

Міністерство освіти і науки України
Державний вищий навчальний заклад
«Національний гірничий університет»

Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
дипломної роботи

магістра
(ступінь підготовки)

галузь знань _____ *17 Електроніка та телекомунікації*
(шифр і назва галузі знань)

напря́м підготовки
(спеціальність) _____ *172 Телекомунікації та радіотехніка*
(код і назва напряму підготовки)

спеціаліза́ція
(освітня програма) _____ *Телекомунікаційні системи та мережі*
(код і назва спеціальності)

ступінь підготовки _____ *магістр*
(назва освітнього рівня)

кваліфіка́ція _____ *Інженер в галузі електроніки та телекомунікацій*
(код і назва кваліфікації)

на тему: _____ *Дослідження спотворень в приймально-передавальному тракті*
_____ *ОCDMA системи фіксованого зв'язку*

Виконавець: студент 6 курсу, групи 172М-16-1

_____ *Ісак Катерина Олександрівна*
(підпис) (прізвище ім'я по-батькові)

Керівники роботи	Прізвище, ініціали к.ф.-м.н., доц. Гусєв О. Ю.	Оцінка	Підпис
розділів:			
спеціальний	к.ф.-м.н., доц. Гусєв О. Ю.		
економічний	к.е.н., доц. Романюк Н. М.		
Рецензент			
Нормоконтроль	к.ф.-м.н., доц. Гусєв О. Ю.		

Дніпро
2018

Міністерство освіти і науки України
Державний вищий навчальний заклад
«Національний гірничий університет»

Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ЗАТВЕРДЖЕНО:

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

« _____ » _____ 20__ року

ЗАВДАННЯ
на виконання кваліфікаційної роботи магістра

напряму підготовки
(спеціальності)

172 Телекомунікації та радіотехніка

(код і назва спеціальності)

студенту

172м-16-1

(група)

Ісак Катерині Олександрівні

(прізвище ім'я по-батькові)

Тема дипломної роботи *Дослідження спотворень в
приймально-передавальному тракті ОСDMA системи фіксованого зв'язку*

1 ПІДСТАВИ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ РОБОТИ

Наказ ректора Державного ВНЗ «НГУ» від _____ № _____

2 МЕТА ТА ВИХІДНІ ДАНІ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ РОБІТ

Об'єкт досліджень *Orthogonal Code Division Multiple Access системи
фіксованого зв'язку*

Предмет досліджень *спотворення в приймально-передавальному тракті
Orthogonal Code Division Multiple Access системи фіксованого зв'язку*

Мета НДР *аналіз спотворень, що виникають у приймально-
передавальному тракті Orthogonal Code Division Multiple Access системи
фіксованого зв'язку з метою підвищення якості зв'язку*

Вихідні дані для проведення роботи *існуючі роботи присвячені дослідженням
спотворень*

3 ОЧІКУВАНІ НАУКОВІ РЕЗУЛЬТАТИ

Наукова новизна полягає у проведенні загального аналізу спотворень, що виникають в приймально-передавальному тракті OCDMA системи зв'язку, при аналізі враховані особливості побудови ортогональних CDMA систем зв'язку

Практична цінність полягає у розробці критеріїв вибора оптимальних параметрів приймально-передавального тракту, що підвищує спектральну ефективність системи, покращує її технічні та споживчі характеристики

4 ВИМОГИ ДО РЕЗУЛЬТАТІВ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Визначити математичний апарат, який без складних розрахункових затрат дозволить розрахувати якість зв'язку при заданих параметрах підсилювача потужності, а також обрати параметри приймально-передавального тракту та вид сигнально-кодової конструкції для забезпечення найкращої якості зв'язку

5 ЕТАПИ ВИКОНАННЯ РОБІТ

Найменування етапів робіт	Строки виконання робіт (початок-кінець)
Огляд джерел за темою та напрям досліджень	20.09.17-10.10.17
Методи досліджень	11.10.17-27.11.17
Результати досліджень	28.11.17-12.12.17
Виконання економічного розділу	13.12.17-28.12.17
Оформлення пояснювальної записки	29.12.17-10.01.18

6 РЕАЛІЗАЦІЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ТА ЕФЕКТИВНІСТЬ

Економічний ефект економія досягається завдяки одноразовим витратам на дослідження

Соціальний ефект застосування вдосконалених критеріїв якості зв'язку дозволяє покращити якість зв'язку між абонентами

7 ДОДАТКОВІ ВИМОГИ

Завдання видав _____
(підпис)

Гусєв О.Ю.
(прізвище, ініціали)

Завдання прийняв
до виконання _____
(підпис)

Ісак К.О.
(прізвище, ініціали)

Дата видачі завдання: 01.09.17р.

Термін подання дипломної роботи до ДЕК 16.01.18р.

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: стр., рис., табл., додатки, джерел.

Об'єкт дослідження: Orthogonal Code Division Multiple Access системи фіксованого зв'язку.

Предмет дослідження: спотворення в приймально-передавальному тракті Orthogonal Code Division Multiple Access системи фіксованого зв'язку.

Мета роботи: аналіз спотворень, що виникають у приймально-передавальному тракті Orthogonal Code Division Multiple Access системи фіксованого зв'язку з метою підвищення якості зв'язку.

У першому розділі дипломної роботи виконано аналіз загальної структури приймально-передавального тракту, розглянуті критерії якості зв'язку. Сформульовано постанову задачі.

У другому розділі проведено аналіз залежності відношення сигнал/перешкода. Розглянуті шляхи зниження впливу нелінійних спотворень на якість роботи системи. Виконано комп'ютерне імітаційне моделювання приймально-передавального тракту, яке підтверджує правильність отриманих результатів.

В економічному розділі виконано розрахунок сумарної трудомісткості дослідження спотворень та капітальні витрати.

Практичне значення роботи полягає у розробці критеріїв вибора оптимальних параметрів приймально-передавального тракту, що підвищує спектральну ефективність системи, покращує її технічні та споживчі характеристики. Як наслідок, знижується вартість трафіка кінцевого користувача.

ПРИЙМАЛЬНО - ПЕРЕДАВАЛЬНИЙ ТРАКТ, МОДУЛЯТОР, ДЕМОДУЛЯТОР, НЕЛІНІЙНІ СПОТВОРЕННЯ, ПІДСИЛЮВАЧ ПОТУЖНОСТІ, КОДЕР, ДЕКОДЕР, СПЕКТРАЛЬНА ЕФЕКТИВНІСТЬ, ВІДНОШЕННЯ СИГНАЛ/ПЕРЕШКОДА

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка: стр., рис., табл., приложения, источников.

Объект исследований: Orthogonal Code Division Multiple Access системы фиксированной связи.

Предмет исследования: искажения в приемо-передающем тракте Orthogonal Code Division Multiple Access системы фиксированной связи.

Цель работы: анализ искажений, возникающих в приемо-передающем тракте Orthogonal Code Division Multiple Access системы фиксированной связи с целью повышения качества связи.

В первой главе дипломной работы выполнен анализ общей структуры приемо-передающего тракта, рассмотрены критерии качества связи. Сформулировано постановление задачи.

Во второй главе проведен анализ зависимости отношения сигнал/помеха. Рассмотрены пути снижения влияния нелинейных искажений на качество работы системы. Выполнено компьютерное имитационное моделирование приемо-передающего тракта, которое подтверждает правильность полученных результатов.

В экономическом разделе выполнен расчет суммарной трудоемкости исследования искажений и капитальных затрат.

Практическое значение работы состоит в разработке критериев выбора оптимальных параметров приемо-передающего тракта, что повышает спектральную эффективность системы, улучшает ее технические и потребительские характеристики. Как следствие, снижается стоимость трафика конечного пользователя.

ПРИЕМО - ПЕРЕДАЮЩИЙ ТРАКТ, МОДУЛЯТОР, ДЕМОДУЛЯТОР,
НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ, УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ, КОДЕР,
ДЕКОДЕР, СПЕКТРАЛЬНАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ, ОТНОШЕНИЕ
СИГНАЛ/ ПОМЕХА

ABSTRACT

Explanatory note: page, figure, table, applications sources.

The object of research: Orthogonal Code Division Multiple Access fixed communication systems

The subject of research: distortions in the Orthogonal Code Division Multiple Access transceiver tract of the fixed communication system.

The aim of the work: to analyze the distortions occurring in the Orthogonal Code Division Multiple Access of the fixed communication system in order to improve the quality of communication.

In the first chapter of the thesis, an analysis of the overall structure of the transmit-receive path was made, and the criteria for the quality of communication were considered. The decision of the task is formulated.

In the second chapter, the dependence of the signal-to-noise ratio is analyzed. A computer simulation of the transmit-receive path was performed, which confirms the correctness of the results obtained.

In the economic section, the total laboriousness of the study of distortions and capital expenditures have been calculated.

The practical value of the work consists in the possibility of choosing the optimal parameters of the receiving-transmitting path, which increases the spectral efficiency of the system, improves its technical and consumer characteristics. As a consequence, the cost of end-user traffic is reduced.

RECEIVER - TRANSMITTER, MODULATOR, DEMODULATOR, NON-LINEAR DISTORTION, POWER AMPLIFIER, CODER, DECODER, SPECTRAL EFFICIENCY, RELATIONSHIP SIGNAL/INTERFERENCE

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АМ/АМ	–	амплітудна нелінійність
АМ/ФМ	–	амплітудно-фазова нелінійність
АСФ	–	аналоговий смуговий фільтр
БГШ	–	білий гауссівський шум
ДД	–	динамічний діапазон
КАМ	–	квадратурна амплітудна модуляція
ЛБХ	–	підсилювач на лампах біжучої хвилі
ЛС	–	лінійні спотворення
МСІ	–	міжсимвольна інтерференція
МШП	–	малошумний підсилювач
НВЧ	–	надвисока частота
НЛС	–	нелінійні спотворення
ОП	–	ортогональна послідовність
ПК, $\sqrt{ПК}$	–	фільтр типу піднятий косинус та корень квадратний з піднятого косинуса
ПП	–	підсилювач потужності
ПСС	–	пристрої стиснення сигналу
ППТ	–	приймально-передавальний тракт
СЕ	–	спектральна ефективність
СКК	–	сигнально-кодова конструкція
ФКАК	–	формував комплексного аналітичного коливання
ФМ-2	–	фазова модуляція

- ЦГКН – цифровий генератор, керований напругою
- IMD3 – рівень інтермодуляційних частот третього порядку
- CDMA – Code Division Multiple Access
- OCDMA – Orthogonal Code Division Multiple Access

ЗМІСТ

ВСТУП.....	12
РОЗДІЛ 1. СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ.....	15
1.1 Code Division Multiple Access	15
1.1.1 Канали CDMA	16
1.2 Структурна схема OCDMA системи зв'язку.	17
1.3 Критерії якості зв'язку, спектральна ефективність.....	19
1.4 Узагальнена система коливання, що формується в OCDMA	20
1.5 Модулятор-Демодулятор.....	22
1.5.1 Похибки, обумовлені проходженням з квадратури в квадратур	26
1.5.2 Шуми, що виникають при синхронній демодуляції при поділі квадратурних компонент	27
1.6 Пристрої синхронізації	28
1.7 НВЧ-передавач (приймач) з антеною	29
1.8 Моделі нелінійності ПП	31
1.8.1 Шматково-лінійна апроксимація.....	34
1.8.2 Дрібно-поліноміальні функції	35
1.8.3 Апроксимація рядом Тейлора.....	35
1.8.4 АМ/ФМ перетворення	38
1.9 Методи аналізу рівня нелінійних спотворень.....	42
1.9.1 Безпосередній аналіз.....	42
1.9.2 Метод перетворень.....	43
1.9.3 Метод на основі розширення ряду Фур'є.....	43
1.9.4 Розширення ряду Тейлора.....	44

1.9.5 Уявлення характеристики нелінійності рядом ортогональних поліномів	44
1.9.6 Уявлення характеристики рядом Вольтерра	45
1.10 Взаємозв'язок лінійних і нелінійних спотворень	46
1.11 Сигнально-кодова конструкція, використовувана в OCDMA системах	50
1.12 Постановка задачі	52
1.13 Висновки до першого розділу	53
РОЗДІЛ 2. СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА	54
2.1 Аналіз міжканальних перешкод	54
2.1.1 Кубічна нелінійність	55
2.1.2 АМ/ФМ перетворення	60
2.1.3 АМ/ФМ і кубічна нелінійність	63
2.2 Зниження впливу нелінійних спотворень на співвідношення сигнал/перешкода	65
2.3 Підвищення спектральної ефективності системи	79
2.4 Розрахунок рівня нелінійних спотворень	80
2.5 Закон розподілу амплітуди	85
2.6 Перевірка коректності вибору моделі	89
2.7 Комп'ютерне імітаційне моделювання	90
2.8 Вибір параметрів системи фіксованого зв'язку	95
2.9 Висновки до розділу 2	101
РОЗДІЛ 3. ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ	103
3.1 Визначення трудомісткості дослідження	103
3.2 Розрахунок капітальних витрат	104
3.3 Висновки до третього розділу	108
ВИСНОВКИ	109

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	111
ДОДАТОК А. Перелік документів на оптичному носії	117
ДОДАТОК Б. Відгук керівника економічного розділу	118
ДОДАТОК В. Відгук керівника дипломної роботи.....	119
ДОДАТОК Г. Рецензія.....	120

ВСТУП

Важко уявити життя людини без інформаційних технологій. Вони автоматизували майже всі сфери її діяльності. Людині важливо бути завжди на зв'язку, тому потреба в якісному телефонному зв'язку одна з найважливіших. Розвиток телефонного зв'язку дає великий поштовх для розвитку підприємств електронної промисловості.

Актуальність. Постійно зростаюча необхідність в передачі великих об'ємів даних породжує потребу в збільшенні швидкості доступу, зниженні спотворень в каналах передачі і, як результат, покращення якості послуг.

Технологія Orthogonal Code Division Multiple Access (OCDMA) має багато переваг.

У сотні разів менше значення вихідної потужності на відміну від інших, використовуваних в даний час стандартів - відмінна риса технології CDMA при розгляді двох важливих чинників: впливу на організм людини; тривалості роботи без підзарядки акумулятора. За рахунок оптимізованої передачі даних телефони витрачають заряд акумулятора повільніше.

У технології CDMA можливе забезпечення високої якості мови при одночасному зниженні випромінюваної потужності і рівні шумів. Результатом є постійна висока якість передачі мови і даних з мінімальною середньою вихідною потужністю.

Завдяки OCDMA користувач майже повністю захищений від різних шахрайських дій. Повністю усунуті сторонні шуми та можливість паралельних розмов.

Опубліковано багато робіт, в яких розглядається підвищення спектральної ефективності (SE) та перешкодозахищеності даних систем. Були розроблені різні моделі тракту, та розглянуті різні види перешкод та спотворень, що виникають в тракту. В результаті були обрані оптимальні, на думку авторів, параметри тракту. Але ці результати мають ряд недоліків, які заважають практичному їх застосуванню. Деякі автори використовували лише метод комп'ютерного моделювання, через що, результати мали лише

часний характер і не застосовуються в інших випадках. Інші автори опиралися на аналітичний метод аналізу, та в результаті мали завищену оцінку пропускну здатності приймально-передавального тракту (ППТ), або зовсім не доводили отримані дані до чіткої формули. Існує небагато робіт, в яких аналіз впливу параметрів нелінійного ППТ на якість зв'язку доведений до кінця.

Отже правильний вибір параметрів нелінійного ППТ OCDMA системи зв'язку – важлива і актуальна задача, вирішення якої дозволить повисити спектральну ефективність системи, покращити її технічні та споживчі характеристики. Все вищеперечислене дозволить знизити вартість трафіка кінцевого користувача.

Метою дипломної роботи є аналіз спотворень, що виникають у приймально-передавальному тракті OCDMA системи фіксованого зв'язку з метою підвищення якості зв'язку.

Основні завдання дослідження:

- 1) провести загальний аналіз ППТ та виділити фактори, що найбільше впливають на якість зв'язку;
- 2) на підставі результатів загального аналізу розробити математичну модель ППТ;
- 3) провести детальний аналіз апаратурних спотворень, що виникають в тракті, з метою отримання аналітичної залежності якості зв'язку від параметрів ППТ;
- 4) на основі отриманих аналітичних залежностей, розглянути шляхи зменшення впливу нелінійних спотворень (НЛС), підвищення якості зв'язку та спектральної ефективності системи;
- 5) перевірка достовірності отриманих результатів (комп'ютерне моделювання).

Для вирішення поставлених задач були використані математичний апарат диференціального та інтегрального обчислення. Для перевірки

отриманих результатів був використаний метод комп'ютерного імітаційного моделювання за допомогою середовища Matlab 6.0.

РОЗДІЛ 1

СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

1.1 Code Division Multiple Access

Code Division Multiple Access - множинний доступ з кодовим поділом. В CDMA системах кожен голосовий потік відзначений своїм унікальним кодом і передається на одному каналі одночасно з багатьма іншими кодованими голосовими потоками. Приймаюча сторона використовує той же код для виділення сигналу з шуму. Єдина відмінність між множинними голосовими потоками це унікальний код. Канал, як правило, дуже широкий і кожен голосовий потік займає цілком всю ширину діапазону. Ця система використовує набори каналів шириною 1.23 МГц. Голос кодується на швидкості 8.55 кбіт /с, але визначення голосової активності і різні швидкості кодування можуть урізати потік даних до 1200 біт/с. У системах CDMA можуть встановлюватися дуже міцні і захищені з'єднання, незважаючи на екстремально низьку величину потужності сигналу, теоретично - сигнал може бути слабшим, ніж рівень шуму.

CDMA називають широкопasmовою системою, а сигнали в ефірі - шумоподібним. Широкопasmова - тому, що займає широку смугу частот. Шумоподібні сигнали - тому, що коли в ефірі на одній частоті, в один і той же час працюють кілька абонентів, сигнали накладаються один на одного. Перешкодостійка - тому, що при виникненні у широкій смугі частот (1,23 МГц) сигналу завади вузького діапазону (<150кГц), сигнал візьметься майже неспотворений. За рахунок завадостійкого кодування втрачені дані система відновить.

Система CDMA побудована за методом прямого розширення спектра частот на основі використання 64 видів послідовностей, сформованих за законом функцій Уолша.

1.1.1 Канали в CDMA

В системі CDMA є два види каналів: прямі та зворотні, які в свою чергу поділяються на види.

До прямих відносяться:

1 Пілотний канал - використовується рухомою станцією для початкової синхронізації з мережею і контролю за сигналами базової станції за часом, частоті і фазі.

2 Канал синхронізації - забезпечує ідентифікацію базової станції, рівень випромінювання пілотного сигналу, а також фазу псевдовипадкової послідовності базової станції. Після завершення зазначених етапів синхронізації починаються процеси встановлення з'єднання.

3 Канал виклику - використовується для виклику рухомої станції. Після прийому сигналу виклику рухома станція передає сигнал підтвердження на базову станцію, після чого по каналу виклику на рухома станцію передається інформація про встановлення з'єднання і призначення каналу зв'язку. Канал персонального виклику починає працювати після того, як рухома станція одержить усю системну інформацію (частота несучої, тактова частота, затримка сигналу по каналу синхронізації).

4 Канал прямого доступу - призначений для передачі мовних повідомлень і даних, а так само керуючої інформації з базової станції на рухома.

Зворотні канали в CDMA поділяються на:

1 Канал доступу - забезпечує зв'язок рухомої станції з базовою станцією, коли рухома станція ще не використовує канал трафіку. Канал доступу використовується для встановлення викликів і відповідей на повідомлення, що передані по каналу виклику, команди і запити на реєстрацію в мережі. Канали доступу об'єднуються каналами виклику.

2 Канал зворотного трафіку - забезпечує передачу мовних повідомлень і керуючої інформації з рухомої станції на базову станцію.

Кожному логічному каналу призначається свій код Уолша. Всього в одному фізичному каналі логічних каналів може бути 64, тому що послідовностей Уолша, яким у відповідність ставляться логічні канали, всього 64, кожна з яких має довжину по 64 біта. З усіх 64 каналів на 1-й канал призначається перший код Уолша (W_0), якому відповідає би "Пілотний канал", на наступний канал призначається тридцять другий код Уолша (W_{32}), наступним 7-ми каналам так само призначаються свої коди Уолша ($W_1, W_2, W_3, W_4, W_5, W_6, W_7$), яким відповідають канали виклику, і 55 каналів, що залишилися, призначені для передачі даних по "Каналу прямого трафіку". При зміні знака біта інформаційного повідомлення фаза використовуваної послідовності Уолша змінюється на 180 градусів. Так як ці послідовності взаємно ортогональні, то взаємні перешкоди між каналами передачі однієї базової станції відсутні. Перешкоди по каналах передачі базової станції створюють лише сусідні базові станції, які працюють в тій же смузі радіочастот .

1.2 Структурна схема OCDMA системи зв'язку

OCDMA система зв'язку, як і будь-яка система зв'язку, складається з джерела інформації, каналу передачі даних і одержувача інформації. В OCDMA системі в каналі передачі даних передається і приймається складний груповий сигнал, тому більш правильна назва каналу передачі даних - приймально-передавальний тракт.

ППТ - це сукупність технічних засобів, що забезпечують незалежну передачу сигналів від передавача до приймача по лінії зв'язку (парі проводів, кабелю, хвилеходу, області вільного простору). Для OCDMA системи передачі даних весь ППТ можна представити в наступному вигляді (рис. 1.1).

