений до входу третього фільтра нижніх частот, вихід якого підключений до першого входів першого і другого суматорів. Другі входи першого і другого суматорів підключені відповідно до виходів першого і другого діодних мостів, а виходи першого і другого суматорів підключені відповідно до третього і четвертого входів блоку прийняття рішення. Входи першого і другого діодних мостів підключені до виходів відповідно першого і другого фільтрів нижніх частот, входи яких підключені відповідно до виходів першого і другого перемножувача. При такій сукупності описаних елементів і зв'язків досягається деяке підвищення завадостійкості через можливі зміни амплітуд синфазної і квадратурної складових сигналу, що обумовлено можливістю адаптації параметрів сигналу при впливі дестабілізуючих факторів (наприклад, завмирань сигналу).

Однак цей пристрій має недолік, пов'язаний з відносно невисокою реальною завадостійкістю, викликанією реалізацією детектування групового сигналу відповідно до критерію оптимальності мінімум ймовірності помилки на груповий символ. Таке детектування не є оптимальним в випадку мінімізації ймовірної помилки на кожен біт групового символу, наприклад, при багатокористувальницькому детектуванні.

Метою розроблювального демодулятора є підвищення реальної завадостійкості детектування багатопозиційних сигналів з QAM-16 на основі

реалізації критерію оптимальності мінімум ймовірності помилки на кожен біт групового символу.

Поставлена мета досягається тим, що у відомому демодуляторі багатопозиційних сигналів QAM-16, що містить блок виділення несучого коливання (БВНК), перший, другий і третій перемножувача, перший, другий і третій фільтри нижніх частот, перший і другий діодні мости, перший і другий суматори, фазообертач і блок прийняття рішення, перший, другий, третій і четвертий виходи якого є відповідними виходами демодулятора. Інформаційний вхід БВНК є входом демодулятора і підключений до другого входів першого і другого перемножувача. Перший, другий, третій і четвертий керуючі входи БВНК підключені відповідно до першого, другого, третього і четвертого входів блоку прийняття рішень, а опорний вхід БВНК підключений до виходу фазообертача і першого входу другого перемножувача. Вихід БВНК підключений до входу фазообертача, першого входу першого перемножувача і до першого і другого входів третього перемножувача, вихід якого підключений до входу третього фільтра нижніх частот. Другі входи першого і другого суматорів підключені до виходів відповідно першого і другого діодних мостів, а виходи першого і другого суматорів підключені відповідно до третього і четвертого входів блоку прийняття рішення. Входи першого і другого діодних мостів підключені до виходів першого і другого фільтрів нижніх частот, входи яких підключені до виходів першого і другого перемножувача. Додатково введено обчислювач компенсуючої напруги (ОКН), вхід якого підключений до виходу третього фільтра нижніх частот, а вихід ОКН підключений до першого входів першого і другого суматорів.

Перерахована сукупність істотних ознак забезпечує підвищення реальної завадостійкості за рахунок реалізації детектування переданих двійкових інформаційних параметрів надходить на вхід сигналу відповідно до критерію оптимальності мінімум ймовірності помилки на кожен біт групового символу.

Розроблений демодулятор багатопозиційних сигналів, показаний на рисунку 2.1.

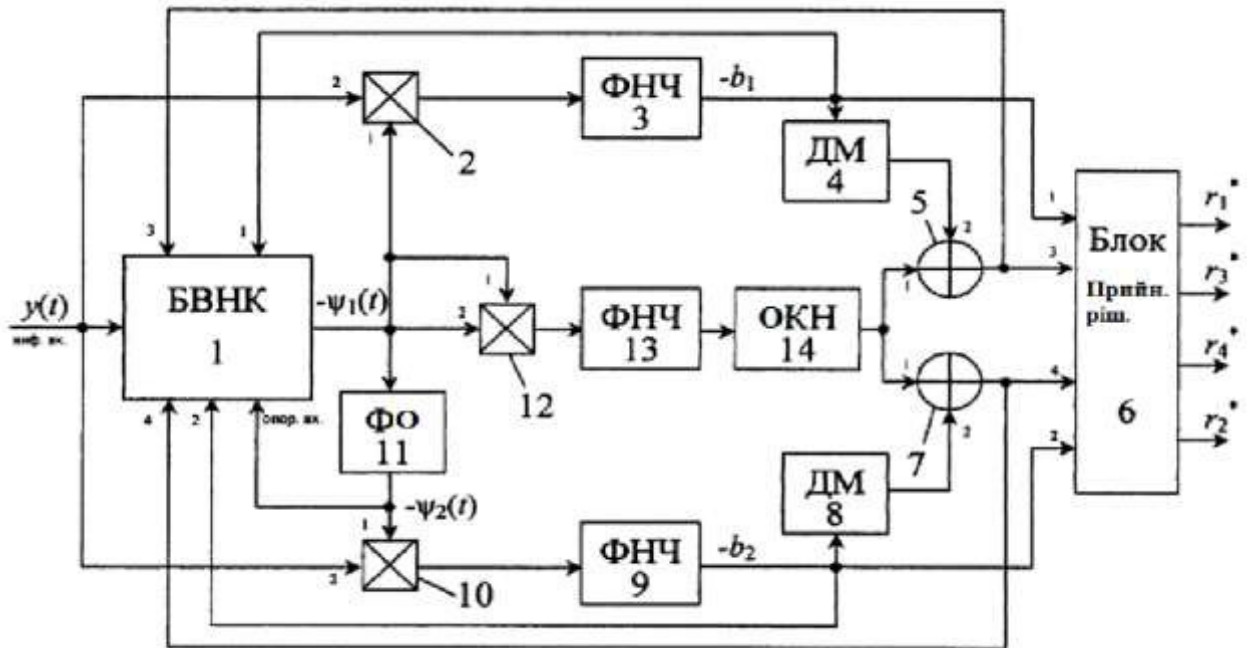


Рисунок 2.1 - Функціональна схема демодулятора багатопозиційних сигналів

На рисунку 2.1 такі позначення:

- 1 - блок виділення несучого коливання;
- 2 - перший множник;
- 3 - перший фільтр нижніх частот;
- 4 - перший діодний міст;
- 5 - перший суматор;
- 6 - блок прийняття рішення;
- 7 - другий суматор;
- 8 - другий діодний міст;
- 9 - другий фільтр нижніх частот;
- 10 - другий перемножувач;
- 11 - фазообертач;
- 12 - третій перемножувач;
- 13 - третій фільтр нижніх частот;
- 14 - обчислювач компенсуючої напруги.