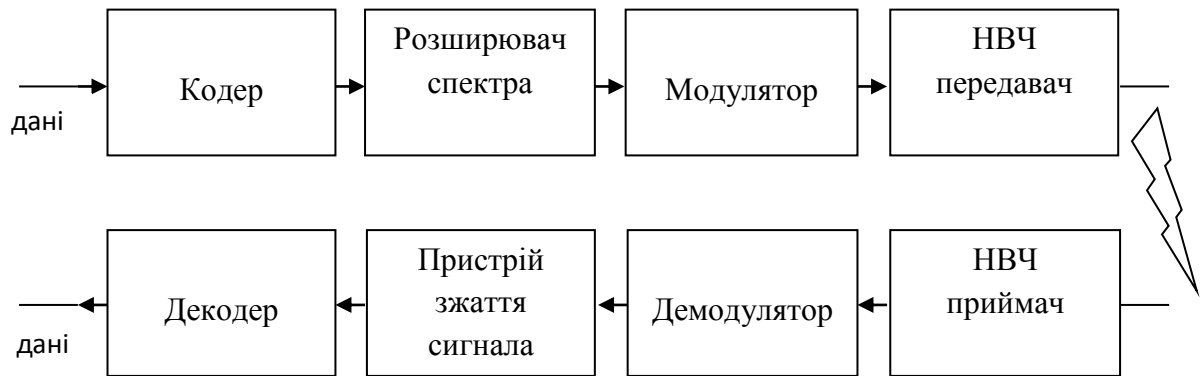


Рисунок 1.1 – Загальна структурна схема OCDMA системи зв'язку

У представленій на рис. 1.1 схемі кодер (декодер) виконує завдання кодування (декодування) переданої інформації, коли в передаваний сигнал вводиться надлишкова інформація, яка дозволяє на приймальному кінці з більшою вірогідністю винести рішення про передані дані.

У розширювачі спектра і пристрої стиснення сигналу (ПСС) відбувається відповідно накладення на передану інформацію ортогональних послідовностей (ОП) і кореляційна обробка прийнятого сигналу. Дані операції здійснюються в основному в цифровому вигляді і не вносять додаткових спотворень в сигнал.

У модуляторі формується радіосигнал відповідно переданій інформації і використаній схемі модуляції. Демодулятор відповідно вилучає інформацію з прийнятого радіосигналу. При цьому в модуляторі і демодуляторі може відбуватися додаткова обробка сигналу для усунення перешкод, які виникають при поширенні сигналу в лінії передачі даних (багатопроменевість, завмирання, дисперсія), [1].

НВЧ передавач і НВЧ приймач відповідають за перенесення сформованого радіосигналу на робочу частоту (від часток до десятків гігагерц) і назад, а також за посилення сигналу. На сьогоднішній день існують так звані системи з прямим перенесенням спектру. В цих радіосистемах НВЧ передавач і модулятор (НВЧ приймач і демодулятор) реалізуються одним пристроєм. Результати цієї роботи можуть в рівній мірі

бути застосовані як для систем з прямим перенесенням, так і для систем, де модулятор і демодулятор являють собою окремі блоки.

Будь-яка система передачі інформації також включає в себе пристрої тимчасової і фазової синхронізації. Кожна з частин ППТ вносить свої типові спотворення в сигнал. Рівень і властивості даних спотворень залежать від конкретної реалізації розглянутих частин ППТ. Існують методи, що дозволяють мінімізувати рівень спотворень, що виникають в ППТ.

1.3. Критерії якості зв'язку, спектральна ефективність

Основним критерієм якості зв'язку в сучасних цифрових системах зв'язку вважається відносна кількість помилково прийнятих біт (BER), [2]. Оптимальне значення для більшості систем є $BER < 10^{-6}$. Для фіксованої сигнально-кової конструкції (СКК) при великому часі вимірювання, базі $L \gg 1$ і відомих характеристиках перешкодостійкого коду BER однозначно пов'язаний з відношенням сигнал/перешкода $\frac{S}{N}$ на вході декодера (вихід ПСС), [3], де S - середній квадрат сигнальної компоненти (переданого інформаційного символу), а N - дисперсія перешкодової компоненти. При модуляції виду ФМ-2 і відсутності завадостійкого кодування $BER = 10^{-6}$ досягається при $\frac{S}{N} \cong 13.5\text{дБ}$, для каналу з БГШ. Застосування завадостійкого кодування дозволяє досягти тих же показників якості при $\frac{S}{N} < 9\text{дБ}$.

Для обліку наявності перешкодостійкого кодування можна скористатися характеристикою конкретного застосовуваного в системі кодека, так як для більшості існуючих на сьогоднішній день кодів відомі залежності BER на виході декодера від $\frac{S}{N}$ на вході (для каналу з білим гауссівським шумом (БГШ)).

При базі $L \gg 1$ сигнал на вході декодера OCDMA системи підпорядковується гауссовському закону розподілу, [4], а ППТ може бути

розглянутий, як канал передачі даних з БГШ. Тому в подальшому в якості основного критерію якості зв'язку будемо використовувати відношення $\frac{S}{N}$ на виході ПСС. Знаючи це відношення, можна не тільки правильно розрахувати якість зв'язку, але і при заданих вимогах до *BER* правильно вибрати критерій прийняття рішення про передаваний символ і тип модуляції з метою досягнення максимально-допустимої пропускної здатності, яка визначається з формули Шеннона як

$$C = \Pi \cdot \ln \left(1 + \frac{S}{N} \right), \quad (1.1)$$

де C - гранична швидкість безпомилкової передачі інформації, яка вимірюється в біт/с; Π , $\Gamma\zeta$ - спектральна смуга, яку займає сигнал, [5].

Спектральна ефективність системи зв'язку ξ пов'язана з пропускною спроможністю системи як

$$\xi = c / \Pi \text{ біт} / \Gamma\zeta, \quad (1.1a)$$

де c - максимальна пропускна здатність системи.

Таким чином, з (1.1) і (1.1a) маємо, що максимально-можлива спектральна ефективність системи однозначно пов'язана з якістю зв'язку і дорівнює $\xi^{MAX} = \ln \left(1 + \frac{S}{N} \right)$, тому оптимізація параметрів ППТ з точки зору якості зв'язку, одночасно створює можливість підвищення спектральної ефективності системи, вибором відповідної СКК.

1.4 Узагальнена система коливання, що формується в OCDMA

OCDMA система може бути розглянута як система з квадратурною амплітудною модуляцією (КАМ). В цьому випадку передана інформація

перетворюється у відліки $I(k)$ і $Q(k)$ квадратурних компонент з частотою f_c . З цих відліків формується на частоті f_0 смугове коливання

$$x(t) = I(t) \cos 2\pi f_0 t + Q(t) \sin 2\pi f_0 t. \quad (1.2)$$

Більш детально сформоване коливання може бути представлене як

$$x(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) = A_1 b(t) \cos(\omega_0 t) + A_1 \tilde{b}(t) \sin(\omega_0 t), \quad (1.3)$$

де A_1 – амплітуда, що відповідає одному інформаційному каналу.

$$A(t) = A_1 \sqrt{b^2(t) + \tilde{b}^2(t)}, \quad \varphi(t) = -\arctg \frac{\tilde{b}(t)}{b(t)}, \quad (1.3a)$$

$$b(t) = \sum_{k=1}^K q_k b_k(t),$$

$$\tilde{b}(t) = \sum_{k=1}^K \tilde{q}_k \tilde{b}_k(t), \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad (1.3b)$$

де K - число одночасно працюючих інформаційних каналів, а q_k і $\tilde{q}_k \in \{1,1\}$, що передаються в кожному каналі, в синфазній і квадратурній компоненті, випадкові, незалежні двійкові символи, а $b(t)$ і $\tilde{b}(t)$ - коливання тривалістю T_s з ортогонального ансамблю.

Для передачі двійкових інформаційних символів кожного каналу можуть бути використані різні сигнально-кодові конструкції, що визначаються зв'язком між інформаційними символами і сигналами з ортогонального ансамблю в поєднанні з параметрами q_k , \tilde{q}_k . При цьому алгоритми функціонування механізмів формування сигналів і визначення інформаційних символів (детектування) будуть різні.

Наведені в даній роботі чисельні результати відносяться до випадка, коли кожному інформаційному каналу пропонується своя квадратура і свій сигнал з ансамблю, а передача інформації здійснюється шляхом зіставлення двійкових інформаційних символів параметрам q_k і \tilde{q}_k . Тобто інформаційному каналу відповідає сигнал з ФМ-2 модуляцією в одній з квадратур. Даний вид модуляції близький застосовуваним на сьогоднішній день способам модуляції в реально існуючих CDMA системах, [6]. Отримані для нього результати можна буде легко узагальнити на інші види квадратурної модуляції, шляхом введення додаткових вагових множників.

Тепер, після розгляду загальної структурної схеми OCDMA системи зв'язку, моделі формованого коливання і вибору основного критерію якості зв'язку, можна перейти безпосередньо до аналізу окремих складових системи, з точки зору їх впливу на відношення $\frac{S}{N}$ на виході ПСС.

1.5 Модулятор-Демодулятор

Модулятор OCDMA системи повинен формувати радіосигнал у відповідності з переданою інформацією, а демодулятор відповідно витягувати інформацію з прийнятого радіосигналу. Раніше застосовувалися в основному аналогові модулятори (демодулятори), що було обумовлено нерозвиненістю елементної бази. Отримувані таким чином аналогові схеми мали цілий ряд істотних недоліків: високі апаратні похибки, низьку повторюваність одержуваних характеристик, сильну залежність характеристик від зовнішніх умов (напруга харчування, температура навколишнього середовища, місце розміщення на друкованій платі).

Сьогодні більш популярними є цифрові методи формування та обробки радіосигналів, адже вони не мають подібних недоліків. При цьому реалізація цифрових схем може бути зроблена як на «жорсткій» логіці, так і програмно. Реалізація на цифрових процесорах дозволяє швидко і без апаратних

переробок змінювати алгоритм роботи пристрою, але відстає по швидкодії від пристроїв на «жорсткій» логіці.

Нижче розглянуті основні особливості цифрового формування і демодуляції радіосигналу.

Формування радіосигналу відповідно до (1.2) цифровим методом вносить в сигнал цілий ряд спотворень, які виникають через похибки обчислень. Ці похибки легко можна зменшити, шляхом збільшення розрядності чисел.

Причиною виникнення розглянутих спотворень є довільний вибір частот f_c і тощо f_{np} , де f_{np} проміжна частота (центральна частота формованого сигналу, для систем з прямим перенесенням частоти вона ж є несучою частотою випромінюваного в ефір коливання f_0), а f_c - частота зміни знаку використовуваних в системі ОП.

Фізика виникнення розглянутих спотворень (шумів формування) наступна. При передачі інформації вхідні відліки $I(k)$ і $Q(k)$ можна вважати незалежними з однаковою статистикою, тому спектр цих послідовностей має характер білого шуму, який повторюється з періодом f_c . У модуляторі цей спектр пропускається через деякі фільтри і переноситься на частоту f_{np} з поділом на позитивні і негативні частоти. При цьому відбувається накладення зсунутих спектрів послідовностей $I(k)$ і $Q(k)$. Якщо f_{np} не кратне f_c , то відбувається накладення некоррельованих ділянок спектра, що еквівалентно виникненню власних шумів, названих шумами формування. Якщо f_{np} кратне f_c , то відбувається накладення спектрів, зсунутих на частоту, кратну періоду повторення. В результаті зміниться "забарвлення" спектра, а додаткового шуму не виникне.

В цілому розглянуті вище перешкоди можуть бути мінімізовані або правильним вибором частот f_{np} і f_c , або підвищенням тактової частоти f_d , і не становлять серйозної проблеми для частот передачі даних нижче ніж 10Мбіт/с.

Більш серйозною проблемою є інерційні спотворення, які в OCDMA системах призводять до порушення властивостей ортогональності ансамблів сигналів. Основними причинами їх виникнення є вимога до форми спектра випромінюваних коливань, а саме, кінцева його ширина, а також зменшення смуги пропускання фільтрів на вході приймача для зниження шумів дискретизації при фіксованій частоті дискретизації f_D . В наслідок зазначених причин відгук тракту на δ - імпульс має тривалість більшу, ніж $T_q = 1/f_q$, що призводить до накладання сусідніх відгуків (міжсимвольна інтерференція (МСІ)) і до випадкових похибок. Більш строго міжсимвольну інтерференцію можна визначити як:

$$MCI(\tau) = 10 \log \left(\frac{\sum_{n \neq 0}^{+\infty} h_T^2 \left(\frac{n}{f_q} + \tau \right)}{h_T^2 \left(\frac{0}{f_q} + \tau \right)} \right) \text{дБ}, \quad (1.4)$$

де $h_T(t)$ - імпульсний відгук ППТ, а τ - помилка тимчасової синхронізації. Легко показати, що відношення $\frac{S}{N}$ в ППТ оберненопропорційне рівню міжсимвольної інтерференції і кількості активних абонентів.

Для мінімізації міжсимвольної інтерференції при формуванні спектра сигналу зазвичай застосовують цифрові фільтри типу «піднятий косинус» (ПК фільтр) або «корінь квадратний з піднятого косинуса» ($\sqrt{\text{ПК}}$), що дозволяють формувати радіосигнал з шириною спектра рівній $\approx f_q$ і усувають міжсимвольну інтерференцію [7]. Імпульсний відгук $\sqrt{\text{ПК}}$ фільтра можна уявити як,

$$h(t) = 4r \frac{\cos\left((1+r)\pi\frac{t}{T_q}\right) + \frac{\sin\left((1-r)\pi\frac{t}{T_q}\right)}{4r\frac{t}{T_q}}}{\pi\sqrt{T_q}\left(\left(4r\frac{t}{T_q}\right)^2 - 1\right)}, \quad (1.5)$$

де r - фактор згладжування $0 \leq r \leq 1$. Чим менше r тим більше амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) фільтра наближається до

прямокутної і тим слабкіше загасає імпульсний відгук фільтра. В результаті згортки (1.5) з самим собою отримуємо імпульсний відгук ПК фільтра

$$h^{PK}(t) = h(t) \otimes h(t) = \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T_q}\right) \cos\left(\frac{\pi r t}{T_q}\right)}{\left(\frac{\pi t}{T_q}\right) \left(1 - \frac{4r^2 t^2}{T_q^2}\right)}. \quad (1.5a)$$

Таким чином застосування \sqrt{PK} фільтрів на приймальному і передавальному кінцях дозволяє не тільки реалізувати схему оптимального прийому для однопроменевого каналу з БГШ [8], а й мінімізувати МСІ.

З (1.5) видно, що імпульсний відгук фільтра нескінченний в часі, тому ідеальний \sqrt{PK} практично не реалізовується. На практиці зазвичай використовують апроксимацію ідеальної характеристики \sqrt{PK} фільтра, використовуючи цифровий трансверсальний фільтр, де в якості вагових коефіцієнтів беруться відліки імпульсного відгуку \sqrt{PK} фільтра. Даний підхід дозволяє сформувати спектр радіосигналу близький до прямокутного і знизити рівень міжсимвольної інтерференції до малого рівня.

Відзначимо також, що застосування \sqrt{PK} фільтра підвищує вимоги до тактової синхронізації [9], так підставивши (1.5) в (1.4), отримуємо

$$\frac{S}{N}(\tau) \approx \frac{1}{NLC(\tau)}.$$

На рисунку 1.2 наведені криві, що відображають залежність відношення сигнал/перешкода від помилки тактової синхронізації (повне завантаження абонентами). З поданих на рис. 1.2 залежностей видно, що при помилці тимчасової синхронізації не більше ніж $\frac{T_q}{10}$ ($T_q = \frac{1}{f_q}$) відношення $\frac{S}{N}$ буде не менше 15 дБ, що представляється достатнім для передачі інформації з якістю $BER < 10^{-6}$.

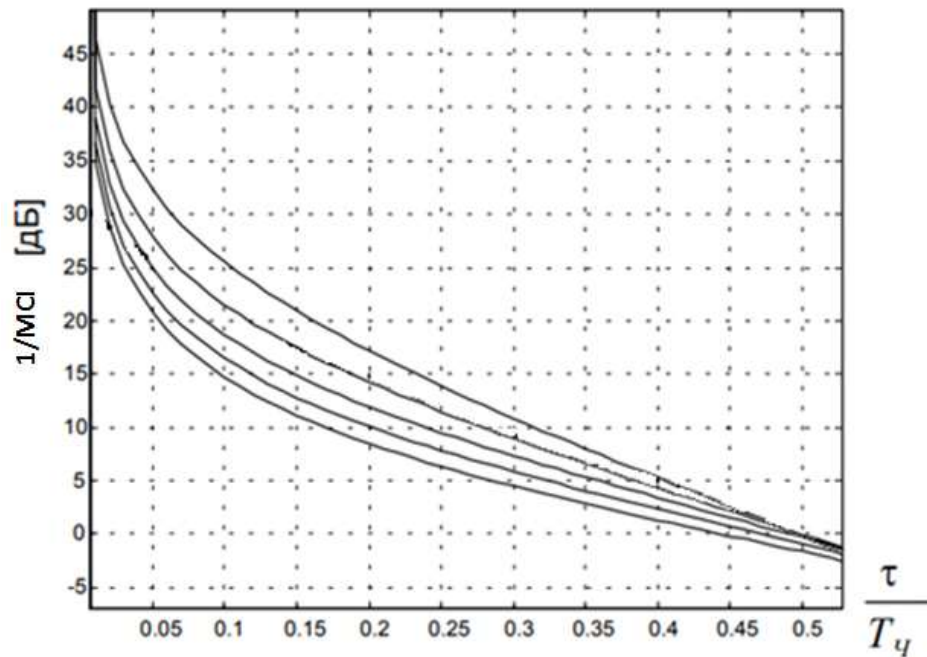


Рисунок 1.2 – Залежність МСІ при повному завантаженні від помилки тимчасової синхронізації для різних реалізацій $\sqrt{\text{ПК}}$ фільтра $r = 0; 0.25; 0.5; 0.75; 1$.

1.5.1 Похибки, обумовлені проходженням з квадратури в квадратуру

Сформований цифровим методом радіосигнал має нескінченний періодичний спектр. Тому спектр сигналу на виході ЦАП буде збагачений гармоніками. Для виділення потрібної спектральної складової необхідно застосовувати аналогові смугові фільтри (АСФ). Неідеальність характеристик АСФ призводить до підвищення взаємовпливу квадратурних складових радіосигналу, що негативно позначається на якості зв'язку і не усувається фазовою синхронізацією. Для зменшення впливу перешкод, обумовлених АСФ, можна шляхом застосування еквалайзера або без нього, якщо спектральну маску сигналу формувати цифровими методами використовуючи АСФ з розширеною смугою пропускання.

В цілому при відповідному виборі характеристик АСФ на виході пристрою стиснення сигналу (ПСС) можливо отримати $\frac{S}{N^{АСФ}} > 30\text{дБ}$, де $N^{АСФ}$ - енергія перешкоди, обумовлена неідеальною АСФ.

1.5.2 Шуми, що виникають при синхронній демодуляції при поділі квадратурних компонент

Важливим моментом при розробці цифрових схем демодулятора є вибір таких алгоритмів, які в найбільшій мірі відповідали б математичній моделі процесу демодуляції при мінімальній складності пристроїв. При розробці таких алгоритмів часто доводиться відходити від загальноприйнятих схем демодуляції.

При сучасному розвитку цифрової техніки можливо отримати $\frac{S}{N^{ДЕМ}} > 30\text{дБ}$, де $N^{ДЕМ}$ - енергія перешкоди, обумовлена цифровою демодуляцією сигналу.

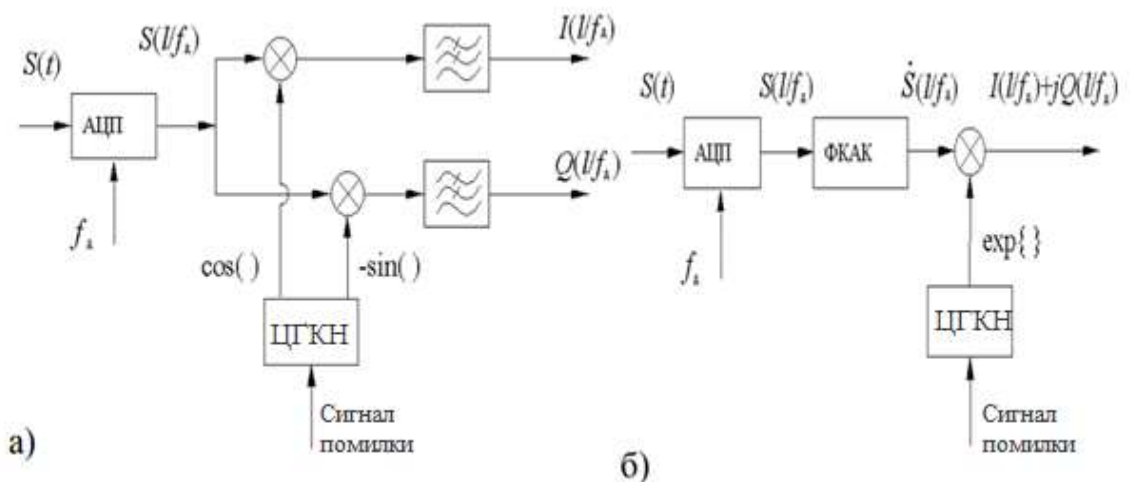


Рисунок 1.3 – Схеми цифрового синхронного демодулятора (ЦГКН – цифровий генератор, керований напругою; ФКАК - формувавач комплексного аналітичного коливання побудований на основі перетворення Гільберта).

В цілому з вищевикладеного випливає, що в шум, внесений пристроями цифрової модуляції-демодуляції сигналу, може бути мінімізований до рівня -25 дБ при прийнятних апаратних витратах та ідеальній синхронізації. При цьому основний внесок в перешкоду вноситимуть лінійні спотворення, обумовлені обмеженістю спектра радіосигналу. Найбільш ефективним на сьогоднішній день способом боротьби з лінійними спотвореннями є приведення частотної характеристики (ЧХ) ППТ до частотної характеристики ПК фільтра. Для цього застосовують фільтр типу $\sqrt{\text{ПК}}$ в передавачі і аналогічний в приймачі, а смугу пропускання АСФ беруть ширше смуги випромінюваного сигналу. Дане рішення дозволяє не тільки мінімізувати МСІ, а й реалізувати схему оптимального прийому для однопроменевого каналу з БГШ.