Демодулятор (рисунок 2.1) містить БВНК , перший , другий і третій перемножувача, перший , другий і третій фільтри нижніх частот, перший і

другий діодні мости, перший і другий суматори, фазообертач, блок прийняття рішення і ОКН.

Інформаційний вхід БВНК 1 є входом демодулятора і підключений до другого входів першого 2 і другого 10 перемножувача. Перший, другий, третій і четвертий керуючі входи БВНК 1 підключені відповідно до першого, другого, третього і четвертого входів блоку прийняття рішень 6, а опорний вхід БВНК 1 підключений до виходу фазообертача 11 і першого входу другого перемножувача 10. Вихід БВНК 1 підключений до входу фазообертача 11, першого входу першого перемножувача 2 і до першого і другого входів третього перемножувача 12, вихід якого підключений до входу третього фільтра нижніх частот 13.

Другі входи першого 5 і другого 7 сумматоров підключені до виходів відповідно першого 4 і другого 8 діодних мостів. Виходи першого і другого суматорів підключені відповідно до третього і четвертого входів блоку прийняття рішення 6. Перший, другий, третій і четвертий виходи блоку прийняття рішення 6 є відповідними виходами демодулятора. Входи перших 4 і другий 8 діодних мостів підключені до виходів відповідно першого 3 і другого 9 фільтрів нижніх частот, входи яких підключені відповідно до виходів першого 2 і другого 10 перемножувача. Вхід ВКН 14 підключений до виходу третього фільтра нижніх частот 13, а вихід ВКН 14 підключений до першого входів перший 5 і другого 7 суматорів.

БВНК 1 призначений для виділення інверсного коливання синфазної складової групового сигналу з суміші групового сигналу і шуму адаптивно до зміни супутніх параметрів вхідного сигналу. БВНК може бути реалізований різним чином, зокрема за схемою, показаною на рисунку 2.2. Перемножувачі 2, 10 і 12, що входять до демодулятор, ідентичні, призначені для формування і демодуляції складних сигналів. Можуть бути використані аналоговий перемножувач марки 526 ПС1 і інші. Фільтри нижніх частот 3, 9 і 13 призначені для інтегрування довільно змінюється напруги на інтервалі тривалості символів поділених сигналів. Блок прийняття рішення 6 призначений для прийняття

рішення про прийнятих символах за правилом, описуваним функцією Хевісайда. Його схема відома, і, зокрема, блок прийняття рішення на основі компараторів, що формують сигнали на виході з логічними рівнями «1» або «0» залежно від наявності позитивного чи негативного напруги на вході.