Виходячи з вищевикладеного, в подальшому будемо вважати, що спектр випромінюваного сигналу формується в модуляторі за допомогою $\sqrt{\text{ПК}}$ фільтра, виборчі властивості приймача реалізуються аналогічним $\sqrt{\text{ПК}}$ фільтром.

1.6 Пристрої синхронізації

Для мобільних систем зв'язку питання встановлення і підтримання синхронізму між учасниками зв'язку - одне з основних питань, які доводиться вирішувати при проектуванні системи зв'язку. У системах фіксованого зв'язку питання синхронізації стоїть менш гостро, проте для OCDMA систем зв'язку існують деякі особливості, які необхідно враховувати при проектуванні схем спостереження та входження в синхронізм. Більш серйозною проблемою є синтез цифрової схеми стеження за затримкою. Як випливає з рис. 1.3 якість роботи досить сильно залежить від точності стеження за затримкою. У більшості відомих схем стеження [10] точність спостереження і шумові характеристики схеми безпосередньо залежать від

частоти дискретизації f_d - чим вище частота, тим вище точність і кращі шумові характеристики. На жаль в OCDMA системах зв'язку підвищення частоти дискретизації призводить до серйозних апаратних витрат.

1.7 НВЧ-передавач (приймач) з антеною

НВЧ-передавач (приймач) виробляє перенесення спектра радіосигнала вгору(вниз) і підсилює випромінюваний (приймаючий) радіосигнал. Антена також підсилює випромінюваний (приймаючий) сигнал, і забезпечує передачу(прийом) радіосигналу в заданому просторовому секторі. Рівень спотворень, що вносяться цими пристроями, важко прогнозований і може змінюватися від реалізації до реалізації.

Основні розглянуті в даних пристроях перешкоди можна розбити на наступні групи.

Фазові шуми, що виникають при перенесенні спектру радіосигналу. Їх величина залежить від багатьох факторів: характеристики опорного генератора, характеристики синтезаторів частоти, характеристики змішувача, номінали частот. Можлива мінімізація рівня фазових шумів до рівня теплового шуму, що має місце в вимірювальній апаратурі. Надалі будемо вважати рівень фазових шумів дуже незначним [11].

Поява додаткових паразитних гармонік як поза смугою, так і в смузі радіосигналу, обумовлених неідеальною характеристикою таких вузлів приймача і передавача як підсилювач потужності передавача, малошумний підсилювач (МШП) в приймачі, змішувачі. Спотворення такого роду особливо небезпечні для промодульованих по амплітуді сигналів, (що має місце і в OCDMA). При цьому [12] основний внесок тут належить нелінійним спотворенням, що вносяться підсилювачем потужності (ПП) передавача. Рівень шумів, породжуваних ПП, тим більше, чим більше динамічний діапазон енергії та необхідна потужність випромінювання.

Існує кілька шляхів підвищення максимальної вихідної потужності ПП, що працює в лінійному режимі:

1 Введення ланцюгів зворотного зв'язку, [13] дозволяє підвищити лінійність ПП. Основним недоліком такого методу є те, що зворотний зв'язок зменшує коефіцієнт посилення ПП, який для НВЧ ПП рідко перевищує 10дБ.

2 Компенсація нелінійних спотворень, яка може проводитися як на приймальному, так і на передавальному кінцях [14]. При компенсації в приймальному прийнятій тестовий сигнал порівнюється з еталонним сигналом. За результатом порівняння розраховується нелінійна передавальна характеристика ПП і обернена до неї. Застосування інверсної характеристики нелінійного ПП дозволяє знизити вплив нелінійних спотворень на якість зв'язку. При компенсації в передавачі ослаблений сигнал з виходу ПП віднімається з затриманого вхідного сигналу, результат віднімання окремо посилюється і складається з сигналом на виході ПП. Подібний підхід не вимагає тестового сигналу і дозволяє розглядати ПП як окремий самостійний блок. Використання такого підходу дозволяє отримувати високолінійний ПП з вихідною потужністю до 40Вт.

3 Введення предспотворень також дозволяє знизити вплив нелінійних спотворень [15]. При динамічному розрахунку характеру предспотворень, даний варіант практично ідентичний варіанту введення компенсації в передавачі. При фіксованому (розраховується один раз) предспотворенні вирішується завдання пошуку оптимальної характеристики предспотворень з урахуванням можливого розкиду параметрів ПП.

4 Також широко застосовується в практиці метод, коли вхідний сигнал ПП розбивається на ряд сигналів відповідно до їх діапазона значень. Кожен з цих сигналів посилюється окремо, після чого вони складаються. Недоліком даної схеми є складність реалізації і налаштування [16].

Як видно з наведених вище даних підвищення вихідної потужності ПП є нетривіальним завданням. Вибір параметрів ПП сильно впливає на такі параметри системи як: дальність зв'язку, якість зв'язку, ціна системи

(експоненціальне зростання ціни від вихідної потужності). Дана обставина говорить про необхідність якомога більш точної оцінки необхідних параметрів ПП, для зменшення ціни системи і часу на її розробку.

1.8 Вибір моделі нелінійності ПП

Перш ніж приступити безпосередньо до аналізу впливу НС на якість роботи необхідно точніше визначитися з характером нелінійності ПП.

Нижче розглянуті основні види ПП, застосовувані у радіозв'язку:

- підсилювачі на лампі біжучої хвилі (ЛБХ);
- магнетрони (для вузькосмугових радіосигналів);
- транзисторні ПП.

ЛБХ підсилювачі і магнетрони володіють більш високою вихідною потужністю і ефективністю, ніж транзисторні ПП, проте останні більш надійні, мають менші масогабаритні характеристики і володіють більшою лінійністю. Зменшення випромінюваної потужності, в разі застосування транзисторного ПП, компенсується застосуванням активних фазованих антенних решіток. Тому транзисторні ПП отримали більш широке поширення в радіозв'язку, ніж підсилювачі інших типів, однак у військових цілях магнетрони і ЛБХ підсилювачі, зважаючи на їх великі вихідні потужності, також мають широке застосування.

Для подальшого розгляду вибрано транзисторні ПП і ЛБХ підсилювачі, як найбільш часто застосовувані в сучасних системах зв'язку.

На рис.1.4 представлені типові амплітудні характеристики даних ПП.

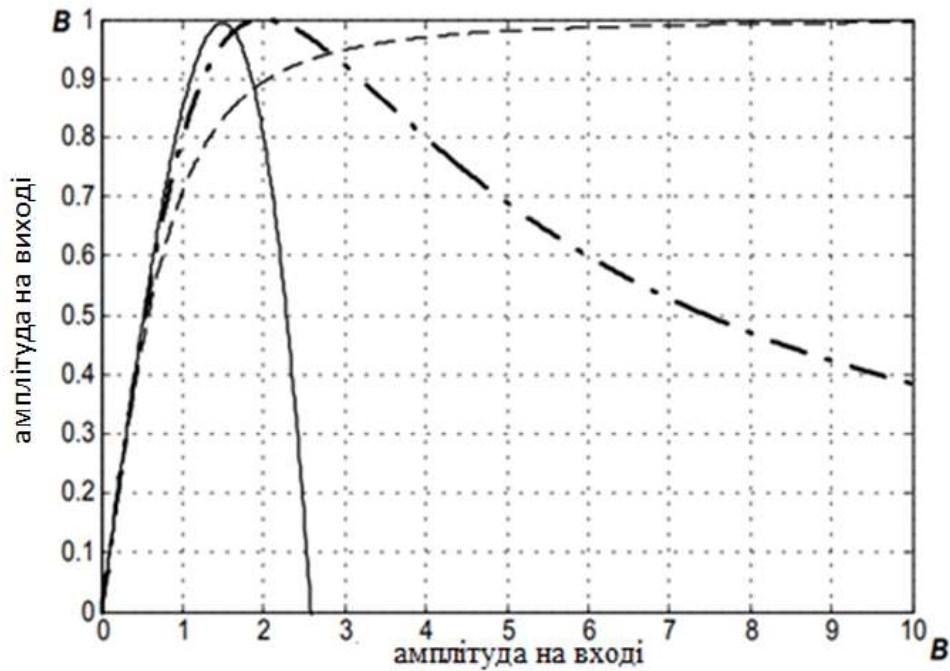


Рисунок 1.4 – Нормовані характеристики ПП (Коеф. підсил. = 1, точка обмеження = 1В).

- суцільна крива - для кубічної моделі ПП
- пунктирна крива - транзисторний ПП
- шрих-пунктирна крива - ЛБХ ПП

Залежність виходу $F(x)$ від входу x для обраних ПП в першому наближенні може бути представлена наступною формулою

$$F(x) = \begin{cases} x; & |x| \leq c \\ c; & x > c \\ -c; & x < -c \end{cases}, \quad (1.6)$$

де c - точка обмеження (точка насичення). Графічно дана залежність представлена на рис. 1.5.

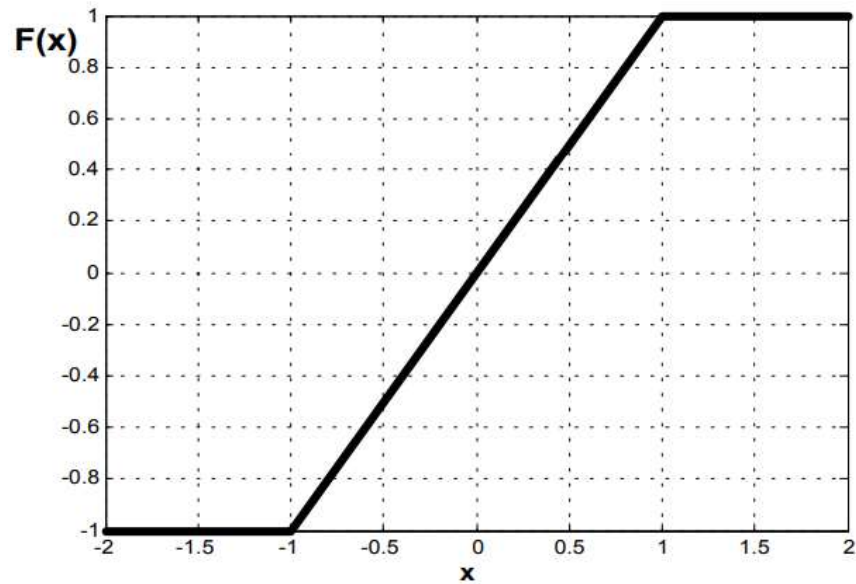


Рисунок 1.5 – Модель підсилювача потужності при $c=1$

З (1.6) випливає, що ПП має одиничний коефіцієнт посилення $K_{n\text{іdc}} = \frac{F(x)}{x}$ при $|x| < c$. Для реальних ПП це спрощення не справедливо, однак воно не зменшує загальність аналізу, так як реальний ПП можна розглядати як послідовне з'єднання нелінійного ПП з одиничним коефіцієнтом посилення і ідеальним ПП з коефіцієнтом посиленням, що відповідає реальному ПП. Надалі при аналізі будемо вважати

$$\lim_{|x| \rightarrow 0} \frac{F(x)}{x} = 1. \quad (1.7)$$

Як видно з (1.6) при збільшенні вхідної потужності, ПП починає себе вести як жорсткий обмежувач (1.7).

$$\lim_{x \rightarrow \infty} F(x) = c \times \text{sign}(x). \quad (1.8)$$

При цьому реальний ПП працює з максимальним коефіцієнтом корисної дії (ККД). Тому в системах, де потрібна велика потужність випромінювання при високому ККД (супутниковий ретранслятор) ПП

працюють в істотно нелінійному режимі (підсилювач класу D). При такому режимі роботи використовуються сигнально-кодові конструкції, які мало чутливі до нелінійності (ФМ-2, ФМ-4, ЧС).

У СКК, використовуваних в OCDMA системах, формований радіосигнал має великий динамічний діапазон (ДД) $\sim 10 \lg L$ дБ (L - база сигналу), і передана інформація міститься як в фазі, так і в амплітуді радіосигналу. Існують роботи, в яких розглядаються різні види СКК для OCDMA систем, з метою мінімізації їх динамічного діапазону. У даних роботах показано, що не можна значно знизити ДД радіосигналу DS-CDMA системи без втрати спектральної ефективності [17,18]. Тому для DS-CDMA системи бажано, щоб ПП передавача працював в лінійному режимі, нижче точки обмеження (1.6). ПП, які задовольняють цій умові, відносяться до ПП класу А. Їх ціна зростає експоненціально від максимальної вихідної потужності, тому правильний вибір ПП може значно здешевити систему при прийнятній якості роботи.

Для вибору ПП з необхідними характеристиками, якщо оперувати моделлю (1.6), досить знати точку обмеження. При цьому аналіз має сенс, якщо ми працюємо в точці, близькій до точки обмеження. В протилежному випадку ПП не спотворює сигнал. На жаль, характеристика, відповідна (1.6) вірна лише в першому наближенні. Як відомо [19] практично не існує універсальної моделі ПП, що характеризує його нелінійність. Нижче розглянуті найбільш часто застосовувані підходи до апроксимації реальної амплітудної характеристики ПП.

1.8.1 Шматково-лінійна апроксимація

При даному виді апроксимації [19,20] характеристика ПП представляється ламаною лінією. Така апроксимація дозволяє досить точно описувати поведінку нелінійного пристрою при роботі в точках, де у реальної характеристики присутній явний злам. При роботі на інших ділянках

реальної характеристики застосування даної апроксимації може привести до додаткових обчислювальних витрат або до зниження точності (адекватності) моделювання.

1.8.2 Дрібно-поліноміальні функції

Дана апроксимація якісно досить точно описує реальну нелінійність ПП [21]. Вихід нелінійного ПП в цьому випадку може бути представлений як:

$$F(x) = \frac{4cx}{x^2+4c^2} - \text{для ЛБХ підсилювача,}$$

$$F(x) = \frac{x}{\sqrt{1+\left(\frac{x}{c}\right)^2}} - \text{для транзисторного підсилювача,}$$

де c - точка обмеження. Однак, як і в випадку апроксимації рядом ортогональних функцій, не існує простої відпрацьованій методики, щоб розрахувати передавальну функцію реального ПП, використовуючи даний вид апроксимації.

1.8.3 Апроксимація рядом Тейлора

$$F(x) = x + a_2x^2 + a_3x^3 + a_4x^4 + a_5x^5 + a_6x^6 \dots \quad (1.9)$$

дозволяє досить точно описувати нелінійність до точки насичення [22,23]. Природно, що при збільшенні довжини апроксимуючого полінома збільшується точність апроксимації, але при цьому зростає складність аналізу і складність розрахунку передавальної характеристики. На практиці рідко використовують поліном зі ступенем вище третин. В деяких роботах [23] застосовується апроксимуючий поліном п'ятого порядку, проте [23]

облік компонент п'ятого порядку практично не відбивається на результатах аналізу. Модель (1.9) досить точно описує транзисторний ПП нижче точки обмеження. Дана модель не є оригінальною і застосовується багатьма авторами, при аналізі нелінійності ПП. Для отримання передавальної функції ПП при використанні моделі (1.9) зазвичай застосовують двочастотний метод тестування [24], коли на вхід ПП подається сума двох близьких по частоті гармонійних сигналів (1.10)

$$z = A \sin(\omega t) + A \sin(\omega t + \Delta\omega t), \quad \Delta\omega \ll \omega \quad (1.10)$$

і вимірюється рівень інтермодуляційними компонент поблизу частоти вхідного сигналу, тобто компонент з частотами рівними

$$\begin{aligned} \omega_{2n-1} &= n\omega - (n-1)(\omega + \Delta\omega) \\ \omega_{2n-1} &= n(\omega + \Delta\omega) - (n-1)\omega, \end{aligned} \quad (1.11)$$

де $n \in \mathbb{N}$, індекс $2n-1$ відповідає порядку інтермодуляції. Потужність тестового коливання при вимірюванні параметрів ПП вибирають рівну середній робочій потужності. Як випливає з (1.11) даний метод дозволяє аналізувати лише внесок непарних гармонік, але, як буде показано нижче, членами полінома з парними ступенями в реальних радіосистемах можна знехтувати. Це пов'язано з тим, що після ПП в реальних системах зв'язку стоїть широкосмуговий неспотворюючий фільтр, що пропускає лише компоненти поблизу несучої радіосигналу (рис. 1.4). Дійсно якщо на вхід нелінійного ПП, описуваного рядом Тейлора третього порядку, надходить сигнал виду (1.2) то після проходження фільтра будемо мати:

$$\begin{aligned} y(t) = & \left(I(t) + \frac{3}{4}\alpha_3 I^3(t) + \frac{3}{4}\alpha_3 I^2(t)Q(t) \right) \cos \omega t + \left(Q(t) + \frac{3}{4}\alpha_3 Q^3(t) + \right. \\ & \left. + \frac{3}{4}\alpha_3 Q I^2(t) I(t) \right) \sin \omega t \end{aligned} \quad (1.12)$$

Тобто вклад в нелінійні спотворення вносить лише кубічний член полінома. Тому в подальшому в якості $F(x)$ використовувати

$$F(x) = x + \alpha_3 x^3, \quad (1.13)$$

де $\alpha_3 < 0$, так як інакше не буде забезпечуватися загин нелінійної характеристики ПП.

Графічно (1.13) наведена на рис. 1.6. Зауважимо, що вона зазнає сильніший загин, ніж реальні характеристики ПП. Це повинно привести до того, що реальне відношення сигнал/перешкода буде трохи вище розрахованого. Правильність такого припущення буде перевірена нижче.

Розглянемо як залежить відносна потужність інтермодуляційної компоненти третього порядку від параметра α_3 нелінійності виду (1.13). При проходженні сигналу (1.10) через нелінійність (1.13) на виході матимемо

$$y(t) = 2A \cos \frac{\Delta\omega}{2} \sin \left(\omega + \frac{\Delta\omega}{2} \right) + 8A^3 \alpha_3 \left(\cos \frac{\Delta\omega}{2} \right)^3 \left(\sin \left(\omega + \frac{\Delta\omega}{2} \right) \right)^3. \quad (1.14)$$

Тоді

$$IMD3 = \frac{9}{64} P_m^2 \alpha_3^2, \quad (1.14a)$$

де $P_m = 2A^2$ - максимальна потужність тестового коливання (1.10). Зауважимо, що рівень інтермодуляції залежить від потужності тестового коливання, тому в довідниках частіше використовують інші способи опису ПП, а саме точку перетину третього роду $IP3$ або рівень одноступенної компресії P_0 . Для вітчизняних виробників НВЧ пристроїв, які часто не володіють аналізаторами спектра з чутливістю і роздільною здатністю, що дозволяють проводити вимірювання $IMD3$, використання P_0 є більш переважним. Для вимірювання P_0 на вхід зазвичай подають синусоїдальне

коливання і вимірюють потужність на виході ПП. При цьому P_0 дорівнює потужності, обумовленої лінійним членом в (1.9), при якій сумарна потужність на виході нелінійного елемента P_Σ менше P_0 на 1 дБ. Для нелінійності виду (1.13) нескладно отримати, що

$$\alpha_3 P_0 = -0.073. \quad (1.15)$$

Тоді

$$IMD3 = 0.75 \times 10^{-3} \times \frac{P_m^2}{P_0^2}. \quad (1.15a)$$

Переваги двухчастотного методу тестування перед вимірюванням P_0 полягає в тому, що для амплітудної нелінійності він дозволяє не тільки розрахувати значення параметра α_3 , а й перевірити адекватність вибору методу апроксимації реальної характеристики ПП. Так наявність інтермодуляційних частот вищого порядку при потужності тестового сигналу нижче зони обмеження говорить про неадекватність моделі.

Зауважимо, що інтермодуляційні частоти вищого порядку можуть з'явитися і в результаті перевищення потужності тестового коливання точки обмеження, так при необмеженому зростанні потужності тестового коливання рівень інтермодуляційних компонент прагне до випадку з граничним обмежувачем (1.8) [25], при цьому

$$IMD3 = 1/9; \quad IMD5 = 1/25; \quad IMD7 = 1/49 \quad (1.156)$$

1.8.4 АМ/ФМ перетворення

Розглянуті вище методи апроксимації реальної характеристики ПП не враховують залежність фази радіосигналу від амплітуди (перетворення

АМ/ФМ), яке особливо помітно в ЛБХ ПП, а для більшості транзисторних ПП АМ/ФМ перетворення практично відсутня. Для обліку АМ/ФМ перетворення зазвичай вводять фазовий множник. У першому наближенні рівень фазових флуктуацій пропорційний потужності вхідного сигналу [25]

$$\Theta(x) = \frac{x^2}{\alpha}. \quad (1.16)$$

У припущенні малості спотворень зв'язок між вхідним коливанням (1.2) і вихідним $y(t)$ записується в наступному вигляді

$$y(t) = (I(t) + \alpha Q^3(t) + \alpha Q^2(t)I(t)) \cos \omega_0 t + (Q(t) - \alpha I^3(t) - \alpha I^2(t)Q(t)) \sin \omega_0 t \quad (1.17)$$

З (1.17) видно, що характер впливу АМ/ФМ перетворення схожий з впливом поліноміальної кубічної нелінійності (1.13), що ймовірно спростить подальші обчислення. При подачі на вхід ПП, що містить тільки АМ/ФМ перетворення, суми двох гармонійних коливань (1.10) на виході матимемо

$$IMD3 = \frac{1}{4} \alpha^2 P_m^2. \quad (1.18)$$

При цьому інтермодуляційні картини для фазової і для кубічної нелінійності будуть практично ідентичні, тому для того щоб коректно виміряти характеристики ПП з АМ / ФМ перетворенням потрібні додаткові виміри. При типовому вимірюванні параметрів ПП з АМ/ФМ перетворенням на вхід ПП подають синусоїдальний сигнал з невеликою амплітудною модуляцією

$$x(t) = A(1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_0 t,$$

де $A(1 + m \cos \omega_m t)$ - огибаюча вхідного сигналу. Цей вхідний сигнал викликає фазову модуляцію сигналу на виході, яка при малих A приблизно відповідає квадратичному закону:

$$\Theta(t) = \alpha A^2 (1 + 2m \cos C + m^2 (\cos \omega_m t)^2) \approx \alpha A^2 (1 + 2m \cos \omega_m t),$$

$$m \ll 1,$$

де $\Theta(t)$ вимірюється в радіанах, і максимальна девіація від середньої фази дорівнює $\Theta_{max} = \alpha A^2 2m$.