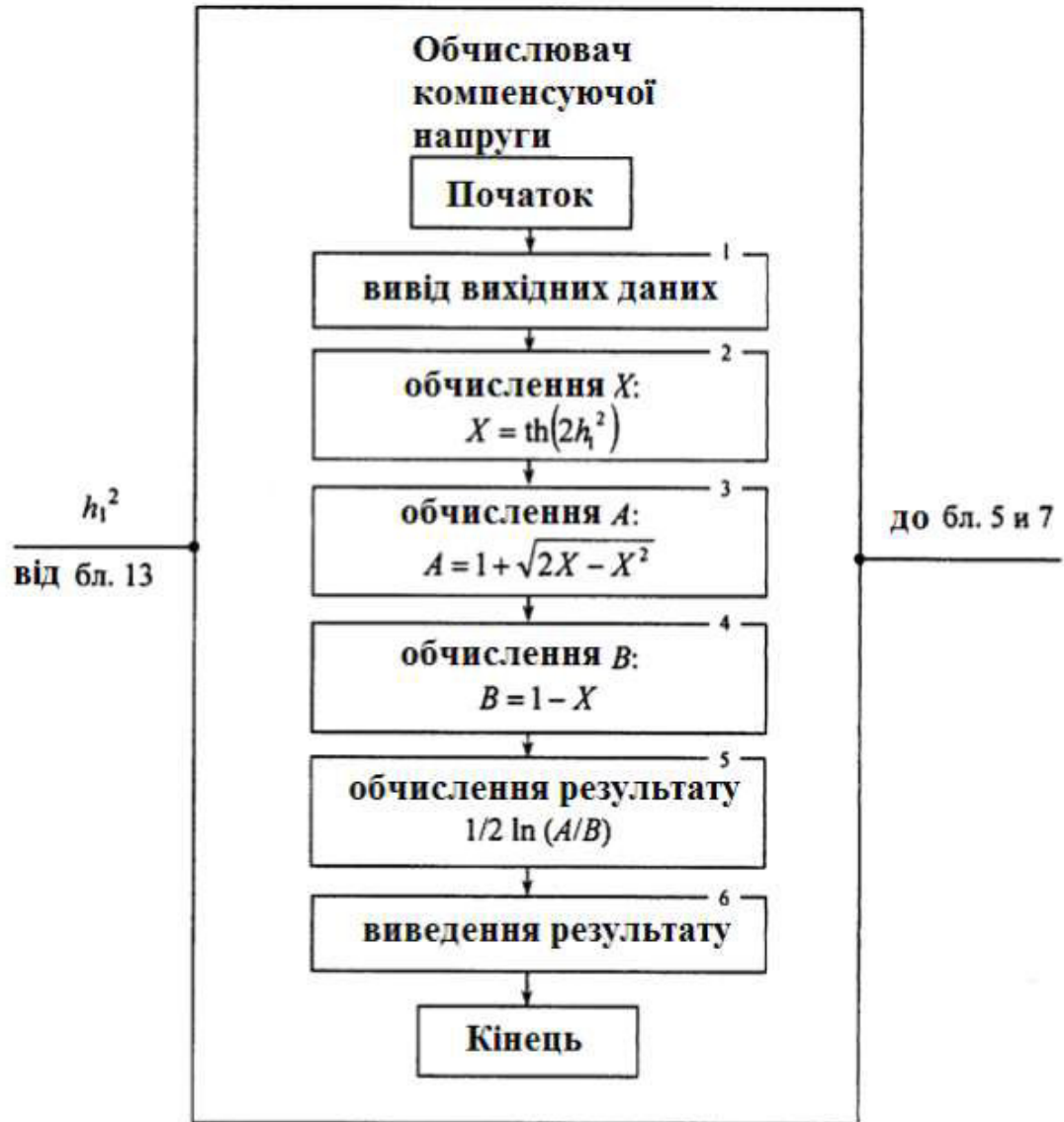


Рисунок 2.2 - Функціональна схема ОКН

Діодні мости 4 і 8 призначені для інвертування негативних рівнів напруги, суматори 5 і 7 призначені для формування на виході значень, відповідних різниці напруг, що подаються на другий і перший входи, відомі. ОКН 14 призначений для обчислення компенсуючої напруги g_{cp} , необхідного для детектування другого і четвертого бітів групового символу, що передається за допомогою сигнальної конструкції QAM-16. ОКН 14 функціонує відповідно

до алгоритму, наведеному на рисунку 2.2, і може бути реалізований на базі цифрового процесора TMS320C64xx.

Розроблений пристрій працює таким чином: на вхід демодулятора багатопозиційних сигналів надходить суміш групового сигналу QAM-16 і адитивного білого гаусовського шуму (АБГШ). Виділення першого і другого оціночних значень довічних інформаційних параметрів відповідає кореляційному прийому і відбувається шляхом детектування безпосередньо в блоці ухвалення рішень.

Виділення третього і четвертого оціночних значень довічних інформаційних параметрів здійснюється в два етапу. На першому етапі проводиться компенсація складової багатопозиційного сигналу, відповідна його першому і другому інформаційним параметрам. На другому етапі відповідно до кореляційним прийомом в блоці ухвалення рішення відбувається детектування третього і четвертого бітів. Адаптація до зміни параметрів сигналу при впливі дестабілізуючих факторів (наприклад, завмирань сигналу) забезпечується зворотними зв'язками з входів блоку прийняття рішення і виходу фазообертача.

Поступаюча на вхід демодулятора багатопозиційних сигналів (рисунок 2.1) суміш АБГШ і 16-позиційного сигналу з квадратурно-амплітудної маніпуляцією, закодованого маніпуляційним кодом (МК) Грея, має вигляд:

$$y(t) = s(r, t) + n(t), t \in [t_k, t_{k+1}), t_k = kT, k = 0, 1, 2, \dots, \quad (2.1)$$

де $s(r, t) = s_1(r_1, t) + s_3(r_1, r_3, t) + s_2(r_2, t) + s_4(r_2, r_4, t) + n(t)$ - груповий сигнал QAM-16

$$s_1(r_1, t) = (-1)^{r_1} \psi_1(t); \quad s_3(r_1, r_3, t) = \frac{1}{2} (-1)^{r_1+r_3} \psi_1(t); \quad s_2(r_2, t) = (-1)^{r_2} \psi_2(t); \quad (2.2)$$

$$s_4(r_2, r_4, t) = \frac{1}{2} (-1)^{r_2+r_4} \psi_2(t) \quad (2.3)$$

формула 2.3 – складові групового сигналу; $r = (r_1, r_2, r_3, r_4)$ - шістнадцятковий інформаційний параметр закодованого в МК Грея групового

сигналу QAM-16 (групового сигналу) на інтервалі $t \in (tk, tk + 1)$; r_i , $i = \{1, 2, 3, 4\}$ - двійкові інформаційні параметри (ІП) (біти, що передаються); $s1(r1, t)$, $s2(r2, t)$, $s3(r1, r3, t)$, $s4(r2, r4, t)$ - адитивні складові групового сигналу; $\psi_i(t)$, $i = \{1, 2\}$ - коливання синфазної і квадратурної складових групового сигналу; $n(t)$ - АБГШ;

T - період передачі сигналів QAM-16.

Виділення першого r_1 і другого r_2 оціночних значень двійкових ІП відбувається наступним чином.

Поступаюча на вхід суміш $y(t)$, що визначається формулою (2.1), подається одночасно на інформаційний вхід БВН 1 і другий входи першого 2 і другого 10 перемножувача, які в сукупності з першим 3 і другим 9 ФНЧ утворюють відповідно перший і другий корелятори.

У першому кореляторі відбувається згортка суміші $y(t)$ і інверсного коливання синфазної складової групового сигналу - $\psi_1(t)$, що надходить з виходу БВН 1. Аналогічним чином в другому кореляторі відбувається згортка суміші $y(t)$ і інверсного коливання квадратурної складової групового сигналу - $\psi_2(t)$, що надходить з виходу ФВ 11 і відрізняється $\psi_1(t)$ поворотом фази коливання на 90 градусів.

У результаті в кожен момент часу tk , $k = 1, 2, 3 \dots$ на виходах першого 3 і другий 9 ФНЧ формуються напруги, величини яких пропорційні значенням b_1 і b_2 :

$$b_i = - \int_{t_{k-1}}^{t_k} y(t) \psi_i(t) dt; \quad i = \{1, 2\}. \quad (2.4)$$

Дані напруги в кожен момент часу tk , $k = 1, 2, 3 \dots$ подаються на перший і другий входи блоку прийняття рішень (БПР) 6, де відповідно до формули (2.3):

$$r_i^* = \text{rect}(b_i); \quad \text{rect}(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}; \quad i = \{1, 2, 3, 4\} \quad (2.4)$$

приймається рішення про оціночних значеннях ІІ (бітах) r_1, r_2 .

Виділення оціночних значень третього r_3 і четвертого r_4 двійкових ІІ відбувається таким чином. Інверсне коливання синфазної складової групового сигналу $\psi_1(t)$ з виходу БВНК 1 подається на перший і другий входи третього перемножувача 12, який в сукупності з третім ФНЧ 13 утворює третій корелятор, на виході якого в кожен момент часу $t_k, k=1, 2, 3...$ утворюється рівень напруги h_1^2 , пропорційний величині.

$$E_1 = - \int_{t_{k-1}}^{t_k} \psi_1^2(t) dt. \quad (2.5)$$

У першому 5 та другому 7 суматорах даний рівень напруги віднімається з напруг $|b_i|, i=1,2$ (b_i визначаємо виразом (2.2) з інверсними негативними значеннями), що надходять з виходів першого 4 і другого 8 діодних мостів (ДМ). З виходу першого 5 і другого 7 суматорів результуючі рівні напруги надходять відповідно на третій і четвертий входи БПР 6, в якому відповідно до формули (2.3) приймаються рішення про інформаційні параметри (біт) r_3 і r_4 . ОКН, алгоритм функціонування якого представлений на рисунок 2.2, працює таким чином:

На вхід ОКН 14 з виходу третього фільтра нижніх частот 13 надходить сигнал з напругою h_1^2 , рівень якого пропорційний величині E_1 , яка визначається за формулою (2.4). Значення величини даного сигналу є вихідним значенням для алгоритму функціонування ОКН. Після введення вихідного значення h_1^2 в другому блоці блок-схеми алгоритму обчислення (рисунок 2.2), обчислюється величина X , чисельно рівна гіперболічному тангенсу величини h_1^2 . Після чого в третьому і четвертому блоках обчислюються чисельні значення A і B . У п'ятому блоці обчислюється чисельне значення, що дорівнює половині натурального логарифма відносини A до B . У шостому блоці здійснюється формування рівня напруги, що компенсує g_{sp} , пропорційного чисельним значенням, обчисленому в шостому блоці блок-схеми алгоритму обчислення, і подача його на вихід ОКН. Даний рівень напруги, що компенсує

g_{ep} є складовою багатопозиційного сигналу, що відповідає її перший r_1 і другий r_2 інформаційним параметрам.

Таким чином, при такій сукупності істотних ознак в розробленому пристрої за рахунок формування компенсуючої напруги g_{ep} проводиться детектування шістнадцятипозиційних сигналів квадратурної амплітудної маніпуляції відповідно до критерію оптимальності мінімум ймовірності помилки на кожен біт групового символу, що забезпечує підвищення реальної завадостійкості детектування багатопозиційних сигналів з шістнадцятипозиційної квадратурної амплітудної маніпуляцією .

2.2 Оцінка ефективності розробленого демодулятора QAM-сигналів наземного цифрового телебачення

Оцінка ефективності розробленого демодулятора QAM-сигналів наземного цифрового телебачення проводилася за допомогою стандартних і розроблених програм в середовищі Matlab.

Структура імітаційної моделі демодулятора QAM-сигналів наземного цифрового телебачення показана на рисунку 2.3.

На рисунку 2.4 показано залежності ймовірності символної помилки від відношення сигнал/шум для QAM-16 при різних зрушеннях тимчасових шкал передавача і приймача (з умовою повної компенсації затримки на поширення сигналу). Затримка в каналі носить випадковий характер з рівномірним розподілом.

На рисунку 2.4 показані графіки залежностей ймовірності символної помилки від відношення сигнал/шум при різних дисперсіях фазового шуму, розподіленого по нормальному закону. При цьому помилка зсуву шкал часу лежить в діапазоні $\pm\Delta T = T_s/4$.