Довшим способом вимірювання параметрів АМ/ФМ перетворення є вимірювання фазового набігу в ПП в залежності від потужності вхідного сигналу шляхом послідовної подачі гармонійного коливання різної амплітуди [26]. Зауважимо, що на сигнал на виході ПП не впливає черговість впливу нелінійностей виду АМ/АМ (кубічна нелінійність) і АМ/ФМ [26]. Дійсно якщо на вхід спільної нелінійності виду, описуваного формулами (1.13), (1.16) подати сигнал $x(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t))$ (1.3), то на виході матимемо

$$F(x) = A \cos(\omega_0 t + \varphi + \Theta) + \alpha A^3 (\cos(\omega_0 t + \varphi + \Theta))^3 =$$

$$= A \cos(\omega_0 t + \varphi + \Theta) + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \cos(\omega_0 t + \varphi + \Theta) + O(3\omega_0 t).$$

Зневажимо членом з аргументом $3\omega_0 t$. Отже, вихідний сигнал широкопasmового фільтру буде

$$y(t) = \left(1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A^2\right) A \cos(\omega_0 t + \varphi + \Theta) \approx$$

$$\approx \left(1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A^2\right) \times A \left[\cos(\omega_0 t + \varphi) \left(1 - \frac{\Theta^2}{2}\right) - \Theta \sin(\omega_0 t + \varphi) \right].$$

Якщо вплив АМ/ФМ перетворення виражається як $\Theta(x) = \frac{x^2}{\alpha}$, тоді вихідний сигнал

$$y(t) \approx A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \cos(\omega_0 t + \varphi) - \alpha A^3 \sin(\omega_0 t + \varphi) + \frac{3}{4} \alpha_3 \alpha A^5 \sin(\omega_0 t + \varphi) - \frac{1}{2} \alpha^2 A^5 \cos(\omega_0 t + \varphi). \quad (1.19)$$

Другий доданок - це підсумкове спотворення через амплітудну нелінійність. Третя і п'ята складові являють собою вплив АМ/ФМ перетворення, а четвертий доданок являє собою спільний вплив АМ/ФМ перетворення і амплітудної нелінійності.

Домінуючий вплив при цьому будуть надавати перші три складові, тоді вихідний сигнал ПП може бути представлений як:

$$y(t) \approx A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \cos(\omega_0 t + \varphi) - \alpha A^3 \sin(\omega_0 t + \varphi). \quad (1.20)$$

З (1.20) видно, що продукти нелінійних спотворень з урахуванням двох видів нелінійності можна вважати рівними сумі продуктів нелінійних спотворень від кожного виду нелінійності окремо.

Для підвищення загальності аналізу, в моделі також будемо враховувати АМ/ФМ перетворення введенням фазового множника з законом зміни фази, що визначається з (1.16). Зауважимо, що облік АМ/ФМ перетворення (якщо припустити, що дані перешкоди некоррельовані) не повинен ускладнити аналіз, оскільки як видно з (1.16), перешкоджаюча компонента, обумовлена АМ/ФМ перетворенням має схоже математичне уявлення з перешкодою, обумовленою кубічною нелінійністю, і ймовірно обидва ці види нелінійності можуть бути проаналізовані за загальною схемою. Певну складність представляє процес вимірювання характеристик реального ПП. Як видно з (1.16), (1.12) при двохчастотному методі

тестування не можна відокремити інтермодуляцію, пов'язану з кубічною нелінійністю, від інтермодуляції, обумовленої нелінійністю виду АМ/ФМ. Тому для побудови адекватної моделі будуть потрібні додаткові виміри. Отриману в результаті математичну модель нелінійності можна уявити формулами (1.13), (1.16). Тоді, при подачі на вхід даної моделі коливання (1.2), в припущенні малості НЛС, на виході широкопasmового фільтру (рис. 1.4) отримаємо коливання

$$y(t) = \left(I(t) + \alpha Q^3(t) + \alpha Q^2(t)I(t) + \frac{3}{4}\alpha_3 I^3(t) + \frac{3}{4}\alpha_3 I^2(t)q(t) \right) \cos \omega_0 t + \left(I(t) + \alpha Q^3(t) + \alpha Q^2(t)I(t) + \frac{3}{4}\alpha_3 I^3(t) + \frac{3}{4}\alpha_3 I^2(t)q(t) \right) \sin \omega_0 t. \quad (1.21)$$

1.9 Вибір методу аналізу

Для аналізу нелінійних ланок існує кілька методів аналізу. Нижче розглянуті, найбільш часто застосовувані для аналізу рівня НЛС в CDMA системах.

1.9.1 Безпосередній аналіз

Сигнал на виході виражається безпосередньо через функцію, яка описує нелінійне перетворення $y = F(x)$. Цим методом зручно користуватися, коли $F(x)$ описується досить простою формулою. Основним недоліком методу є те, що він не дозволяє враховувати частотно-виборчі властивості ППТ.

1.9.2 Метод перетворень

У ньому сигнал на виході нелінійного елемента описується через зворотне перетворення Фур'є [28]

$$y(t) = F(x(t)) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(j\omega) e^{j\omega x t} d\omega,$$

де $\Phi(j\omega)$ - перетворення Фур'є функції $F(x)$, зроблене з урахуванням амплітуди вхідного сигналу. Цей метод здається громіздким, але може бути більш ефективним, ніж безпосереднє обчислення в випадку складного характеру нелінійності і вхідного сигналу. Перевагою цього методу є також те, що він дозволяє аналізувати інерційні нелінійності. При використанні даного методу зазвичай потрібне знання закону розподілу сигналу на вході нелінійного елемента.

Зауважимо, що замість перетворення Фур'є також може бути використано перетворення Лапласа

$$y(t) = F(x(t)) = \frac{1}{2\pi j} \int_C \Phi(s) e^{sxt} ds,$$

де C - контур інтегрування, $\Phi(j\omega)$ - перетворення Лапласа функції $F(x)$, зроблене з урахуванням амплітуди вхідного сигналу.

1.9.3 Метод на основі розширення ряду Фур'є

Є одним з найпоширеніших методів аналізу нелінійних ланок стосовно CDMA системам зв'язку [28], в якому математичне очікування стаціонарного процесу на виході нелінійного елемента, виражається через сигнал на вході наступним чином

$$E_n[y(t)] = E_n[F(x(t))] = \frac{1}{2\pi j} \int_C \Phi(s) E_n[e^{sx}] ds,$$

де $E_n[*]$ - усереднення по ансамблю. Даний метод дозволяє досить просто обчислювати статистичні властивості сигналу на виході довільної інерційної нелінійності, але не дає такої повної спектральної характеристики вихідного сигналу, як метод, заснований на перетворенні Фур'є.

1.9.4 Розширення ряду Тейлора

У ньому нелінійний елемент описується через своє перетворення Чебишева

$$g_m(a) = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} F(\alpha \cos \theta) \cos m\theta d\theta,$$

де a - амплітуда сигналу на вході нелінійності, а $g_m(a)$ - вихідний сигнал в околицях m гармоніки. Даний метод дозволяє досить точно знаходити статистичні властивості сигналу на виході нелінійності в районі m -ої гармоніки, при відомій функції розподілу сигналу на вході.

1.9.5 Уявлення характеристики нелінійності рядом ортогональних поліномів

$$F(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{h_n}{C_n} \phi_n(x),$$

$$h_n = E[F(x)\phi_n(x)] = \int_{-\infty}^{\infty} F(x)\phi_n p(x) dx,$$

де $p(z)$ - щільність ймовірності сигналу на вході ПП, $\{\phi_n(x)\}$ - множина ортогональних функцій, C_n - середній квадрат [28]. Подібне уявлення нелінійності часто використовується для вирішення завдання компенсації НЛС і не дозволяє враховувати інерційні властивості ППТ.

1.9.6 Уявлення характеристики рядом Вольтерра

Це один з найбільш популярних на даний час методів, який дозволяє аналізувати інерційні нелінійні елементи. Він застосовується при вирішенні задач компенсації нелінійних спотворень, при розрахунках нелінійних систем, що стежать, і в багатьох інших випадках [29]. Застосування даного методу пов'язане з істотними обчислювальними витратами. Існують роботи, де складність аналітичних розрахунків компенсується застосуванням комп'ютерної техніки [29].

З представленого огляду видно, що більшість з найбільш часто застосовуваних при аналізі нелінійних CDMA систем методів засновано на знанні статистичних параметрів сигналу (закону розподілу) на вході нелінійного елемента. Тому дані методи не враховують тонку структуру сигналу OCDMA системи зв'язку. Методи аналізу, що не потребують знання закону розподілу сигналу зазвичай дуже громіздкі. З огляду на те, що обрана модель нелінійності, описується досить простою функціональною залежністю (1.13) і (1.16), найбільш прийнятним представляється безпосередній розрахунок вихідного сигналу через функцію, яка описує нелінійне перетворення $y = F(x)$. На жаль такий підхід не враховує частотно-виборчі властивості ППТ, тому є потреба у додатковому аналізі для більш детального розгляду взаємовпливу лінійних і нелінійних спотворень і змін, яких зазнає радіосигнал при проходженні через ППТ.

1.10 Взаємозв'язок лінійних і нелінійних спотворень

Підсилювач потужності НВЧ передавача є лише частиною ППТ OCDMA системи. Тому розгляд його впливу на якість зв'язку без урахування взаємовпливу інших частин системи практично позбавлене сенсу. Коли коливання виду (1.2) проходить через нелінійний ПП і широкополосний фільтр, то це призводить до спотворення спектра сигналу і може привести до появи МСІ. У приймачі спотворений сигнал піддається узгодженій фільтрації вузькосмуговим $\sqrt{\text{ПК}}$ фільтром, аналогічним фільтру в модуляторі, при цьому зміниться рівень МСІ, а також і рівень перешкод, зумовлених НЛС.

Оскільки формований в модуляторі радіосигнал є смуговим δ -корельованим циклостаціонарним процесом [30], то замість розгляду проходження через ППТ реального радіосигналу OCDMA системи тут має розглядатися проходження через ППТ δ -функції. Дане спрощення не може бути застосоване для оцінки відношення сигнал/перешкода на виході ПСС, так як не враховує кореляційних зв'язків між сигнальною і перешкодливою компонентами сигналу, проте є допустимим для оцінки співвідношення потужностей компонент сигналу обумовлених лінійною і кубічною частиною виразу (1.21).

При сигналі на вході модулятора в I -квадратуру $x(t) = \delta(t)$ сигнал на виході широкополосного неспотворюючого фільтра можна уявити як:

$$y(t) = \left(h(t) + \frac{3}{4} \alpha_3 h^3(t) \right) \cos \omega t - \alpha h^3(t) \sin \omega t, \quad (1.22)$$

де $h(t)$ - імпульсний відгук $\sqrt{\text{ПК}}$.

Після перенесення спектра сигналу (1.22) на відеочастоти і узгодженої фільтрації (1.22) розділиться на дві квадратури і набуде вигляду

$$I(nT_D) = h(nT_D) \otimes h(nT_D) + \frac{3}{4}\alpha_3 h^3(nT_D) \otimes h(nT_D), \quad (1.23a)$$

$$Q(nT_D) = -\alpha h^3(nT_D) \otimes h(nT_D), \quad (1.23b)$$

де T_D - крок дискретизації ($T_D > CT_C$, $C \in \mathbb{N}$, де по теоремі Котельникова $C \geq 2$), а знак « \otimes » позначає згортку. Зауважимо, що сигнальна компонента присутня тільки в I -квадратурі (перший доданок в (1.23a)), а перешкода обумовлена АМ/ФМ перетворенням присутня цілком в Q -квадратурі і не впливає на відношення сигнал/перешкода в I -квадратурі. Даний результат обумовлений умовами аналізу (передача δ -функції в одній квадратурі), однак з огляду на те, що формоване в реальній системі коливання є квадратурним коливанням (1.2), то при передачі інформації по обидві квадратури на якість зв'язку буде впливати як кубічна нелінійність, так і АМ/ФМ перетворення.

Розглянемо спочатку сигнал в I -квадратурі. Подальша обробка сигналу пов'язана зі зниженням частоти дискретизації сигналу до f_C , причому відліки повинні братися таким чином, щоб забезпечити максимум сигнальної компоненти (1.23a). Так як в результаті згортки імпульсних характеристик $\sqrt{\text{ПК}}$ фільтрів отримаємо імпульсний відгук ПК фільтра (впливає з визначення $\sqrt{\text{ПК}}$ фільтра), то відповідно після децимації сигнальна компонента буде представлятися δ -функцією, що говорить про відсутність міжсимвольної інтерференції в сигнальній компоненті.

Розглянемо тепер перешкоджаючу компоненту $\frac{3}{4}\alpha_3 h^3(nT_D) \otimes h(nT_D)$ у виразі (1.23a). При взятті відліків, що забезпечують максимум сигнальної компоненти, перешкоджаюча компонента не буде дорівнювати нулю у всіх точках крім $n = 0$, що говорить про наявність МСІ в перешкоджаючій складовій сумарного сигналу. Неважко визначити, що рівень МСІ по перешкоджаючій складовій нижче -18дБ (1.2). З огляду на малі нелінійні

спотворення, наявністю МСІ по перешкоджаючій складовій можна знехтувати. Тоді після децимації до чіпової частоти (1.23а) набуде вигляду

$$I(nT_{\text{ч}}) = \delta(nT_{\text{ч}}) + \frac{3\alpha_3\lambda\delta^3(nT_{\text{ч}})}{2}, \quad (1.24)$$

де δ - дельта-функція Дірака, λ - коефіцієнт, який визначається як

$$\lambda = \frac{\sum_{n=-\infty}^{\infty} h^4(nT_{\text{Д}})}{h^2(0)}. \quad (1.25)$$

На рис. (1.6) наведена залежність λ від параметра r $\sqrt{\text{ПК}}$ фільтра.

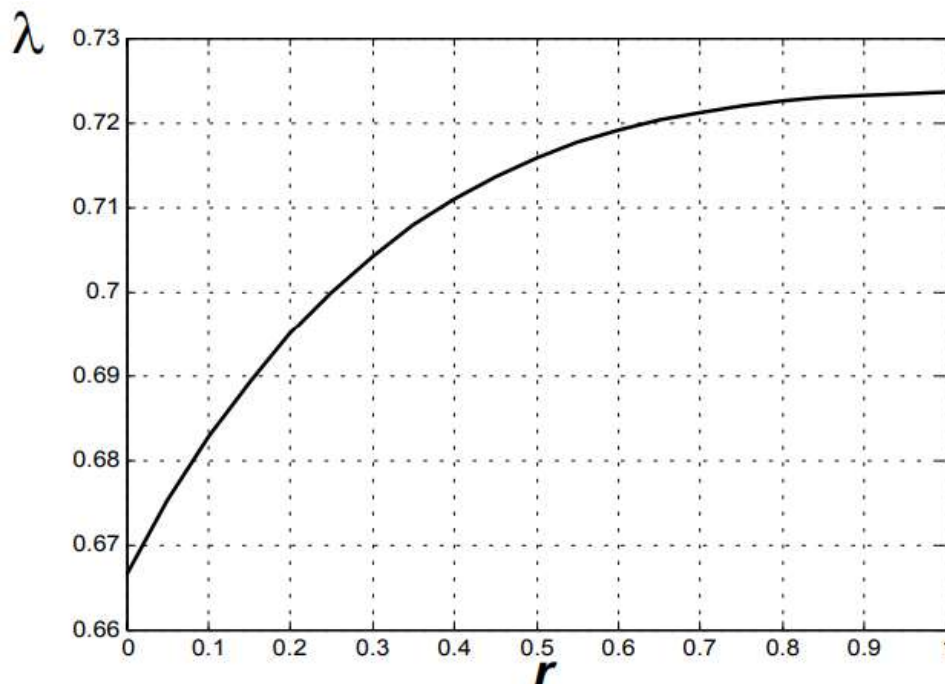


Рисунок 1.6 – Залежність коефіцієнта ослаблення λ від фактора згладжування r .

З наведеної на рисунку залежності видно, що $\lambda \approx 0.7$ при будь-яких r , що говорить про зменшення рівня перешкоджаючої складової, зумовленої нелінійністю ПП приблизно на -3дБ.

Провівши аналогічні міркування для перешкоди, обумовленої АМ/ФМ перетворенням, після елементарних перетворень отримано математичну

модель ППТ, що враховує як НЛС, так і спотворення, обумовлені фільтрацією сигналу. Тоді сигнал на вході ПСС можна уявити як:

$$I^{PPM}(t) = I(t) + \lambda \left(\alpha Q^3(t) + \alpha Q^2(t)I(t) + \frac{3}{4} \alpha_3 I^3(t) + \frac{3}{4} \alpha_3 I^2(t)Q(t) \right),$$

$$Q^{PPM}(t) = Q(t) - \lambda \left(\alpha I^3(t) + \alpha I^2(t)Q(t) - \frac{3}{4} \alpha_3 Q^3(t) - \frac{3}{4} \alpha_3 Q^2(t)I(t) \right), \quad (1.26)$$

де I^{PPM} і Q^{PPM} - це відлік I - і Q -квадратури в приймачі.

Для нелінійності з зоною обмеження (кубічна нелінійність +АМ/ФМ + зона обмеження) неважко показати, що наявність $\sqrt{\text{ПК}}$ фільтрів у передавачі і приймачі також призведе до зменшення рівня перешкод обумовлених НЛС. Проведемо оцінку коефіцієнта ослаблення НЛС для випадку з зоною обмеження. При цьому коефіцієнт ослаблення нелінійних спотворень $\lambda_{\text{ОГР}} = \frac{P_{\text{III}}^{\text{ВЛХ}}}{P_{\text{III}}^{\text{ВХ}}}$, де $P_{\text{III}}^{\text{ВЛХ}}$ і $P_{\text{III}}^{\text{ВХ}}$ -потужності перешкод, обумовлених НЛС на вході і виході $\sqrt{\text{ПК}}$ фільтра приймача. Очевидно, що $\lambda_{\text{ОГР}}$ буде залежати від потужності вхідного сигналу. Розглянемо якісно цю залежність:

1 При потужності вхідного сигналу нижче точки обмеження $\lambda_{\text{ОГР}} = \lambda$, де λ - коефіцієнт ослаблення НЛС для нелінійності без зони обмеження.

2 При потужності вхідного сигналу вище точки обмеження з'являються інтермодуляційні компоненти вищого порядку (5, 7, ...). їх спектр є послідовною згорткою спектрів вхідного сигналу (5-ти кратною, 7-ми кратною і т. д.) І отже буде ширше, ніж спектр перешкоди обумовленої кубічною нелінійністю і АМ/ФМ перетворенням. Відповідно при проходженні $\sqrt{\text{ПК}}$ фільтра приймача перешкода буде послаблюватися сильніше, ніж у випадку з нелінійністю без обмеження і буде справедливо наступне нерівність $\lambda_{\text{ОГР}} \leq \lambda$.

1.11 Сигнально-кодова конструкція, яка використовується в OCDMA системах

У системі з прямим розширенням спектра ортогональні сигнали зазвичай подаються у вигляді:

$$b_k(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_k(l)r(t - iT_q), 0 \leq t \leq T_s, \quad (1.27)$$

де L - число чіпів в сигналі (база);

$T_s = LT_q$ - тривалість сигналів;

t_q - тривалість одного чіпа;

$r(t)$ - прямокутний імпульс, що дорівнює одиниці для $0 \leq t \leq T_q$ і нулю за межами цього інтервалу; дискретна функція $\xi_k(l)$ приймає значення ± 1 .

Зі сказаного випливає, що формоване коливання (1.27) має КАМ модуляцію зі специфічною статистикою розподілу рівнів амплітуд в квадратурних складових.

Так як

$$\int_0^{T_s} b_k(t) b_m(t) dt = T_q \sum_{l=0}^{L-1} \xi_k(l)\xi_m(l),$$

то ортогональність функцій $b_k(t)$ забезпечується ортогональністю функцій $\xi_k(l)$. Ансамбль функцій $\xi_k(l)$ будується на основі базової системи функцій Уолша [31]

$$W(p, l) = \exp\{j\pi \sum_{i=1}^r p_i l_i\}, \quad (1.28)$$

де p і l , відповідно, номер і аргумент функції ($0 \leq p; l \leq L - 1 = 2^r - 1$), p_i і l_i - розряди їх двійкового представлення. Функції $\xi_k(l)$ і $\tilde{\xi}_k(l)$ задамо у вигляді

$$\xi_k(l) = \beta(l)v(p_k, l); \quad \tilde{\xi}_k(l) = \tilde{\beta}(l)v(\tilde{p}_k, l), \quad (1.29)$$

де $\beta(l)$ та $\tilde{\beta}(l)$ довільні функції, що приймають значення ± 1 , а матриці функцій $v(p, l)$ отримані з матриць $W(p, l)$ шляхом довільної перестановки її стовпців. Введені узагальнення є цілком достатніми, щоб охопити можливі на практиці структури ортогональних сигналів з прямим розширенням спектра [31].

Позначимо безлічі пар (k, p_k) та (k, \tilde{p}_k) через Ω_k та $\tilde{\Omega}_k$ відповідно. Представлений в роботі аналіз здійснено для найбільш простої з точки зору механізмів формування та обробки сигналів ситуації, коли $\beta(l) = \tilde{\beta}(l)$ та $\Omega_k = \tilde{\Omega}_k$. Якісна оцінка іншої ситуації буде розглянута нижче.

За рахунок випадковості двійкових символів q_k і \tilde{q}_k функції $b(t)$ і $\tilde{b}(t)$ є випадковими і для подальшого аналізу необхідно визначити деякі статистичні характеристики коливання $s(t)$. Амплітуда і фаза цього коливання змінюються випадковим чином, залишаючись постійними на інтервалі тривалістю T_q . На l -му інтервалі вони приймають значення $A(l)$ і $\varphi(l)$.

Проаналізуємо автокореляційні властивості функцій $b(t)$ і $\tilde{b}(t)$. Не важко переконатися, що

$$\langle b(t_1)\tilde{b}(t_2) \rangle_q = 0,$$

де $\langle \rangle_q$ позначає усереднення по двійковим символам q_k і \tilde{q} . Надалі не важко отримати:

$$p(t_1, t_2) = \langle b(t_1)b(t_2) \rangle_q = \begin{cases} \beta(m_1)\beta(m_2)\theta(\Omega_k, m_{12}) & |t_1 - t_2| \leq T_s, \\ 0; & |t_1 - t_2| > T_s \end{cases} \quad (1.30)$$

де $t_i = m_i T_{\text{ч}} + \tau_i$; $(0 \leq \tau_i \leq T_{\text{ч}})$; $\theta(\Omega_k, m_{12}) = \sum_{k=1}^K \nu(p_{k, m_{12}})$; m_{12} визначається зі значень m_1 і m_2 на основі групової замкнутості по операції множення функцій Уолша [32] і з урахуванням обраної перестановки стовпців їх матриці.

При $K < L$ кореляційні властивості залежать від використовуваної безлічі Ω_k . При аналізі будемо розглядати дві крайні статистичні моделі: модель з некоррелірованими відліками ($\theta(\Omega_k, m_{12}) = \theta_0 \delta(m_1 - m_2)$) і модель з повторюваними відліками. У другій моделі число співпадаючих відліків будемо вважати рівними L/K , а не співпадаючі відліки - некоррельованими. Не важко переконатися, що перша модель строго має місце при $L = K = 2^n$, а друга модель при $K = 2^{n_1}$ ($n_1 < n$) і використанні підмножини функцій Уолша, що становлять замкнуту підгрупу.

1.12 Постановка задачі

На основі розглянутої інформації для досягнення поставленої мети поставленні окремі завдання:

1 Провести аналіз залежності відношення сигнал/перешкода на виході пристрою стиснення від параметрів ППТ.

2 Розглянути шляхи зниження впливу нелінійних спотворень на якість роботи системи.

3 Розглянути можливість збільшення спектральної ефективності системи зв'язку.

4 Перевірити коректність отриманих теоретичних результатів. Для цього провести комп'ютерне імітаційне моделювання ППТ.

1.13 Висновки до першого розділу

Проведений аналіз показав, що найбільш раціонально, з точки зору простоти використання в наступних обчисленнях і адекватності реальної характеристики ПП (нижче точки насичення), застосування математичної моделі ПП, що описується формулами (1.13), (1.16). Ігнорування в даній моделі зони насичення, виходячи з якісних міркувань, не повинно суттєво вплинути на точність аналізу і дозволить отримати нижню межу відношення сигнал/перешкода.

Розглянуто методи вимірювання характеристики реального ПП для отримання параметрів моделі. В якості основного методу вимірювання обраний двочастотний метод тестування ПП. Показано, що в разі суміщеної нелінійності (АМ /ФМ + кубічна нелінійність) потрібні додаткові виміри для отримання правильних параметрів ПП.

Розглянуто методи аналізу нелінійних ланок. В якості основного методу аналізу було обрано безпосередній розрахунок вихідного сигналу, через функцію, що характеризує нелінійність ППТ.

З огляду на те, що даний метод не враховує інерційних властивостей ППТ, проведений аналіз взаємного впливу лінійних і нелінійних спотворень один на одного. В результаті аналізу показано, що при проходженні сигналом \sqrt{PK} фільтра в приймачі відбувається зниження потужності перешкоди, обумовленої нелінійністю в середньому на -3дБ (рис. 1.3), а сигнал на вході ПСС можна може бути представлений як (1.26).

Отримане співвідношення враховує як нелінійні, так і інерційні властивості ППТ.

РОЗДІЛ 2

СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

2.1 Аналіз міжканальних перешкод

Проведений у першому розділі аналіз показав, що з точки зору простоти використання в наступних обчисленнях і адекватності реальної характеристики ПП (нижче точки насичення), необхідне застосування математичної моделі ПП у вигляді кубічної нелінійності (1.13). На користь такого вибору говорить також наявність простої методики вимірювання характеристик реального ПП подачею на його вхід двох близьких по частоті гармонік і виміром на виході рівня IMD3.

Облік в математичній моделі зони насичення ускладнить модель і зажадає додаткових вимірів характеристик реального ПП для отримання параметрів моделі, тому в подальшому аналізі зона насичення враховуватися не буде. На користь такого вибору можна привести такі аргументи.

1 З огляду на те, що сигнал OCDMA системи промодульований по амплітуді, він буде чутливий до нелінійних спотворень, тому для якісної роботи системи середня потужність сигналу скоріше за все повинна лежати нижче зони насичення.

2 Виходячи з якісних міркувань, можна припустити, що математична модель із зоною насичення буде вносити менші спотворення, ніж аналогічна їй модель без насичення, так як у такому випадку характеристика ПП зазнає загин. При тому ж рівні обмеження модельна характеристика зазнає більший загин, ніж характеристики реальних ПП. Відповідно аналіз, проведений для моделі ПП без зони насичення, повинен дати нижню межу відношення сигнал/перешкода для амплітудної нелінійності.

Проведений в першому розділі загальний аналіз привів до наступної моделі ППТ. Характеристики всіх елементів моделі вважаються ідеальними.

Представлена на рис.2.1 модель не враховує розповсюдження сигналу у вільному просторі. Це зв'язано з тим що умови поширення покладаються ідеальними (пряма видимість, відсутність багатопроменевості і завмирань).

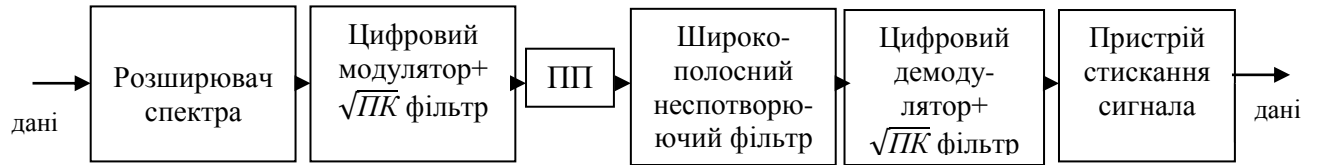


Рисунок 2.1 – Структура моделі ППТ

Тепловий шум, який завжди присутній в каналі, тут також не враховується, оскільки є адитивним шумом і не корелює з перешкодами, що виникають в підсилювачі потужності. Широкопосмуговий фільтр на виході підсилювача потужності зазвичай присутній в реальних радіосистемах. Ширина його смуги пропускання більше ширини спектра випромінюваного корисного сигналу, тому він не вносить спотворень в переданий сигнал, пригнічуючи лише спектральні компоненти поза смуги сигналу. Характеристики всіх елементів моделі (рис. 1.4), крім підсилювача потужності, покладаються ідеальними.

Розглянута в попередньому розділі модель нелінійності (1.13), (1.17) визначається трьома параметрами: коефіцієнтами $\alpha_3 < 0$ - кубічна нелінійність, α - АМ/ФМ перетворення, λ - облік узгодженої фільтрації. Спочатку будуть розглянуті продукти нелінійних спотворень від кожного виду нелінійності окремо, потім - сумарний продукт.

2.1.1 Кубічна нелінійність

Розглянемо вплив кубічної нелінійності. Підставивши в (1.26) $\alpha = 0$ та (1.3) отримано

$$\begin{aligned}
I^{IPM}(t) &= A_1 \sum_{k=1}^K q_k b_k(t) + \frac{3}{4} \lambda \alpha_3 A_1^3 [\sum_{k=1}^K q_k b_k(t)]^3 + \\
&\frac{3}{4} \lambda \alpha_3 A_1^3 \sum_{k=1}^K q_k b_k(t) [\sum_{k=1}^K \tilde{q}_k \tilde{b}_k(t)]^2, \\
Q^{IPM}(t) &= A_1 \sum_{k=1}^K \tilde{q}_k \tilde{b}_k(t) + \frac{3}{4} \lambda \alpha_3 A_1^3 [\sum_{k=1}^K \tilde{q}_k \tilde{b}_k(t)]^3 + \\
&\frac{3}{4} \lambda \alpha_3 A_1^3 \sum_{k=1}^K \tilde{q}_k \tilde{b}_k(t) [\sum_{k=1}^K q_k b_k(t)]^2. \tag{2.1}
\end{aligned}$$

На виході корелятора виходить

$$n_{n_3} = \int_0^{T_s} I(t) b_n(t) dt = q_n A_1 L T_{\text{ч}} + \frac{3}{4} \lambda \alpha_3 A_1^3 T_{\text{ч}} (N'_n + N''_n) = \eta_{n_3}^S + \eta_{n_3}^N, \tag{2.2}$$

де $\eta_{n_3}^S$ - сигнальна складова, а $\eta_{n_3}^N$ - перешкодлива, а индекс 3 відповідає кубічній нелінійності.

$$N'_n = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_k(l) [\sum_{k=1}^K q_k \xi_k(l)]^3, \tag{2.3a}$$

$$N''_n = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_k(l) \sum_{k=1}^K q_k \xi_k(l) [\sum_{k=1}^K \tilde{q}_k \tilde{\xi}_k(l)]^2. \tag{2.3б}$$

Враховуючи відношення (1.28) і властивість Уолша можна отримати

$$N'_n = L \sum_{k_1=1}^K \sum_{k_2=1}^K \sum_{k_3=1}^K q_{k_1} q_{k_2} q_{k_3} \delta(p_n \otimes p_{k_1} \otimes p_{k_2} \otimes p_{k_3}), \tag{2.4a}$$

$$N''_n = L \sum_{k_1=1}^K \sum_{k_2=1}^K \sum_{k_3=1}^K q_{k_1} \tilde{q}_{k_2} \tilde{q}_{k_3} \delta(p_n \otimes p_{k_1} \otimes \tilde{p}_{k_2} \otimes \tilde{p}_{k_3}), \tag{2.4б}$$

де знаком \otimes позначено m-зсув.

Перевіримо, чи вносять N'_n та N''_n вклад в сигнальну складову

$$\langle N'_n \rangle_{k_i=n} = q_n L \left[\sum_{k_2=1}^K \sum_{k_3=1}^K q_{k_2} q_{k_3} \delta(p_{k_2} \otimes p_{k_3}) + \sum_{\substack{k_1=1 \\ k_1 \neq n}}^K \sum_{k_3=1}^K q_{k_1} q_{k_3} \delta(p_{k_1} \otimes p_{k_3}) \right. \\ \left. + \sum_{\substack{k_1=1 \\ k_1 \neq n}}^K \sum_{k_2=1}^K q_{k_1} q_{k_2} \delta(p_{k_1} \otimes p_{k_2}) \right],$$

$$\langle N''_n \rangle_{k_1=n} = q_n L \sum_{k_2=1}^K \sum_{k_3=1}^K \tilde{q}_{k_2} \tilde{q}_{k_3} \delta(p_n \otimes p_{k_1} \otimes \tilde{p}_{k_2} \otimes \tilde{p}_{k_3}),$$

$$\langle N'_n \rangle_{k_1=n} = 3K - 2,$$

$$\langle N''_n \rangle_{k_1=n} = K.$$

Тому сигнальна складова на виході ПСС має вигляд

$$\eta_{n3}^S = \alpha_3 A_1 L T_{\text{ч}} \left[1 + \frac{3}{4} \lambda \alpha_3 A_1^2 (4K - 2) \right], \quad (2.5)$$

а перешкоджаюча складова представлена

$$\eta_{n3}^N = \frac{3}{4} \alpha_3 A_1 L T_{\text{ч}} \left\{ \sum_{k_1 \neq n}^K \sum_{k_2 \neq n}^K \sum_{k_3 \neq n}^K q_{k_1} q_{k_2} q_{k_3} \delta(p_n \otimes p_{k_1} \otimes p_{k_2} \otimes p_{k_3}) + \right. \\ \left. + \sum_{k_1 \neq n}^K \sum_{k_2 \neq n}^K \sum_{k_3 \neq n}^K q_{k_1} \tilde{q}_{k_2} \tilde{q}_{k_3} \delta(p_n \otimes p_{k_1} \otimes \tilde{p}_{k_2} \otimes \tilde{p}_{k_3}) \right\}. \quad (2.6)$$

Середнє значення перешкоджаючої компоненти $\langle (\eta_{n3}^N) \rangle = 0$. Неважко переконатися, що перешкоджаючі компоненти з різними номерами n некоррельовані. Після громіздких, але не складних викладок, виконаних в припущенні незалежності маніпульованим параметрів q_m і \tilde{q}_m , для дисперсій перешкоджаючих компонент отримано вираз

$$\langle (\eta_{n3}^N)^2 \rangle = \frac{9}{16} \lambda^2 \alpha_6^2 A_1^6 L^2 T_4^2 \rho_{3i}(n), \quad (2.7)$$

де для першої статистичної моделі

$$\rho_{3i}(n) = \frac{2}{L} K(K-1)^2 + \frac{6}{L} (K-1)(K-2)(K-3), \quad (2.8a)$$

а для другої статистичної моделі

$$\rho_{3i}(n) = \begin{cases} 2(K-1)^2 + \frac{6}{K} (K-1)(K-2)(K-3); & P_n \in \Omega_K \\ 0; & P_n \notin \Omega_K \end{cases} \quad (2.8б)$$

У другій статистичній моделі перешкода на виході коррелятора з опорним сигналом, що не входять до складу випромінюваного коливання, нульова. У першій моделі дисперсія перешкод однакова на виході всіх корреляторів. З отриманих співвідношень видно, що в разі кубічної нелінійності обидві складові (сигнальна і перешкоджаюча) залежать від коефіцієнта α_3 і, відповідно, від рівня *IMD3*.

З (2.5) і (2.7) отримуємо, що для обраної СКК (канальна модуляція ФМ-2)

$$\frac{S}{N} = \frac{(\eta_{n3}^S)^2}{\langle (\eta_{n3}^N)^2 \rangle} = \frac{L^2 \left(1 - 2\lambda \sqrt{IMD3} \frac{4K-2}{L}\right)^2}{4\lambda^2 (IMD3) \rho_{3i}(n)}. \quad (2.9)$$

На рис. 2.2 представлена залежність відношення $\frac{S}{N}$ від числа активних каналів (2.9). Розрахунки виконані для значень $L = 128$, $P_m = P_{сер} = LA_1^2$, $\lambda = 1$, ($P_{сер}$ середня випромінювана потужність при повному завантаженні абонентами) і $IMD3 = -30\text{дБ}$.

З представленої залежності видно, що при максимальному завантаженні відношення $\frac{S}{N} = 14\text{дБ}$, що є цілком достатнім для якісної роботи системи. Зауважимо, що при $K > 20$ і $IMD3 \ll 1$ (рис. 1.2) можна використовувати наближену формулу розрахунку нижньої межі відношення сигнал/перешкода для ППТ з кубічною нелінійністю

$$\frac{S}{N} = \frac{(\eta_{n3}^S)^2}{\langle (\eta_{n3}^N)^2 \rangle} \approx \frac{1}{32\lambda^2(IMD3)} \left(\frac{1}{K/L} \right)^2, \quad (2.10)$$

де $\frac{K}{L}$ – відносна завантаженість абонентами.

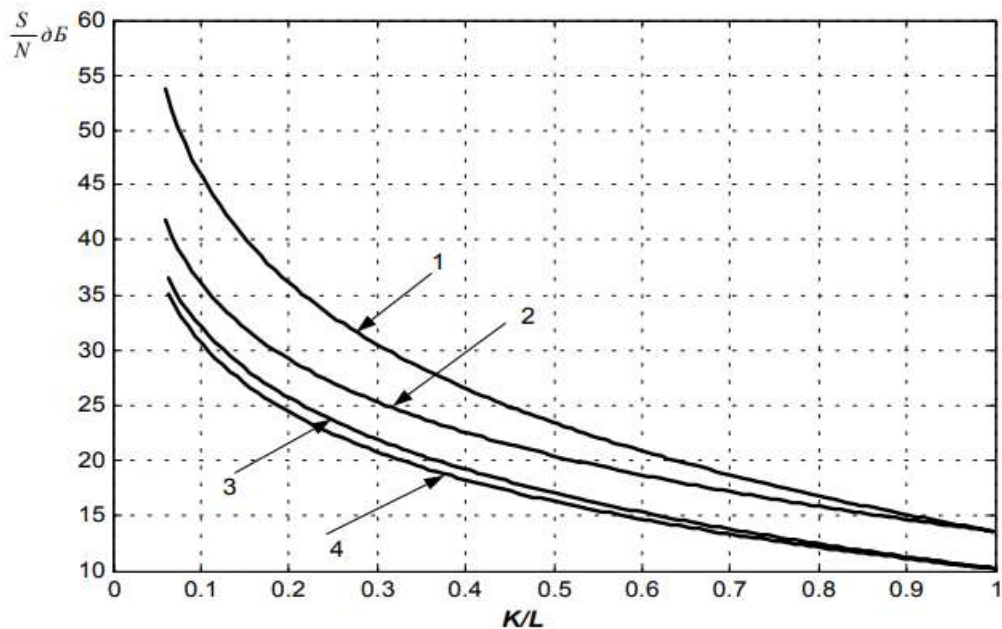


Рисунок 2.2 – Залежність відношення сигнал/перешкода від числа активних абонентів при $L = 128$ і $IMD3 = -30\text{дБ}$.

крива №1 - перша статистична модель, кубічна нелінійність

крива №2 - друга статистична модель, кубічна нелінійність

крива №3 - перша статистична модель, АМ/ФМ перетворення

крива №4 - друга статистична модель, АМ/ФМ перетворення

(Нижня межа відношення при заданому $IMD3$)

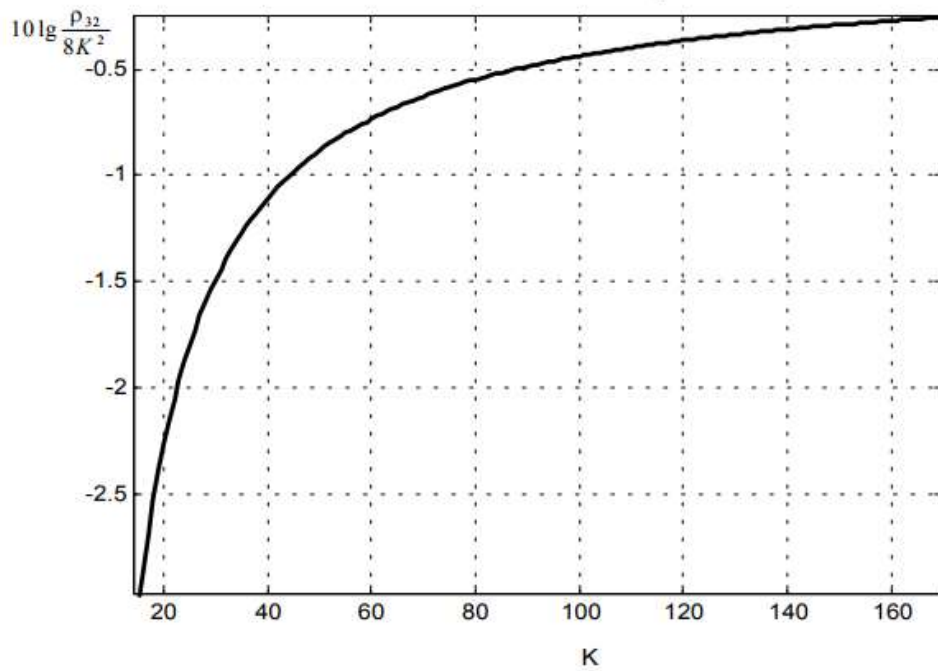


Рисунок 2.3 - Точність оцінки потужності перешкодливої компоненти по наближеній формулі.