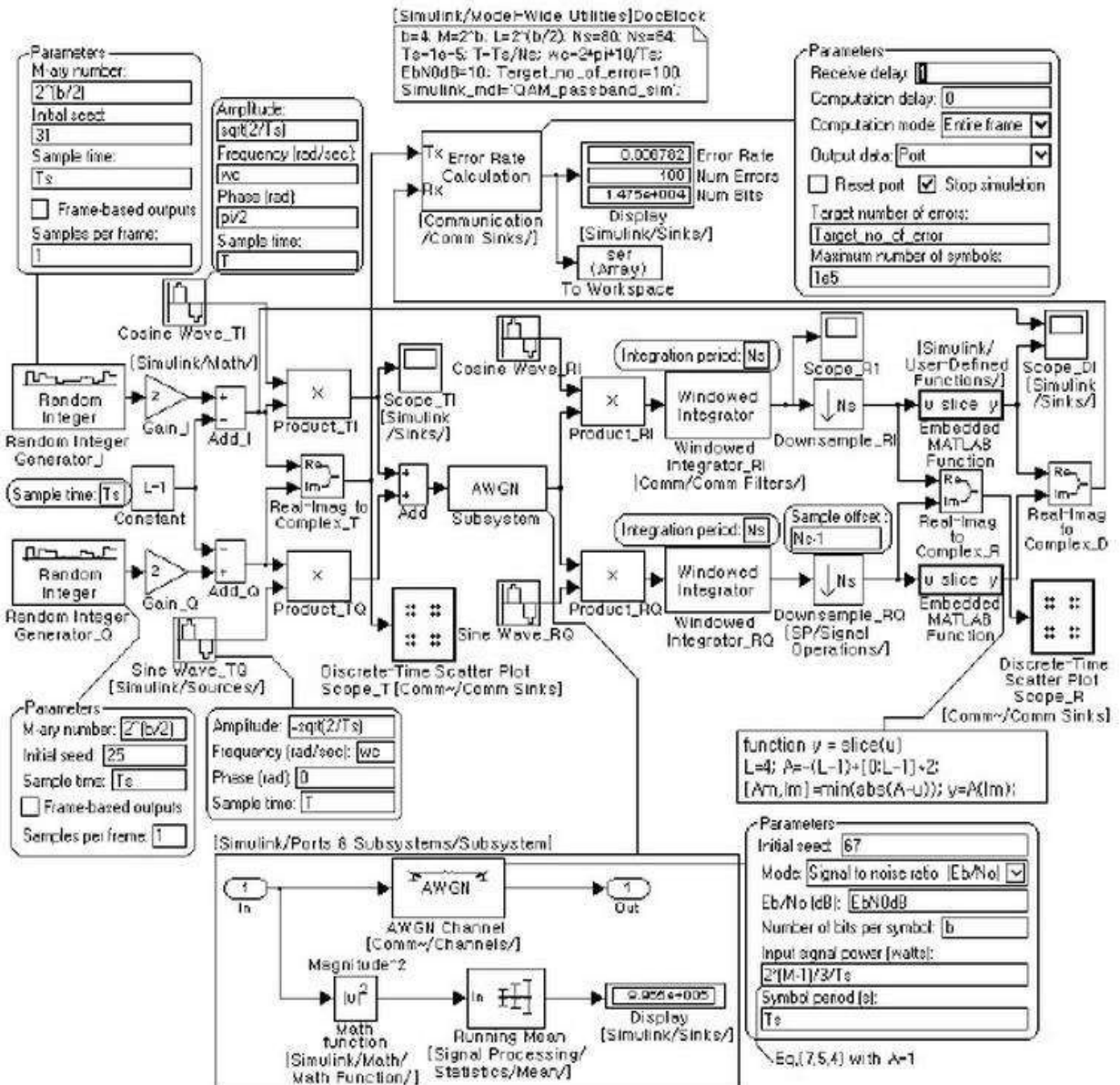


Рисунок 2.3 – Структура імітаційної моделі демодулятора QAM-сигналів

Як видно з рисунка 2.5, одночасна помилка синхронізації шкал часу і фазова помилка призводять до помітного погіршення роботи системи зв'язку. Тому в кожному конкретному випадку реалізації системи зв'язку необхідно враховувати всі помилки синхронізації одноразово і в разі необхідності застосовувати додаткові заходи для їх компенсації.

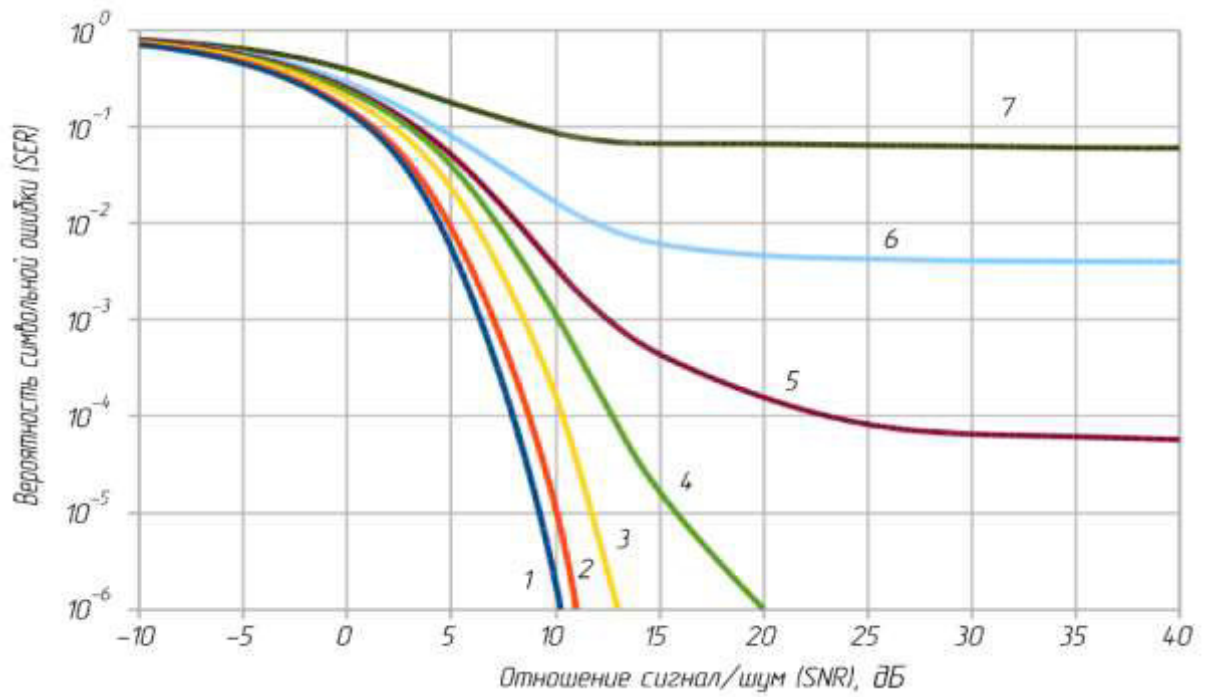


Рисунок 2.4 – Залежності ймовірності символьної помилки від відношення сигнал/шум для QAM-16

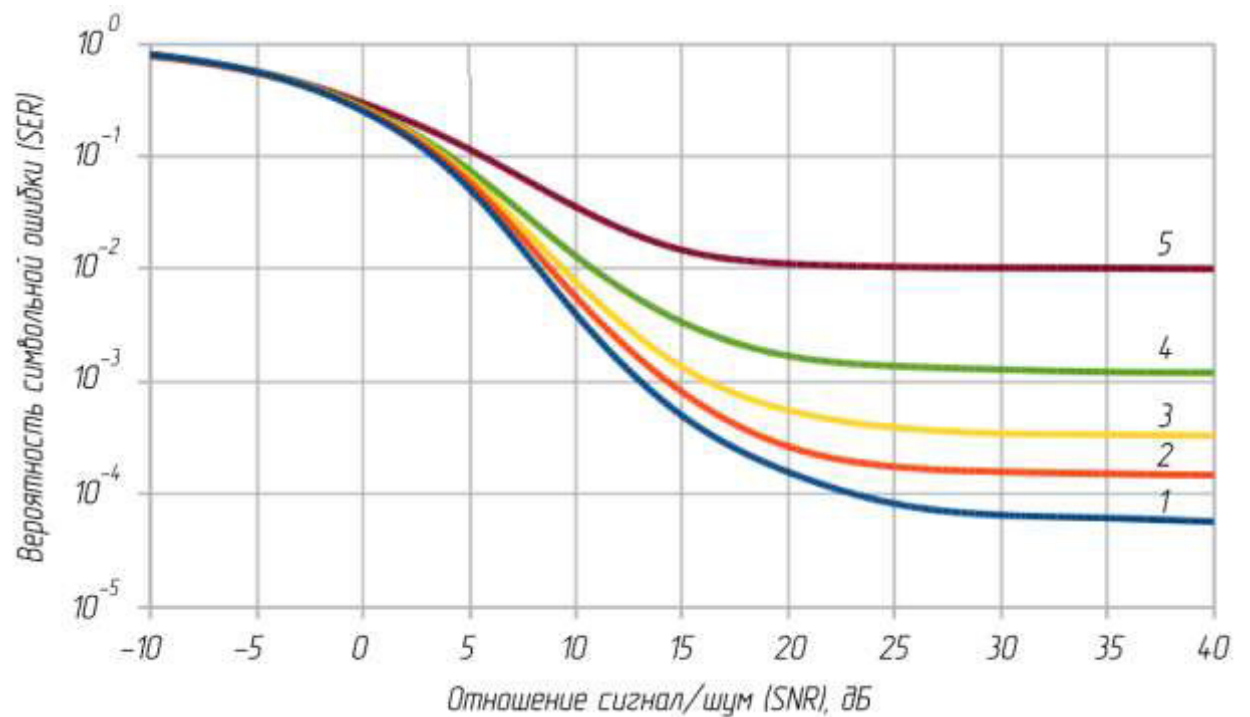


Рисунок 2.5 – Залежності ймовірності символьної помилки від відношення сигнал/шум при різних дисперсіях фазового шуму

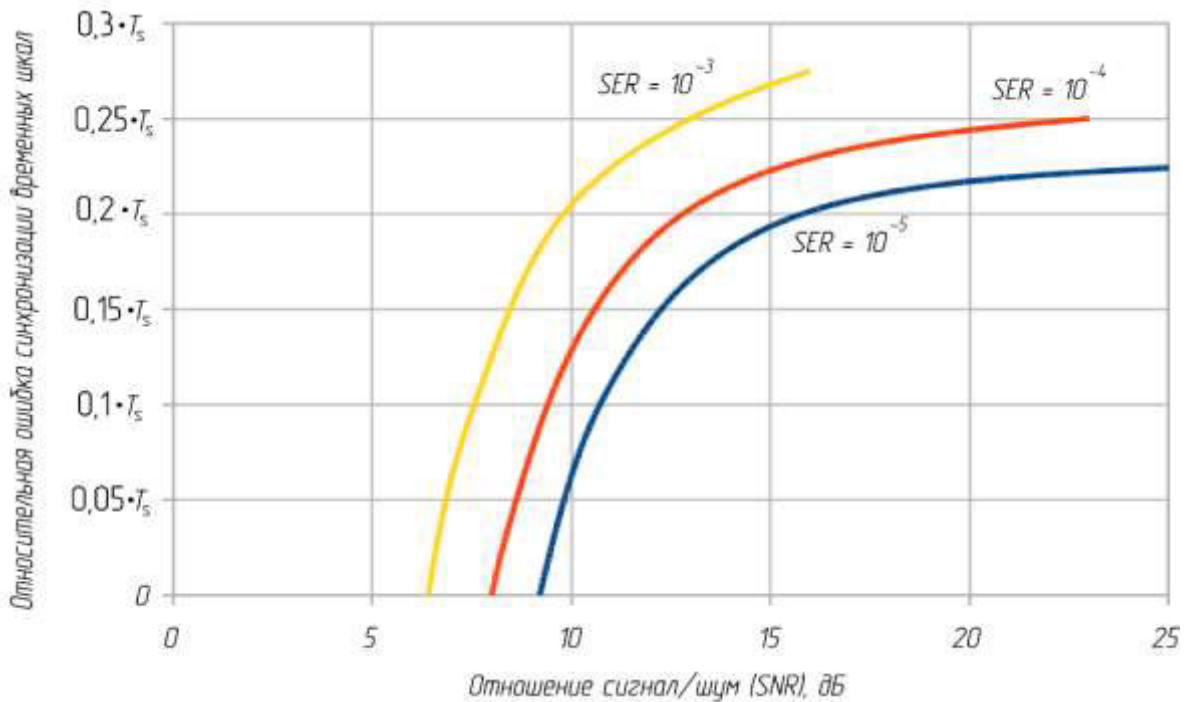


Рисунок 2.6 – Відношення сигнал/шум на вході приймача від відносній помилці синхронізації тимчасових шкал приймача і передавача

На рисунку 2.6 показано умови по необхідному відношенню сигнал/шум на вході приймача і відносній помилці синхронізації тимчасових шкал приймача і передавача для підтримки ймовірності символної помилки на заданому рівні (10^{-3} , 10^{-4} і 10^{-5} для модуляції QAM16).