2.1.2 АМ/ФМ перетворення

У разі нелінійного пристрою, що здійснює АМ/ФМ перетворення, компоненти $I(t)$ і $Q(t)$ коливання (1.2) на виході цього пристрої будуть мати вигляд

$$I^{IPM}(t) = A_1 \sum_{k=1}^K \tilde{q}_k \tilde{b}_k(t) + \lambda \alpha_3 A_1^3 \left[\sum_{k=1}^K \tilde{q}_k \tilde{b}_k(t) \right]^3 + \\ + \lambda \alpha_3 A_1^3 \sum_{k=1}^K \tilde{q}_k \tilde{b}_k(t) \left[\sum_{k=1}^K q_k b_k(t) \right]^2 ,$$

$$Q^{IPM}(t) = A_1 \sum_{k=1}^K \tilde{q}_k \tilde{b}_k(t) + \lambda \alpha_3 A_1^3 \left[\sum_{k=1}^K q_k b_k(t) \right]^3 - \\ - \lambda \alpha_3 A_1^3 \sum_{k=1}^K q_k b_k(t) \left[\sum_{k=1}^K \tilde{q}_k \tilde{b}_k(t) \right]^2 . \quad (2.11)$$

На виході корелятора матимемо величину

$$\eta_{n_A} = \int_0^{T_s} I(t) b_n(t) dt = \eta_{n_A}^S + \eta_{n_A}^N.$$

Сигнальна компонента $\eta_{n_A}^S$, що містить параметр q_n , буде містити випадкову компоненту. Однак її варіації незначні і ними можна знехтувати. При цьому отримуємо

$$\eta_{n_A}^S \cong \langle \eta_{n_A}^S \rangle = q_n A_1 L T_{\text{ч}}.$$

Зауважимо, що на відміну від кубічної нелінійності рівень сигнальної компоненти при АМ/ФМ перетворенні не залежить від рівня інтермодуляційних частот *IMD3*.

$$\eta_{n_A}^N = \frac{3}{4} \lambda \alpha A_1^3 L T_{\text{ч}} \left\{ \sum_{k_1=1}^K \sum_{k_2=1}^K \sum_{k_3=1}^K \tilde{q}_{k_1} \tilde{q}_{k_2} \tilde{q}_{k_3} \delta(p_n \otimes \tilde{p}_{k_1} \otimes \tilde{p}_{k_2} \otimes \tilde{p}_{k_3}) + \sum_{k_1=1}^K \sum_{k_2=1}^K \sum_{k_3=1}^K \tilde{q}_{k_1} q_{k_2} q_{k_3} \delta(p_n \otimes \tilde{p}_{k_1} \otimes p_{k_2} \otimes p_{k_3}) \right\}. \quad (2.12)$$

Тут індекс A відповідає АМ/ФМ перетворенню.

Можна переконатися, що середні значення перешкодливих компонент рівні нулю, перешкоди з різними номерами некоррельовані. Після нескладних, але громіздких викладок можна отримати

$$\langle (\eta_{n_A}^N)^2 \rangle = \lambda^2 \alpha^2 A_1^6 T_{\text{ч}}^2 \rho_{Ai}(n), \quad (2.13)$$

де для першої статистичної моделі

$$\rho_{A1}(n) = \frac{4}{L} K(K-1)(K-3) + \begin{cases} 4K(K-1)^2; & P_n \in \Omega_K \\ 0; & P_n \notin \Omega_K \end{cases} \quad (2.14a)$$

а для другої

$$\rho_{A2}(n) = \begin{cases} 4K(6K^2 - 9K + 4); & P_n \in \Omega_K \\ 0; & P_n \notin \Omega_K \end{cases} \quad (2.146)$$

Тоді якість зв'язку при канальній модуляції виду ФМ-2 і нелінійності ППТ виду АМ/ФМ буде визначатися наступною формулою

$$\frac{S}{N} = \frac{(\eta_n^S)^2}{\langle (\eta_n^N)^2 \rangle} = \frac{L^2}{4\lambda^2(IMD3)\rho_{zi}(n)}. \quad (2.15)$$

На рисунку 2.2 представлена залежність відношення $\frac{S}{N}$ від числа активних каналів (2.15). Розрахунки виконані для значень $L = 128$, $\lambda = 1$, $P_m = P_{сер} = LA_1^2$ ($P_{сер}$ середня випромінювана потужність при повному завантаженні абонентами) і $IMD3 = -30$ дБ. З рис. 2.2 видно, що АМ/ФМ перетворення сильніше впливає на якість зв'язку, ніж кубічна нелінійність при тому ж рівні $IMD3$. Так при повному завантаженні відмінність складає більше 4дБ.

Також як і у випадку з кубічним перетворенням при $K > 20$ можна використовувати наближену формулу розрахунку нижньої межі відношення $\frac{S}{N}$

$$\frac{S}{N} = \frac{(\eta_{nA}^S)^2}{\langle (\eta_{nA}^N)^2 \rangle} \approx \frac{1}{96\lambda^2(IMD3)} \left(\frac{1}{K/L} \right)^2. \quad (2.16)$$

2.1.3 АМ/ФМ і кубічна нелінійність

Сигнал на виході широкосмугового фільтру при спільному впливі нелінійності обох видів визначається як (1.26). З (1.26) неважко отримати що сигнальна складова в даному випадку

$$\eta_n^S = \eta_{n_3}^S = q_n A_1 L T_{\text{ч}} \left[1 + \frac{3}{4} \lambda \alpha_3 A_1^2 (4K - 2) \right]. \quad (2.17)$$

Для аналізу перешкодливої компоненти розглянемо статистичні характеристики двох випадкових величин (2.8) і (2.8б) для кубічної нелінійності і двох випадкових величин (2.14а) і (1.14б) для АМ/ФМ перетворення. Із зазначених формул видно, що добуток будь-якої з величин першої пари на будь-яку з величин другої пари буде містити добуток непарного числа величин k_q і \tilde{k}_q . Тому усереднення цих добутків за випадковим величинам k_q і \tilde{k}_q дасть нульове значення. Звідки випливає, що перешкоди обумовлені кубічною нелінійністю і АМ/ФМ перетворенням некоррельовані. Отже дисперсія сумарної перешкоди дорівнює сумі дисперсій зазначених перешкодливих компонент, тобто

$$\langle (\eta_n^N)^2 \rangle = \eta_{n_A}^N + \eta_{n_3}^N = \frac{9}{16} \lambda^2 \alpha_3^2 A_1^6 L^2 T_{\text{ч}}^2 \rho_{3i}(n) + \lambda^2 \alpha_3^2 A_1^6 L^2 T_{\text{ч}}^2 \rho_{Ai}(n). \quad (2.18)$$

Для відношення сигнал/перешкода з використанням співвідношень (2.17), (2.18) і умови $P_m = LA_1^2$ можна отримати вираз

$$\frac{S}{N} = \frac{(\eta_n^S)^2}{\langle (\eta_n^N)^2 \rangle} = \frac{L^2 \left(1 - 2\lambda \sqrt{IMD3_3} \frac{4K-2}{L} \right)^2}{4\lambda^2 ((IMD3_3)\rho_{3i}(n) + (IMD3_A)\rho_{Ai}(n))}. \quad (2.19)$$

де $IMD3_A$ і $IMD3_3$ рівень інтермодуляційних частот обумовлених відповідно АМ/ФМ перетворенням і кубічною нелінійністю окремо.

Як уже зазначалося, нелінійність характеризується загальним рівнем інтермодуляційних частот $IMD3 = IMD3_A + IMD3_3$ без поділу їх на окремі

компоненти. Тому доцільно знайти мінімум виразу (2.19) при заданому значенні $IMD3$. Завдання мінімізації легко вирішується за урахуванням того, що $\rho_{3i}(n) < \rho_{Ai}(n)$. Після рішення отримуємо нижню межу для відношення сигнал/перешкода

$$\frac{S}{N} \geq \frac{L^2}{4\lambda^2((IMD3)\rho_{Ai}(n))}. \quad (2.20)$$

Нерівність (2.20) можна посилити, використовуючи для $\rho_{Ai}(n)$ значення $\rho_{A2}(n)$, відповідне другій статистичній моделі. На малюнку 2.2 для $L = 128$ і $IMD3 = -30\text{дБ}$ залежність нижньої межі відношення сигнал/перешкода від числа активних абонентів представлена кривою №4.

Як вже було відмічено АМ/ФМ сильніше позначається на якості зв'язку ніж кубічна нелінійність, тому для транзисторних ПП (де АМ/ФМ перетворення взагалі немає) не варто користуватися (2.20) так як результат буде занадто занижений.

Для повного завантаження ($K = L$) співвідношення з урахуванням обох видів нелінійності маємо

$$\frac{S}{N} \geq \frac{L^2}{16(IMD3)(6L^2 - 9L + 4)}, \quad (2.21)$$

яке дозволяє легко визначити вимоги на допустимий рівень інтермодуляційних частот при заданому відношенні сигнал/перешкода в системі.

Не важко переконатися, що при $L = 1$ має місце рівність (2.21).

2.2 Зниження впливу нелінійних спотворень на співвідношення сигнал/перешкода

Розглянемо три можливих зниження шкідливого впливу нелінійностей в даній системі.

Виконані розрахунки показали, що співвідношення сигнал/перешкода при неповному завантаженні системи активними абонентами може помітно відрізнитися для першої і другої моделі формованого коливання. Якщо система буде проектуватися на неповному завантаженні з співвідношеннями бази L до максимального числа K активних абонентів ($\frac{L}{K} = 2; 4; 8$), то виникає задача вибору підмножин Ω_k і $\tilde{\Omega}_k$, для яких статистика формованих коливань була б якомога ближче до першої моделі. Для забезпечення мінімальної корельованості відліків амплітуд необхідно підібрати таку підмножина Ω_k , щоб забезпечувалося

$$\min_{\Omega_k} \max_l \left| \sum (p_k, l) \right|.$$

Друга можливість пов'язана зі зниженням рівня перешкодливих компонент, що виникають за рахунок проникнення однієї квадратури в іншу при АМ/ФМ перетворенні. Чим сильніше відрізняються ансамблі сигналів, які використовуються в різних квадратурах, тим меншим буде рівень цих компонент. При проектуванні системи на неповне завантаження завдання може бути вирішене при виборі непересічних підмножин Ω_k і $\tilde{\Omega}_k$. При проектуванні на повне завантаження знизити рівень зазначених перешкод можна шляхом вибору різних функцій $\beta(l)$ і $\tilde{\beta}(l)$.

Третя можливість пов'язана зі зниженням динамічного діапазону формованого коливання. Зниження динамічного діапазону дозволяє зменшити рівень всіх перешкодливих компонент, що виникають при нелінійному перетворенні. Розглянемо детально пропонуване рішення. Наведений аналіз зорієнтований в основному на транзисторні ПП, де присутня лише кубічна нелінійність, проте отримані тут дані легко узагальнити на випадок з АМ/ФМ перетворенням і поєднану нелінійність.

При цьому нелінійність задається через рівень однодецибельної компресії P_0 , що робить отримані співвідношення зручними для інженерних розрахунків. Параметр λ вважаємо рівним 1.

Попередній аналіз показав, що в першому наближенні залежністю від моделей можна знехтувати. Так як перша модель є більш універсальною, придатною для аналізу при будь-яких СКК, то будемо надалі використовувати її, тобто вважати

$$\rho_{3i}(n) = \rho_{31}(n) = \frac{2}{L}K(K-1)^2 + \frac{6}{L}(K-1)(K-2)(K-3).$$

Розглянуті тут СКК, є багатопозиційною конструкцією, де для кожного інформаційного каналу надається набір з $\frac{R}{2}$ ОП з додатковою маніпуляцією ФМ-2. Для активного каналу на кожному інтервалі часу випромінюється пара ОП з набору, по одній ОП в кожній квадратурі, переносючи $2 \log_2 R$ інформації [33]. При цьому для оцінки якості зв'язку доцільно перейти від $\frac{S}{N}$ на один сигнал до величини $\frac{E_6}{N_{0E}}$ (N_{0E} – еквівалентна спектральна інтенсивність міжканальних перешкод), так як при одному і тому ж $\frac{S}{N}$ можливо різне значення BER для різних СКК. Неважко отримати, що

$$\frac{E_6}{N_{0E}} = \frac{1}{2 \log_2 R} \frac{S}{N}. \quad (2.22)$$

Для розглянутих СКК максимальне число одночасно випромінюваних пар ОП дорівнює

$$M = \frac{2L}{R}, \quad (2.23)$$

тобто зі зростанням позиційності ДД випромінюваного сигналу зменшується, а відповідно для нелінійного ППТ має збільшитися співвідношення $\frac{S}{N}$. З (2.23) також випливає, що з ростом R при $R > 4$ зменшується сумарний по всіх каналах обсяг переданої інформації H :

$$H = \frac{4L \log_2 R}{R}. \quad (2.24)$$

Зі сказаного вище видно, що вибір позиційності СКК завдання неоднозначне, що вимагає додаткового аналізу.

З результатів, представлених на рис. 2.2 видно, що для каналної модуляції виду ФМ-2 значення $IMD3 = -30\text{дБ}$ по суті є максимально-допустимим значенням для рівня інтермодуляційних частот третього порядку. Зауважимо, що при проектуванні величину $\frac{S}{N}$ потрібно ставити з хорошим запасом з урахуванням інших перешкодливих компонент.

Тому при чисельному аналізі будемо орієнтуватися на величину $\frac{E_{\delta}}{N_{0E}} = 20\text{дБ}$, при каналній модуляції виду ФМ-2 $\frac{E_{\delta}}{N_{0E}} = 20\text{дБ}$ відповідає $\frac{S}{N} = 23\text{дБ}$, що приблизно дорівнює рівню сигнал/перешкода у відсутності НЛС (Без НЛС $\frac{S}{N} = 25\text{дБ}$ за рахунок МСІ).

Канальна модуляція ФМ-2 (R = 2)

Розглянемо спочатку випадок з $R = 2$, при якому СКК відповідає вже розглянутій СКК, де один випромінюваний сигнал переносить лише один біт

інформації. Тоді, якщо центральна станція розраховується на повне завантаження, то середня потужність випромінюваного сигналу

$$P_{сер} = LA_1^2.$$

Введемо γ - коефіцієнт запасу середньої потужності по відношенню до однодецибельної компресії, і будемо вважати

$$P_{сер} = LA_1^2 = \gamma P_0. \quad (2.25)$$

Залежність $\frac{E_b}{N_{0E}}(\gamma, K, L, P_0)$ отримаємо підставивши (2.25) і (1.15) в (2.9).

на рис.2.4 приведена залежність $\frac{E_b}{N_{0E}}$ в залежності від числа завантажуваних каналів при $\gamma = 1$. На рис. 2.5 приведена залежність $\frac{E_b}{N_{0E}}$ від γ при повній завантаженості. З останнього рисунка бачимо, що для досягнення $\frac{E_b}{N_{0E}} \cong 20\text{дБ}$ величина γ повинна складати приблизно 0.45.

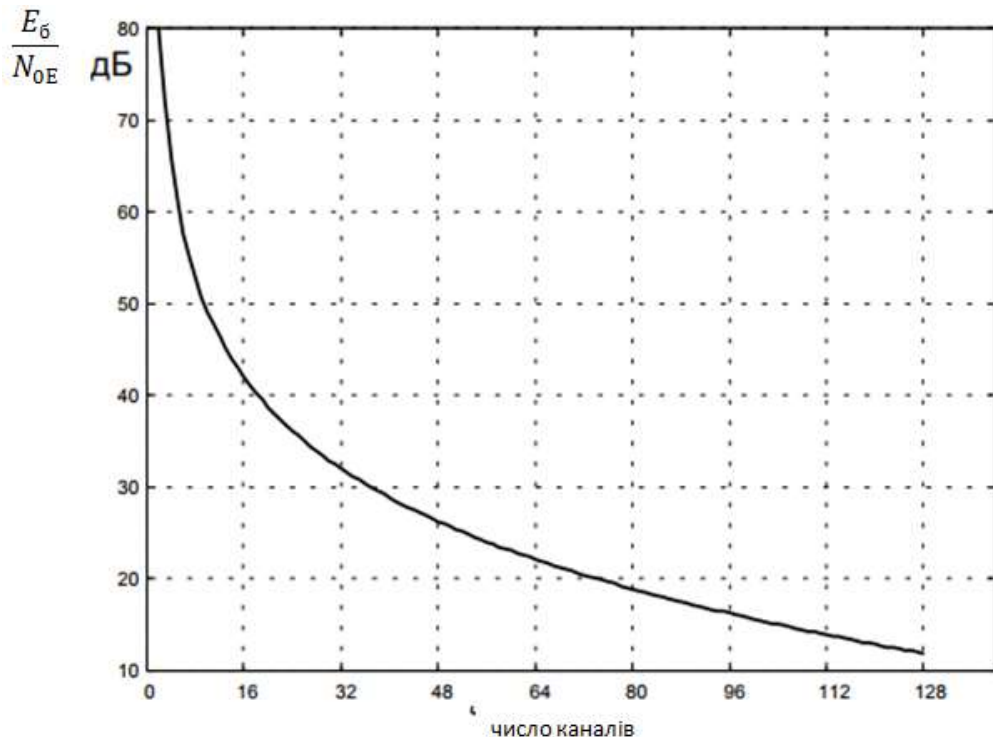


Рисунок 2.4 – Залежність від числа каналів зв'язку відношення $\frac{E_6}{N_{0E}}$ на один сигнал в СКК з ФМ-2 в розрахунку на повне завантаження при $\gamma = 1$ і базі $L = 128$.

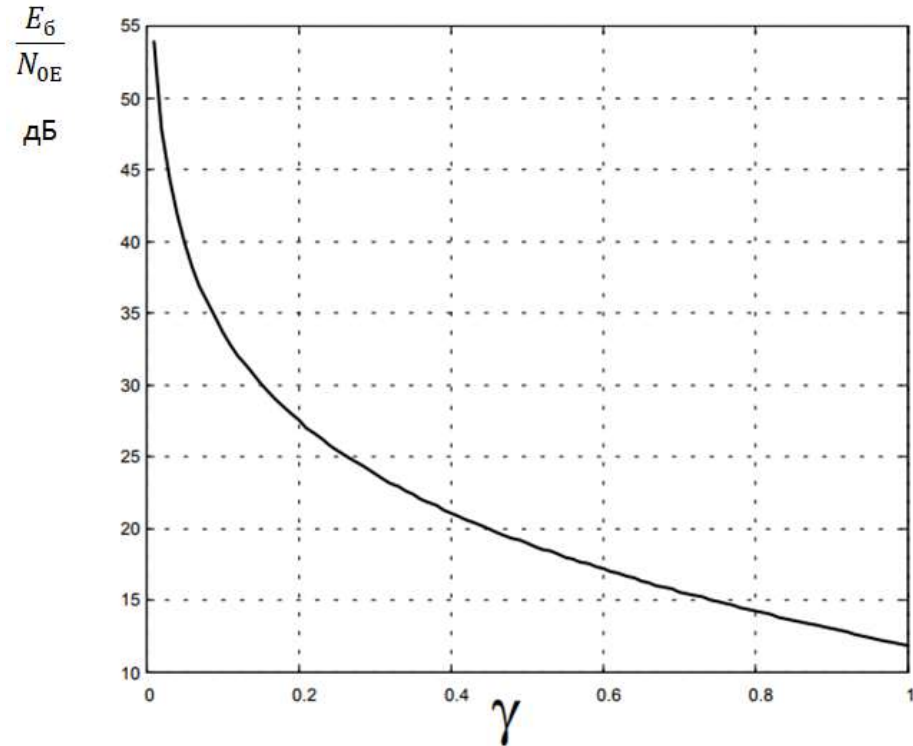


Рисунок 2.5 – Залежність від коефіцієнта запасу відношення $\frac{E_6}{N_{0E}}$ в СКК з ФМ-2 в розрахунку на повне завантаження.

Канальна модуляція ФМ-2 ($R = 4$)

Як впливає з (2.23) при $R = 4$ зменшиться ДД випромінюваного сигналу без втрати спектральної ефективності системи.

Для даного випадку

$$\frac{E_6}{N_{0E}} = \frac{1}{4} \frac{S}{N},$$

$$P_{cp} = \frac{L}{2} A_1^2 = \gamma P_0.$$

На рис. 2.6 зображена залежність $\frac{E_b}{N_{0E}}$ від числа завантажуваних каналів, а на рис. 2.7 - від γ при повному завантаженні. При порівнянні рис.2.4 і рис.2.6 бачимо, що СКК з $R = 4$ дає лише незначний вигравш (< 1 дБ) порівняно з випадком з ФМ-2, однак варіант з $R = 4$ може виявитися кращим, завдяки зменшенню одночасно випромінюваних ОП і, як наслідок більш простого пристрою формування сигналу.

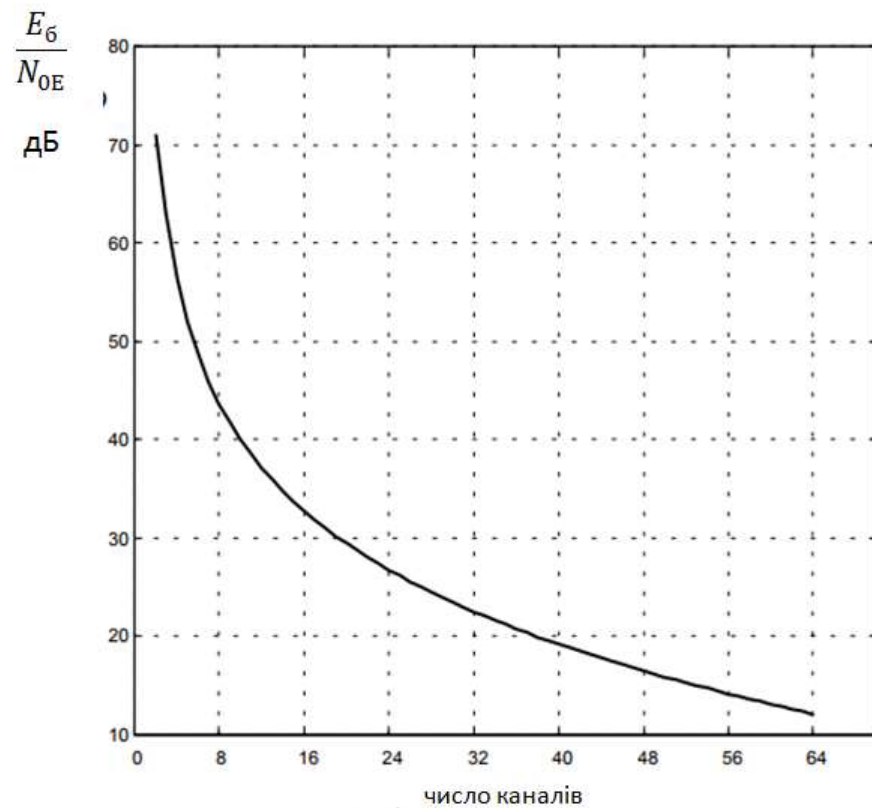


Рисунок 2.6 – Залежність $\frac{E_b}{N_{0E}}$ від числа каналів в СКК з $R = 4$.

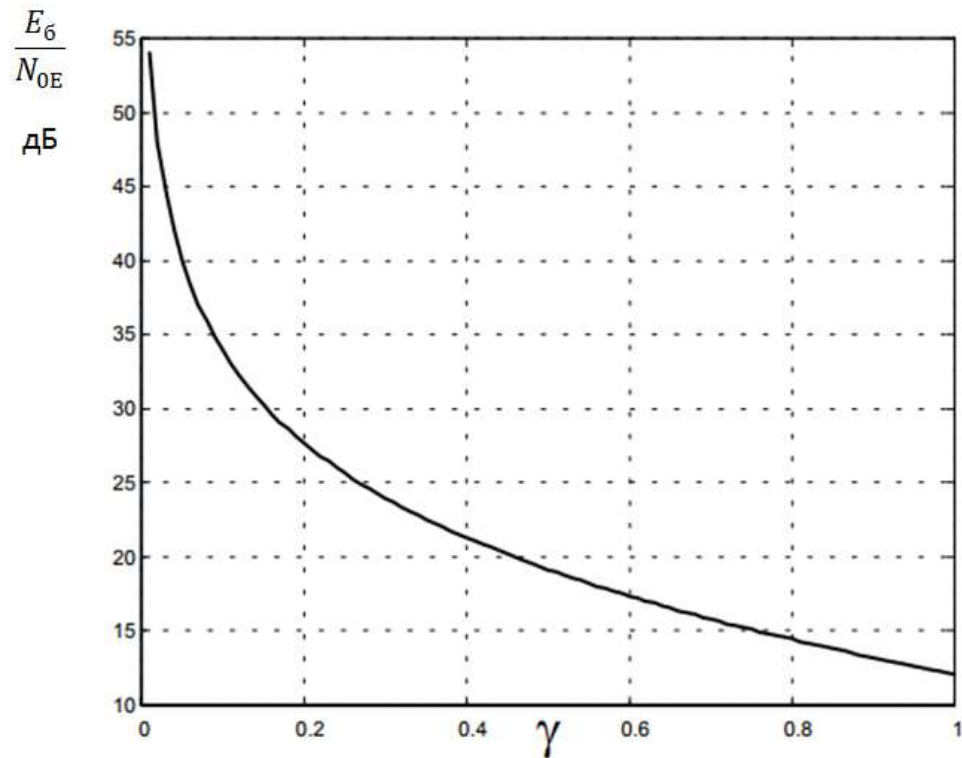


Рисунок 2.7 – Залежність $\frac{E_b}{N_{0E}}$ від γ розрахунку на повну завантаженість в СКК з $R = 4$.

Розрахунок на повне завантаження здійснюється для центральної станції. Абонентські станції розраховуються, виходячи з числа абонентів і максимальне число M одночасно випромінюваних пар (I, Q) сигналів може варіюватися. Виникає задача визначення коефіцієнта запасу γ залежно від M ($\gamma_a(M)$) при фіксованому $\frac{E_b}{N_{0E}}$. Рішення її знаходиться шляхом рішення щодо ($\gamma_a(M)$) рівняння

$$\frac{E_b}{N_{0E}} = \frac{1}{4} \frac{S}{N} (M, \gamma_a(M)). \quad (2.26)$$

При розрахунках було зафіксовано $\frac{E_b}{N_{0E}} = 20 \text{ dB}$ і вважається

$$P_{cra} = MA_1^2 = \gamma_a(M) P_{0a}(M); \quad 1 \leq M \leq 64 \quad (2.27)$$

Для центральної станції величина γ_u визначалася з умови повної завантаження, тобто

$$P_{срц} = \frac{L}{2} A_1^2 = \gamma_u(M) P_{0u}(M) \quad (2.28)$$

На рис.2.8 приведена залежність $\gamma(M)$. Для $16 \leq M \leq 64$ величина $0.4 \lesssim \gamma \lesssim 1$.

Зі співвідношень (2.26) і (2.27), прирівнюючи амплітуди сигналів A_1 на один канал, можна отримати для відношення однодецибельних компресій абонентських і центральної станції вираз

$$\frac{P_0}{P_c} = \frac{2M}{L} \frac{\gamma_c}{\gamma_a(M)}, \quad 1 \leq M \leq \frac{L}{2}, \quad (2.29)$$

який характеризує зниження вимог на ПП абонентських станцій порівняно з центральною при фіксованому в прямій і зворотній лініях. Графік цієї залежності при $\frac{E_0}{N_{0E}} = 20\text{дБ}$ представлений на рис.2.8.

У тих системах, в яких потрібно досягти пропускну здатність меншу, ніж може забезпечити дана СКК, число одночасно випромінюваних сигналів M також менше, ніж $\frac{L}{2}$. Рис.2.8 представляє залежність $\gamma(M)$ при $\frac{E_0}{N_{0E}} = 20\text{дБ}$. Також і для цього випадку. В цьому випадку представляє також інтерес залежність дальності зв'язку від M при фіксованих P_0 і $\frac{E_0}{N_{0E}} = 20\text{дБ}$. Так як дальність зв'язку визначається потужністю на один біт, пропорційної A_1^2 , то з (2.27) маємо співвідношення

$$A_1^2(M) = \frac{\gamma(M)}{M} P_0.$$

Звідки

$$\frac{A_1^2(M)}{A_1^2\left(\frac{L}{2}\right)} = \frac{\gamma_a(M) L}{\gamma\left(\frac{L}{2}\right) 2M}.$$

Це співвідношення зворотне в порівнянні з (2.29). Тому по рис.2.9 можна також визначати відносну дальність зв'язку в залежності від M , якщо відома залежність прийнятої потужності від відстані до передавача [34].

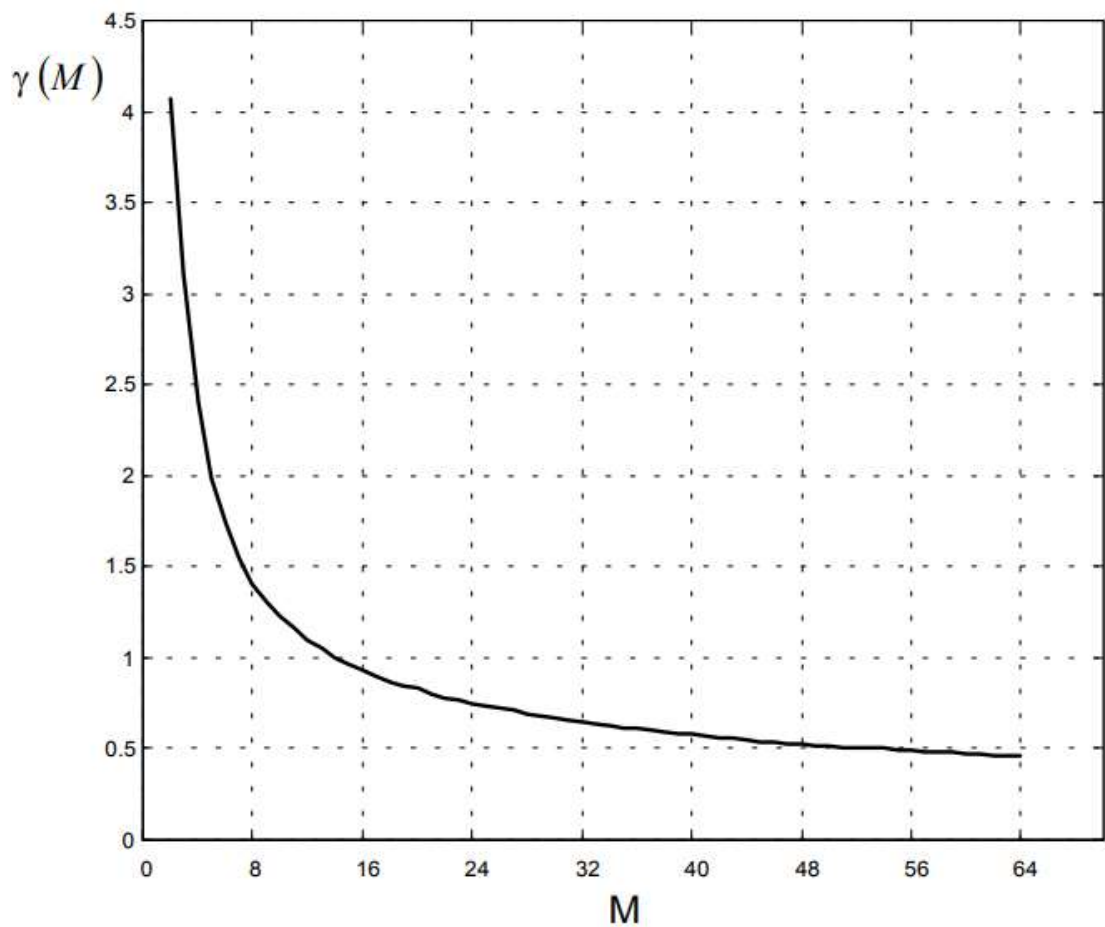


Рисунок 2.8 – Залежність коефіцієнта запасу від числа одночасно випромінюваних пар ПСП в прийнятій СКК при $E_b/N_{0E} = 20\text{дБ}$.

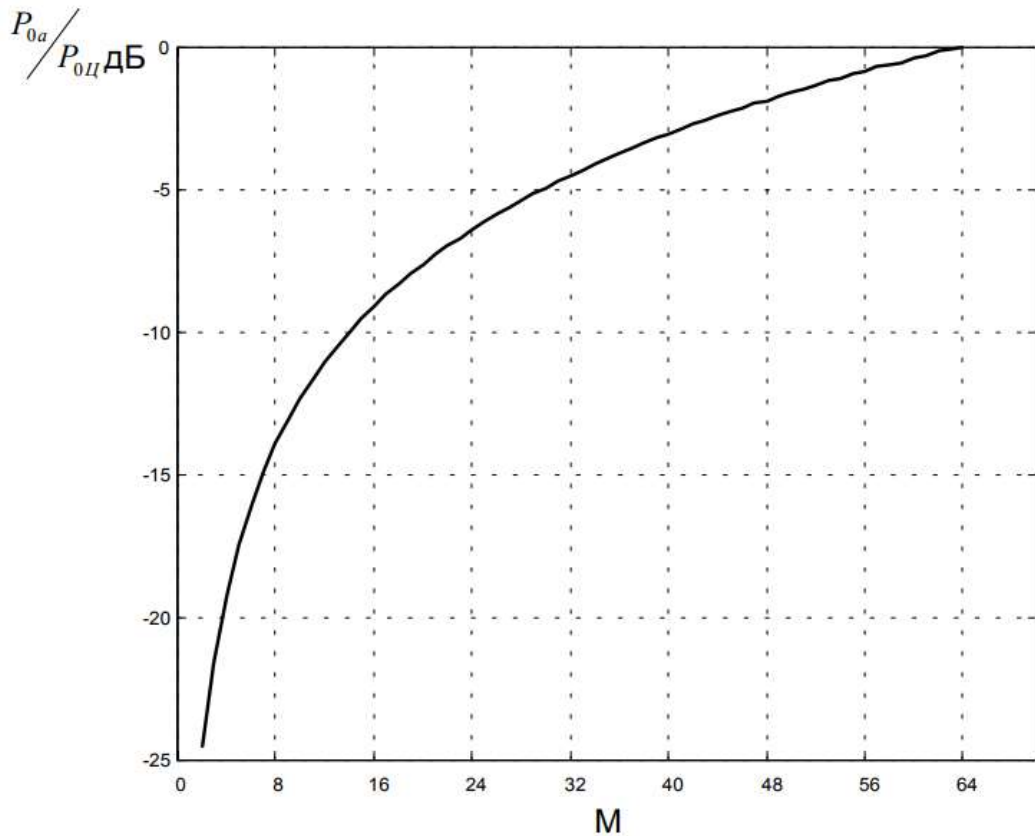


Рисунок 2.9 – Вимоги на одноступеневу компресію абонентських станцій по відношенню до центральної в залежності від числа використовуваних пар на абонентській станції.

СКК при $R > 4$

При вимогах на пропускну здатність меншій, ніж допускає СКК з ФМ-2 і ФМ-4, в кожному інформаційному каналі можна використовувати багатопозиційну конструкцію з $R > 4$. Відношення $\frac{E_b}{N_{0E}}$ при цьому розраховується за формулою (2.22), а число одночасно випромінюваних пар (I, Q) сигналів дорівнює (2.23).

$$A_1^2 M = \gamma P_0$$

і зафіксувавши величину $\frac{E_{\bar{c}}}{N_{0E}} = 20\text{дБ}$, можна отримати залежність $\gamma(M)$, яка представлена на рис.2.10.

У цій СКК також становить інтерес залежність дальності зв'язку від позиційності $R = \frac{2L}{M}$ сигналів. Для оцінки цієї залежності можна використовувати співвідношення:

потужність на один сигнал

$$P_1 = \frac{1}{2} A_1^2 = \frac{\gamma(M)}{2M} P_0;$$

потужність на один біт

$$P_6 = \frac{P_1}{\log_2 \frac{2L}{M}}$$

На рис.2.11 представлена залежність від M відношення

$$\frac{P_6}{P_0} = \frac{\gamma(M)}{2M \log_2 \frac{2L}{M}}$$

яка може бути перерахована на відносне збільшення дальності залежно від M .

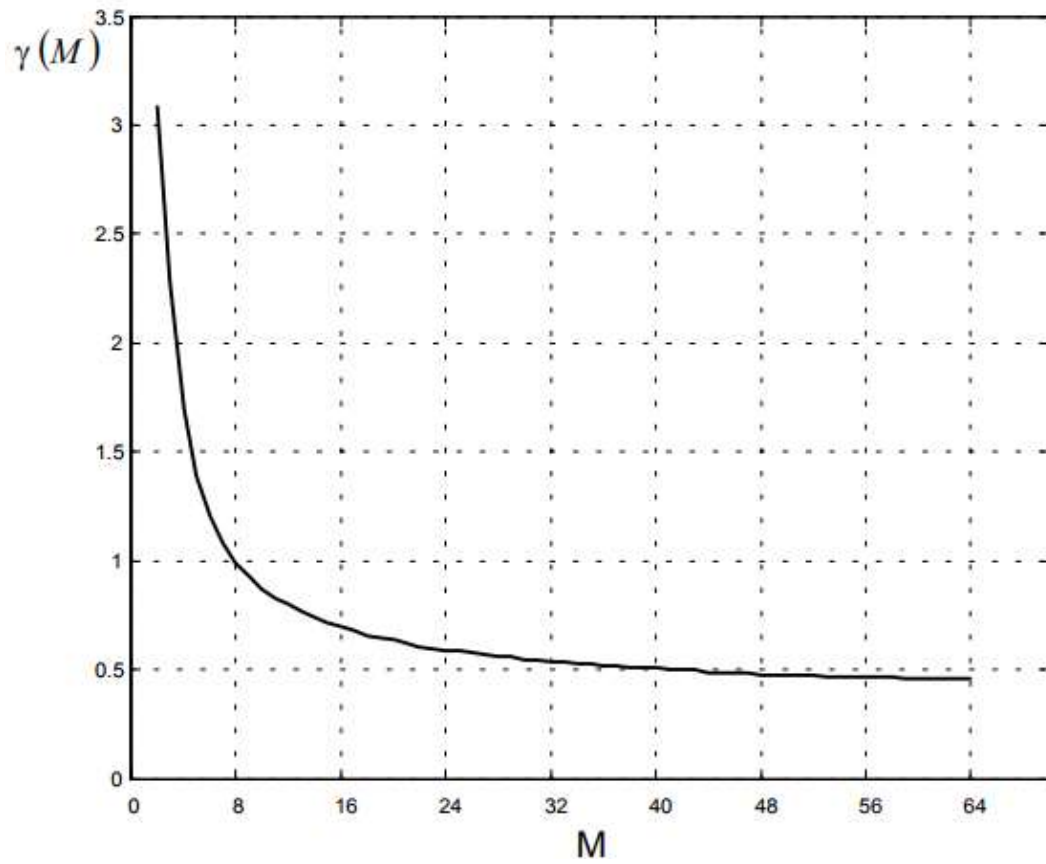


Рисунок 2.10 – Залежність коефіцієнта запасу від числа використовуваних пар (I, Q) ПСП в багатопозиційній СКК при фіксованому $E_{\delta}/N_{0E} = 20\text{дБ}$.

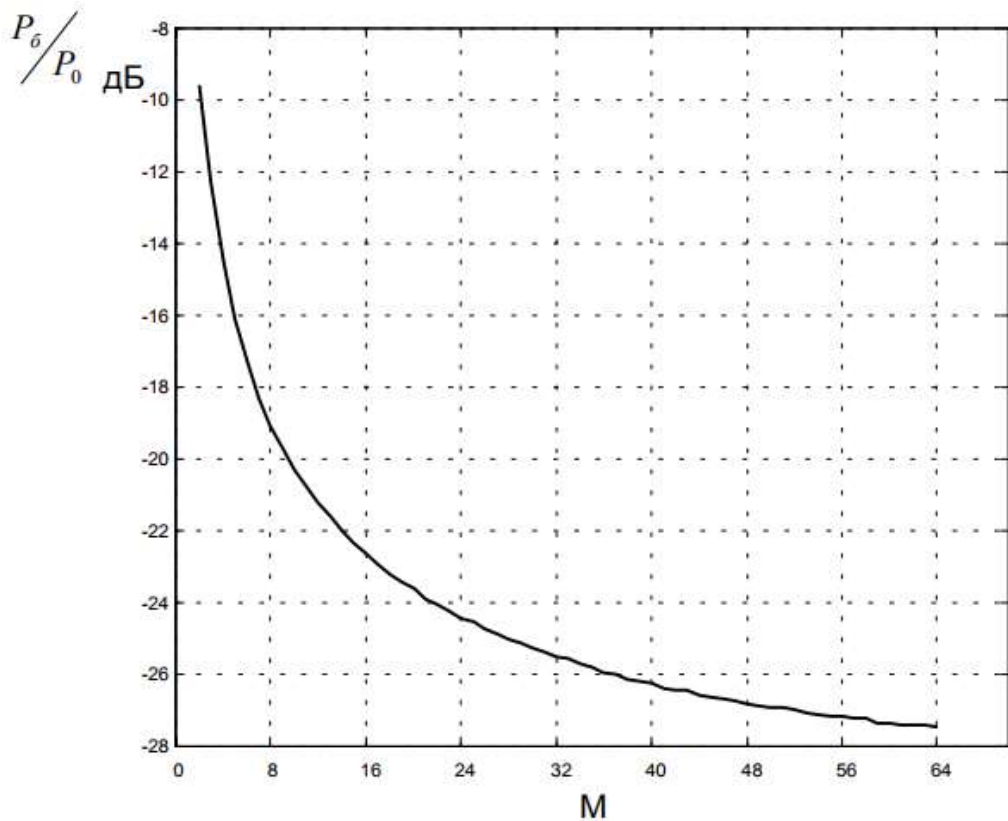


Рисунок 2.11 – Залежність від M величини P_6/P_0 при багатопозиційній системі сигналів і фіксованому $E_b/N_{0E} = 20\text{дБ}$.

З графіків помітно, що збільшення позиційності R , призводить до зниження впливу НЛС і зростанню відношення $\frac{E_b}{N_{0E}}$, але також зменшує спектральну ефективність системи при $R > 4$ (2.24). Випадок $R = 4$, є при цьому найбільш оптимальним, так як знижує ДД сигналу не зменшуючи спектральну ефективність системи. Для реллейних ліній і супутникових систем зв'язку, де потрібна велика дальність зв'язку і ППТ має яскраво виражені нелінійні властивості, збільшення позиційності може значно здешевити систему.

2.3 Підвищення спектральної ефективності системи

З наведених вище результатів видно, що для OCDMA системи зв'язку при канальній модуляції ФМ-2 можливо отримати $\frac{E_b}{N_{0E}} = 20\text{дБ}$ при прийнятних апаратних витратах. Якщо підставити $\frac{E_b}{N_{0E}} = 20\text{дБ}$ в (1.1) і (2.22), то отримаємо пропускну здатність каналу

$$C = \Pi \ln \left(1 + \frac{S}{N} \right) = 7.6\Pi$$

в той час як, при канальній модуляції виду ФМ-2 маємо не більше 2Π , що говорить про потенційну можливість підвищення пропускну здатності каналу, шляхом застосування спектрально-ефективних способів модуляції абонентського каналу (різновиди КАМ модуляції). Варіантом такої модуляції є випадок, коли амплітуда ВП в кожній квадратурі не фіксована, а приймає ряд значень відповідно до переданої інформації. Даний вид модуляції призводить до зростання ДД випромінюваного сигналу, що в першому наближенні еквівалентно збільшенню бази сигналу L . Відмінність полягає в тому, що при збільшенні бази сигналу, потужність перешкоди обмежено зростає, а енергія, що припадає на біт, залишається постійною і як впливає з (2.21), (2.22) $\lim_{L \rightarrow \infty} \frac{E_b}{N_{0E}} \geq \frac{1}{192 \times (\text{IMD3})}$ (канальна модуляція ФМ-2). При збільшенні числа рівнів квантування амплітуди ВП, зростає еквівалентна база сигналу, що призводить до обмеженого зростання потужності перешкоди, а також зменшується енергія, що припадає на біт інформації. З наведених міркувань впливає, що при $L \gg 1$ ефектом зростання потужності перешкоди можна знехтувати.