2.3 Висновок

Розроблено демодулятор QAM-сигналів наземного цифрового телебачення, що підвищує завадостійкість детектування. Та оцінено його ефективність.

РОЗДІЛ 3. ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ

3.1 Визначення трудомісткості проектування демодулятора QAM-сигналів наземного цифрового телебачення

Трудомісткість проектування визначається тривалістю кожної робочої операції, починаючи з складання технічного завдання і закінчуючи оформленням документації (за умови роботи одного інженера-проектувальника):

$$t = tmз + tв + ta + tp + tз + tд, \text{ годин,} \quad (3.1)$$

де: $tmз$ – тривалість складання технічного завдання;

$tв$ – тривалість вивчення ТЗ, літературних джерел за темою тощо;

ta – тривалість аналізу існуючих демодуляторів та їх недоліків;

tp – тривалість розробки демодулятора багатопозиційних сигналів.

$tд$ – тривалість підготовки технічної документації на демодулятор.

$tз$ – тривалість аналізу завадостійкості існуючих систем та порівняння із розробленою;

Тривалість складання технічного завдання $t_{тз}$ на моделювання демодулятора QAM-сигналів наземного цифрового телебачення з допомогою технічної літератури, опрацювання матеріалу з науковим керівником роботи та виділення основних етапів роботи складає в середньому 3 дні, якщо працювати по 5 годин на день. Отже, $t_{тз} = 15$ год.

Тривалість вивчення технічного завдання $tв$, опрацювання довідкової літератури з урахуванням уточнення ТЗ, вивчення матеріалів для моделювання, опрацювання літератури по роботі в програмному середовищі MATLAB складає 5 днів, якщо працювати по 5 годин на день: $tв = 25$ год.

Тривалість аналізу існуючих демодуляторів та їх недоліків t_a із допомогою спеціальної літератури та порівняння моделей у програмному середовищі MATLAB складає 6 днів по 7 годин на день $t_a = 42$ год.

Розробка демодулятора багатопозиційних сигналів з допомогою спеціальної літератури та програмного забезпечення, для підвищення завадостійкості використовуючи отримані данні із аналізу існуючих демодуляторів, складає 7 днів по 9 годин на день $t_p = 63$ год.

Тривалість аналізу завадостійкості існуючих систем та порівняння із розробленою з допомогою спеціального програмного забезпечення складає 4 дні по 6 годин на день $t_3 = 24$ год.

Підготовка технічної документації на демодулятор. Використовуючи усі отриманні та розроблені данні готується технічна документація для використання демодулятора. Тривалість написання складає 4 дні по 5 годин на день $t_d = 20$ год.

Отже, загальна трудомісткість роботи приведена в результатах розрахунків по формулі (3.2):

$$t = t_{m3} + t_b + t_a + t_p + t_3 + t_d, = 15 + 25 + 42 + 63 + 24 + 20 = 189 \text{ (год)} \quad (3.2)$$

3.2 Розрахунок витрат на створення демодулятора

Витрати на проектування демодулятора QAM-сигналів наземного цифрового телебачення складаються з витрат середньогодинної заробітної плати інженера-проектувальника пристрою Z_{cp} , витрачену на трудомісткість t і визначаються за формулою (3.3):

$$K_{лр} = Z_{cp} \cdot t, \text{ грн.} \quad (3.3)$$

Середньогодинна заробітна плата інженера-проектувальника пристрою визначається за формулою (3.4):

$$Z_{cp} = \frac{O_k}{T_2}, \text{ грн./год,} \quad (3.4)$$

де O_k – оклад розробника пристрою за місяць роботи, грн;

T_2 – час роботи розробника за місяць, годин.

Оклад враховує заробітну плату інженера-проектувальника та відрахування на соціальне потреби. Тоді оклад за місяць роботи розраховується за формулою (3.5):

$$O_k = 3zn + \text{€CB}, \text{ грн}, \quad (3.5)$$

де $3zn$ – заробітна плата розробника за місяць роботи, грн.;

€CB – єдиний соціальний внесок, %.

Заробітна плата розробника складає 6125 гривень: $3zn = 6125$ грн. Єдиний соціальний внесок з усіма відрахуваннями: пенсійне страхування, страхування на випадок безробіття, соціальне страхування тощо, складає $\text{€CB} = 22\%$. Тоді розрахований оклад розробника приведений у формулі (3.6):

$$O_k = 3zn + \text{€CB} = 6125 + 22\% = 7472,50 \text{ (грн)} \quad (3.6)$$

Час роботи розробника за місяць розраховується по формулі (3.7):

$$T_2 = kd \cdot t_2, \text{ годин}, \quad (3.7)$$

де kd – кількість робочих днів за місяць роботи, днів; t_2 – час роботи в день, годин.

В середньому в місяць кількість робочих днів складає 22 дні: $kd = 22$, а час роботи в день – 8 год.: $t_2 = 8$ год.

Отже, час роботи розробника приведений у формулі (3.8):

$$T_2 = kd \cdot t_2 = 22 \cdot 8 = 176 \text{ (год)} \quad (3.8)$$

Середньогодинна заробітна плата розробника розрахована у формулі (3.9):

$$Z_{cp} = \frac{O_k}{T_2} = \frac{7472,50}{176} = 42,46 \text{ (грн/год)} \quad (3.9)$$

Отже, розрахунок витрат на розробку демодулятора QAM-сигналів наземного цифрового телебачення приведений у формулі (3.10):

$$K_{лр} = Z_{ср} \cdot t = 42,46 \cdot 189 = 8024,94 \text{ (грн)}. \quad (3.10)$$

3.3 Висновок

Трудомісткість розробки демодулятора QAM-сигналів наземного цифрового телебачення складає 189 годин. Витрати на дані розробки за рахунок заробітної плати розробника 8024,94 грн.

ВИСНОВКИ

В результаті аналізу стандартів наземного цифрового телебачення встановлено, що наразі в Україні актуальним є використання стандарту DVB-T2. В результаті аналізу технологій модуляції в цифрових системах передачі встановлено, що модуляція QAM-16 є найбільш завадостійкою.

Розроблено демодулятор QAM-сигналів наземного цифрового телебачення, який дозволяє підвищити завадостійкість прийому сигналу та оцінена його ефективність.

У економічному розділі розраховано витрати та визначено трудомісткість проектування демодулятора QAM-сигналів наземного цифрового телебачення. Трудомісткість розробки демодулятора QAM-сигналів наземного цифрового телебачення складає 189 годин. Витрати на дані розробки за рахунок заробітної плати розробника 8945,28 грн.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- 1 «Журнал Электроники» (Электрон. Ресурс) / Спосіб Доступу: URL: <http://www.telesputnik.ru/archive/157/article/92.html>
- 2 «Защита Информации» (Электрон. Ресурс) / Спосіб доступу: URL: <http://www.iz-news.ru/lect/03/>
- 3 патент RU №2013018, МПК5 Н04L 27/22, 1994 р.
- 4 патент RU №2246794, МПК7 Н04L 27/22, 2003 р.
- 5 патент RU № 2020767, МПК5 Н04L 27/22, 1994 р.
- 6 DVB-T2. Википедия. (Электрон. Ресурс) / Спосіб доступу: URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/DVB-T2>
- 7 Обладнання для DVB-T2 (Электрон. Ресурс) / Спосіб доступу: URL: <https://www.agsat.com.ua/efirnye-resivery/>
- 8 Выбор антенны для цифрового эфирного телевидения T2 (Электрон. Ресурс) / Спосіб доступу: URL: <https://www.agsat.com.ua/info/vybor-antenny-dlya-tsifrovogo-efirnogo-televideniya-t2/>
- 9 Стандарты цифрового телевидения, стандарты DVB-C/C2/T/T2/S/S2. (Электрон. Ресурс) / Спосіб доступу: URL: <http://www.energiy.com.ua/article7.html>
- 10 Стандарты цифрового телевидения DVB (Электрон. Ресурс) / Спосіб доступу: URL: <http://pk-help.com/network/dvb-t-and-dvb-c-and-dvb-s>
- 11 Что необходимо знать о цифровой приставке DVB-T2 (Электрон. Ресурс) / Спосіб доступу: URL: <https://ru.tsn.ua/ukrayina/chto-neobhodimo-znat-o-cifrovoy-pristavke-dvb-t2-652826.html>

ДОДАТОК А. Відомість матеріалів дипломної роботи

№	Формат	Найменування	Кількість листів	Примітка
1	A4	Реферат	3	
2	A4	Список умовних скорочень	1	
3	A4	Зміст	2	
4	A4	Вступ	1	
5	A4	1 Розділ	31	
6	A4	2 Розділ	14	
7	A4	3 Розділ	4	
8	A4	Висновки	1	
9	A4	Список літератури	1	
10	A4	Додаток А	1	
11	A4	Додаток Б	1	
12	A4	Додаток В	1	
13	A4	Додаток Г	1	

ДОДАТОК Б. Перелік документів на оптичному носії

- 1 Титульна сторінка.doc
 - 2 Завдання.doc
 - 3 Реферат.doc
 - 4 Список умовних скорочень.doc
 - 5 Зміст.doc
 - 6 Вступ.doc
 - 7 Розділ 1.doc
 - 8 Розділ 2.doc
 - 9 Розділ 3.doc
 - 10 Висновки.doc
 - 11 Перелік посилань.doc
 - 12 Додаток А.doc
 - 13 Додаток Б.doc
 - 14 Додаток В.doc
 - 15 Додаток Г.doc
- Презентація.pptx

ДОДАТОК В. Відгуки керівників розділів

Відгук керівника економічного розділу:

Керівник розділу

(підпис)

(ініціали, прізвище)

ДОДАТОК Г. ВІДГУК

на дипломну роботу бакалавра на тему:

Розробка демодулятора сигналів для цифрового телебачення стандартів DVB-T та DVB-T2,

студента групи ТКІт-15-1

Кириченка Сергія Юрійовича

Пояснювальна записка складається з титульного аркуша, завдання, реферату, списку умовних скорочень, змісту, вступу, трьох розділів, висновків, переліку посилань та додатків, розташованих на __ сторінках та містить __ рисунків, __ таблиць, __ джерел та __ додатка.

Об'єкт проектування – демодуляція сигналів наземного цифрового телебачення.

Мета дипломної роботи – підвищення завадостійкості детектування багатопозиційних QAM-сигналів.

У спеціальній частині детально розглянутий об'єкт проектування, розроблено демодулятор багатопозиційних сигналів і шляхом моделювання в програмному середовищі Matlab оцінена його ефективність. За результатами досліджень зроблено висновки щодо рішення поставленої задачі.

У економічному розділі розраховано витрати та визначено трудомісткість проектування демодулятора QAM-сигналів наземного цифрового телебачення.

Зміст та структура дипломної роботи дозволяють розкрити поставлену тему повністю.

Студент показав достатній рівень володіння теоретичними положеннями з обраної теми, показав здатність формувати власну точку зору (теоретичну позицію).

Робота оформлена та написана грамотною мовою. Містить необхідний ілюстрований матеріал. Автор добре знає проблему, уміє формулювати наукові та практичні завдання і знаходить адекватні засоби для їх вирішення.

В цілому дипломна робота задовольняє усім вимогам і може бути допущена до захисту, а його автор заслуговує на оцінку «_____».

Керівник дипломної роботи,
к.ф.-м.н., проф.

Гусєв О.Ю.

Керівник спеціальної частини,
ст. викладач

Мешков В.І.