При аналізі схем з КАМ модуляцією для обчислення BER використовують співвідношення $\frac{E_S}{N_{0E}}$, де E_S - усереднена енергія, що припадає

на один інформаційний символ [35]. Якщо покласти $E_S = E_6^{\Phi M-2}$, де $E_6^{\Phi M-2}$ – енергія, що припадає на біт при модуляції виду ФМ-2, то при $L \gg 1$ відповідно $\frac{E_S}{N_{0E}} = \frac{E_6^{\Phi M-2}}{N_{0E}}$ і відповідно $\frac{E_6^{\Phi M-2}}{N_{0E}} \approx 20\text{дБ}$. Таке значення дозволяє при $BER < 10^{-6}$ застосовувати модуляцію виду КАМ-16 [36], що підвищує спектральну ефективність системи приблизно в 2 рази ($\approx 4\text{П}$ замість 2П). Для ілюстрації вищесказаного на рис.2.12 представлена діаграма дозволених станів початкових фаз і амплітуд ОП, відповідна модуляції виду КАМ-16 і ФМ-2 при передачі по обом квадратурам однієї і тієї ж ОП (два найактивніші абоненти використовують однакову ОП в різних квадратурі).

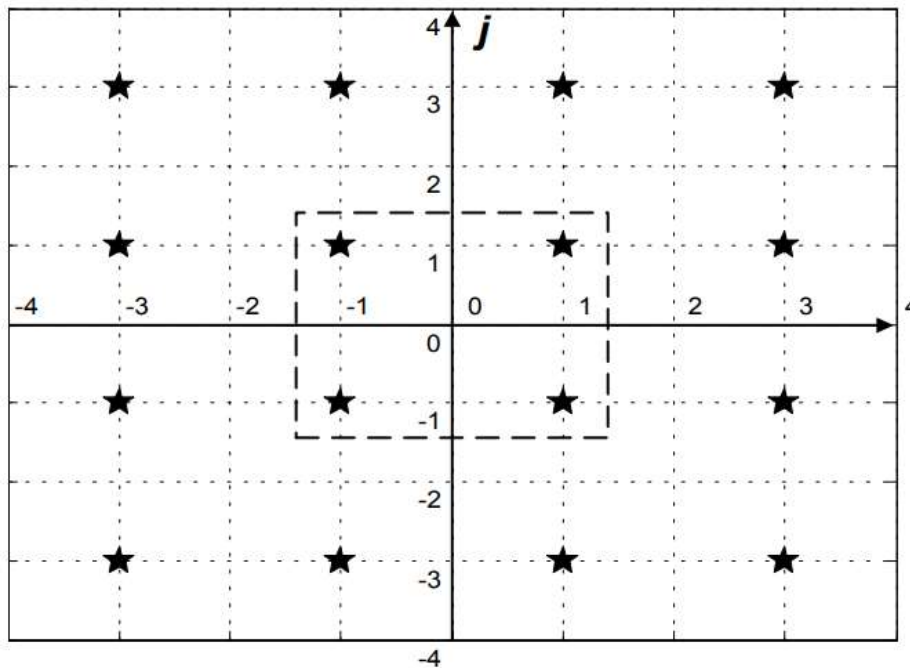


Рисунок 2.12 - Діаграма станів для випадку КАМ-16. Пунктиром обведені стані для випадку ФМ-2.

2.4 Розрахунок рівня нелінійних спотворень

Для аналізу візьмемо модель нелінійності, що складається безпосередньо з безінерційного нелінійного елемента з характеристикою і смугового фільтра, що виділяє без спотворень частотні компоненти поблизу

центральної частоти ω_0 і пригнічують компоненти поблизу частот $2\omega_0, 3\omega_0 \dots$ (широкосмугові фільтри в передавачі і приймачі, рис 2.1) [37].

Зі сказаного випливає, що запропонована для порівняння модель не враховує $\sqrt{\text{ПК}}$ фільтр приймача, тому для проведення порівняння приймемо в (1.14а) - (1.15) $\lambda = 1$.

При проходженні колювання (1.2) через амплітудну нелінійність на виході матимемо колювання

$$y(t) = g[A(t)] \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = \zeta(t)A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (2.30)$$

де

$$\zeta(t) = \frac{g[A(t)]}{A(t)}$$

ефективне посилення [37], яке при $A \rightarrow 0$ вважається рівним одиниці (1.7). Функція $\zeta(t)$ має ступінчастий характер і на l -ому інтервалі тривалістю T_q приймає значення

$$\zeta(l) = \frac{g[A(l)]}{A(l)}.$$

Якщо безінерційні нелінійне перетворення описується функцією $F(x)$, то [38]

$$g(A) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(\alpha \cos \theta) \cos \theta d\theta. \quad (2.30a)$$

Тобто $g(A)$ є перетворенням Чебишева функції $F(z)$.

У приймачу вхідна реалізація розщеплюється на дві квадратурні компоненти

$$I^{\text{PPM}}(t) = \zeta(t)b(t), \quad Q^{\text{PPM}} = \zeta(t)\tilde{b}(t). \quad (2.31)$$

Для того, щоб винести рішення щодо двійкового символу q_n , який передається в синфазній компоненті n -го каналу, необхідно здійснити обчислення взаємно-кореляційного інтеграла

$$\eta_n = \int_0^{T_s} I(t)b_n(t)dt \quad (2.32)$$

і порівняти його з нулем у вирішальній схемі.

Підставляючи (1.3), (1.27) і (2.31) в (2.32), отримуємо

$$\eta_n = q_n T_q A_1 \sum_{l=0}^L \zeta(l) + T_q A_1 \sum_{k \neq n}^K q_k \sum_{l=0}^{L-1} \zeta(l) \nu(p_k \oplus p_n, l). \quad (2.33)$$

Перший доданок є сигнальною компонентою η_n^S , другий $\eta_n^П$ компонентою перешкод. І якщо безінерційний елемент лінійний ($\zeta(l) = 1$), то перешкодлива компонента - нульова.

Як сигнальна, так і перешкодлива компоненти є випадковими. При знаходженні середніх і дисперсії зазначених компонент величини q_k і $\zeta(l)$ вважаємо незалежними ($K \gg 1$).

Середнє значення сигнальної компоненти

$$\langle r_n^S \rangle = q_n T_q A_1 L \langle \zeta(l) \rangle. \quad (2.34)$$

Дисперсія

$$\langle (\eta_n^S)^2 \rangle - (\langle \eta_n^S \rangle)^2 = T_q^2 A_1^2 \left\{ \sum_{l_1=0}^{L-1} \sum_{l_2=0}^{L-1} \langle \zeta(l_1) \zeta(l_2) \rangle - L^2 [\langle \zeta(l) \rangle]^2 \right\}.$$

В першій статистичній моделі формується коливання

$$\langle \zeta(l_1)\zeta(l_2) \rangle = \langle \zeta(l) \rangle^2 + [\langle \zeta^2(l) \rangle - (\langle \zeta(l) \rangle)^2] \times \delta(l_1 - l_2). \quad (2.35)$$

Тому

$$\langle (\eta_n^S)^2 \rangle - (\langle \eta_n^S \rangle)^2 = T_q^2 A_1^2 \{[\langle \zeta^2(l) \rangle] - [\langle \zeta(l) \rangle]^2\}.$$

Відношення дисперсії до квадрату середнього

$$\frac{\langle (\eta_n^S)^2 \rangle - (\langle \eta_n^S \rangle)^2}{(\langle \eta_n^S \rangle)^2} = \frac{1}{L} \left\{ \frac{\langle \zeta^2(l) \rangle}{[\langle \zeta(l) \rangle]^2} - 1 \right\}. \quad (2.36)$$

Для другої статистичної моделі маємо

$$\eta_n^S = q_n T_q A_1 \frac{L}{K} \sum_{l'=0}^{K-1} \zeta(l'),$$

Тому

$$\langle (\eta_n^S)^2 \rangle - (\langle \eta_n^S \rangle)^2 = T_q^2 A_1^2 \frac{L^2}{K} \{[\langle \zeta^2(l) \rangle] - [\langle \zeta(l) \rangle]^2\}.$$

Відношення дисперсії до квадрата середнього

$$\frac{\langle (\eta_n^S)^2 \rangle - (\langle \eta_n^S \rangle)^2}{(\langle \eta_n^S \rangle)^2} = \frac{1}{K} \left\{ \frac{\langle \zeta^2(l) \rangle}{[\langle \zeta(l) \rangle]^2} - 1 \right\}. \quad (2.37)$$

При слабких спотвореннях і значеннях K ; $L \gg 1$ величини (2.36) та (2.37) будуть невеликими, тому варіаціями компоненти можна знехтувати.

Перешкодлива компонента

$$\eta_n^\Pi = T_q A_1 \sum_{k \neq n}^K q_k \sum_{l=0}^{L-1} \zeta(l) v(p_k \oplus p_n, l). \quad (2.38)$$

Її середнє значення

$$\langle \eta_n^\Pi \rangle = 0.$$

Дисперсія в першій статистичній моделі коливання, що формується

$$\begin{aligned} \sigma_{\Pi 1}^2 &= \langle (\eta_n^\Pi)^2 \rangle = T_q A_1 \sum_{k \neq n}^K \langle [\sum_{l=0}^{L-1} \zeta(l) v(p_k \oplus p_n, l)]^2 \rangle = \\ &T_q^2 A_1^2 \sum_{k \neq n}^K \sum_{l_1=0}^{L-1} \sum_{l_2=0}^{L-1} \langle \zeta(l_1) \zeta(l_2) \rangle v(p_k \oplus p_{n_1}, l_1) v(p_k \oplus p_{n_2}, l_2) = \\ &T_q^2 A_1^2 \sum_{k \neq n}^K \sum_{l_1=0}^{L-1} \{ \langle \zeta^2(l) \rangle - (\langle \zeta(l) \rangle)^2 \} = T_q^2 A_1^2 L(K-1) \{ \langle \zeta^2(l) \rangle - (\langle \zeta(l) \rangle)^2 \} \end{aligned} \quad (2.39)$$

Якщо знехтувати варіаціями сигнальної компоненти, то відношення сигнал/перешкода в першій моделі формованого коливання дорівнює

$$\left(\frac{S}{N} \right)_1 = \frac{(\langle \eta_n^S \rangle)^2}{\sigma_{\Pi 1}^2} = \frac{L}{K-1} \frac{[\langle \zeta(l) \rangle]^2}{\langle \zeta^2(l) \rangle - [\langle \zeta(l) \rangle]^2}. \quad (2.40)$$

Розглянемо також

$$\begin{aligned} \eta_{n_1}^\Pi \eta_{n_2}^\Pi &= \\ &T_q A_1^2 \sum_{\substack{k \neq n_1 \\ k \neq n_2}}^K \sum_{l_1=0}^{L-1} \sum_{l_2=0}^{L-1} \langle \zeta(l_1) \zeta(l_2) \rangle v(p_k \oplus p_{n_1}, l_1) v(p_k \oplus p_{n_2}, l_2) = \\ &T_q A_1^2 [\langle \zeta^2(l) \rangle - (\langle \zeta(l) \rangle)^2] \sum_{\substack{k \neq n_1 \\ k \neq n_2}}^K \sum_{l_1=0}^{L-1} v(p_{n_1} \oplus p_{n_2}, l) = 0, \end{aligned}$$

тобто перешкодливі компоненти в різних каналах n - некоррельовані.

Для другої моделі формованого коливання

$$\eta_n^{\text{II}} = T_{\text{ч}} A_1 \sum_{k \neq n}^K q_k \sum_{l'=0}^{K-1} \zeta(l') \nu(p_k \oplus p_n, l').$$

Відповідно, дисперсія

$$\begin{aligned} \sigma_{\eta_2}^2 &= T_{\text{ч}}^2 A_1^2 \frac{L^2}{K^2} \sum_{k \neq n}^K \sum_{l'_1=0}^{L-1} \sum_{l'_2=0}^{L-1} \langle \zeta(l'_1) \zeta(l'_2) \rangle \nu(p_k \oplus p_{n_1}, l'_1) \nu(p_k \oplus p_{n_2}, l'_2) \\ &= T_{\text{ч}}^2 A_1^2 \frac{L^2}{K^2} K(K-1) \{ \langle \zeta^2(l) \rangle - (\langle \zeta(l) \rangle)^2 \}. \end{aligned}$$

А відношення для каналної модуляції вигляду ФМ – 2

$$\left(\frac{S}{N} \right)_2 = \frac{(\langle \eta_n^S \rangle)^2}{\sigma_{\eta_2}^2} \cong \frac{[\langle \zeta(l) \rangle]^2}{\langle \zeta^2(l) \rangle - [\langle \zeta(l) \rangle]^2}. \quad (2.41)$$

Також як і в першій моделі формоване коливання перешкоди в каналі з різними номерами n - некоррельовані.

Отримані співвідношення дозволяють розрахувати відношення сигнал/перешкода на виході коррелятора при відомій характеристиці нелінійності і законі розподілу амплітуди сигналу на вході ПП.

2.5 Закон розподілу амплітуди

Виходячи з [39,40], а також результатів моделювання (рис. 2.13) при $L \gg 1$ і $K \gg 1$ можна використовувати гаусову апроксимацію одновимірного закону розподілу випадкових функцій $b(t)$ і $\tilde{b}(t)$, а також релеєвську апроксимацію для одновимірного закону розподілу амплітуди $A(t)$.

$$p(A) = \frac{A}{\bar{A}^2} \exp\left\{-\frac{A^2}{\bar{A}^2}\right\},$$

так як

$$\bar{A}^2 = \int_0^\infty A^2 p(A) dA = 2 \bar{A}^2.$$

З іншої сторони

$$\langle A^2 \rangle_q = 2KA_1^2,$$

Отже маємо апроксимацію

$$p(A) = \frac{A}{KA_1^2} \exp\left\{-\frac{A^2}{2KA_1^2}\right\}; A \geq 0. (2.42)$$

Відповідно маємо

$$\langle \zeta(l) \rangle = \int_0^\infty \zeta(A) p(A) dA, \quad \langle \zeta^2(l) \rangle = \int_0^\infty \zeta^2(A) p(A) dA.$$

Кубічна нелінійність представлена функцією

$$F(x) = x + a_3 x^3.$$

При цьому

$$\begin{aligned} \zeta(A) &= \frac{g(A)}{A} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} [A \cos \theta + a_3 A^3 (\cos \theta)^3] \cos \theta d\theta = 1 + \\ &+ a_3 A^2 \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} (\cos \theta)^4 d\theta = 1 + \frac{3}{4} a_3 A^2. \end{aligned} \quad (2.43)$$

Отримана формула аналогічна (1.12)

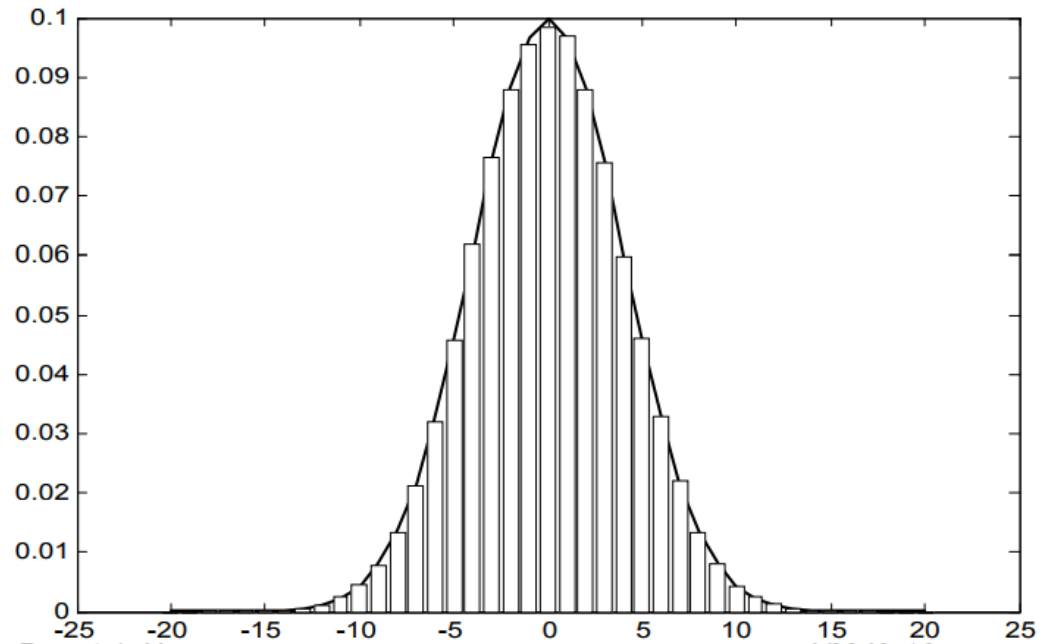


Рисунок 2.13 – Нормована гістограма відліків на вході ПП $K = 16$, поєднана з кривою щільності ймовірності нормального закону $m = 0, \sigma = 4$. Загальний об'єм виборки при експерименті 128000 відліків.

Кубічна нелінійність і обмежувач мають вигляд

$$F(x) = \begin{cases} x + a_3 x^3; & |x| \leq x_H \\ c; & x > x_H \\ -c; & x < -x_H \end{cases}, \quad (2.44)$$

де

$$c = x_H + a_3 x_H^3,$$

а x_H задовольняє умові $0 < x_H < \sqrt{-\frac{1}{3a_3}}$, тобто обмеження настає не пізніше точки перегину функції $x + a_3 x^3$. Величина a_3 від'ємна, тому $F(x)$ має вигляд, що зображений на рисунку 2.14.

При цьому ефективне підсилення дорівнює

$$\zeta(A) = \begin{cases} 1 + \frac{3}{4}a_3A^2; A \leq x_H \\ \frac{2}{\pi} \left(1 + \frac{3}{4}a_3A^2\right) \arcsin \frac{x_H}{A} + \frac{2}{\pi} \sqrt{1 - \left(\frac{x_H}{A}\right)^2} \times \\ \times \left\{ \frac{x_H}{A} - \frac{3}{4}a_3A^2 \frac{x_H}{A} + \frac{1}{2}a_3A^2 \left(\frac{x_H}{A}\right)^3 \right\}; A > x_H \end{cases} \quad (2.45)$$

З (2.44) та (2.45) видно, що в моделі є два незалежних параметра a_3 та рівень обмеження x_H .

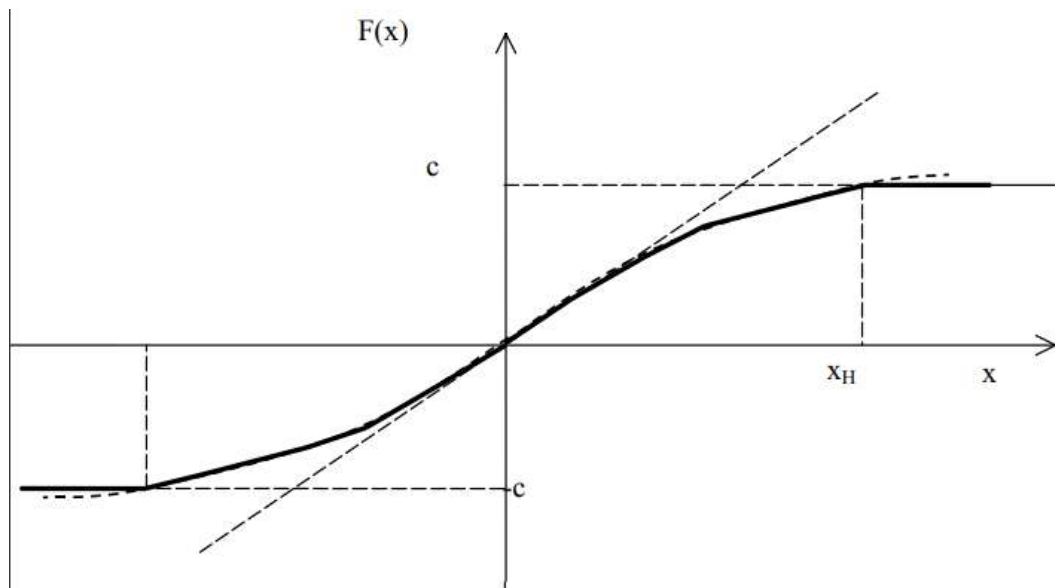


Рисунок 2.14 – Кубічна нелінійність

Випадок, коли обмеження настає в точці екстремуму, найбільш близький до дійсності (2.46), однак, як відомо [41] точка обмеження не завжди відповідає точці екстремуму, тому буде також розглянуто випадок з точкою обмеження, що знаходиться нижче точки екстремуму на $\approx 5\text{дБ}$ (2.47). Тобто даний діапазон розглядання є цілком достатнім.

$$x_H^2/2 = \frac{3}{32\sqrt{IMD3}} P_m, \quad (2.46)$$

$$x_H^2/2 = \frac{1}{32\sqrt{IMD3}} P_m. \quad (2.47)$$

2.6 Перевірка коректності вибору моделі

Використовуючи отримані вище співвідношення, були виконані розрахунки для значень $L = 128$ і $IMD3 = -30\text{дБ}$. Середня потужність коливання при повному завантаженні бралася рівною максимальній потужності при двохчастотному методі тестування $LA_1^2 = P_m$. Результати розрахунків представлені на рисунку 2.15. Суцільні криві представляють межу відношення сигнал/перешкода при відсутності обмежувача, пунктирні криві - з рівнем обмеження в точці екстремуму функції $f(x) = x + a_3x^3$, а точкові криві - з обмеженням нижче точки екстремуму на $\approx 5\text{дБ}$. З рисунка бачимо, що мінімальне відношення сигнал/перешкода має місце в відсутності обмежувача. При зменшенні $IMD3$ розглянуті вище залежності почнуть сходитися, так як буде зменшуватися вплив обмеження.

Збільшення $IMD3 > -30\text{дБ}$ небажано, так як $IMD3 = -30\text{дБ}$ - є верхньою межею для рівня інтермодуляційних частот у випадку кубічної нелінійності. Тобто можна зробити висновок, що апроксимація реальної амплітудної характеристики ПП, кубічним поліномом без зони обмеження (1.13) дає нижню межу відношення сигнал/перешкода. Даний результат узгоджується з вибором методу апроксимації амплітудної характеристики ПП.

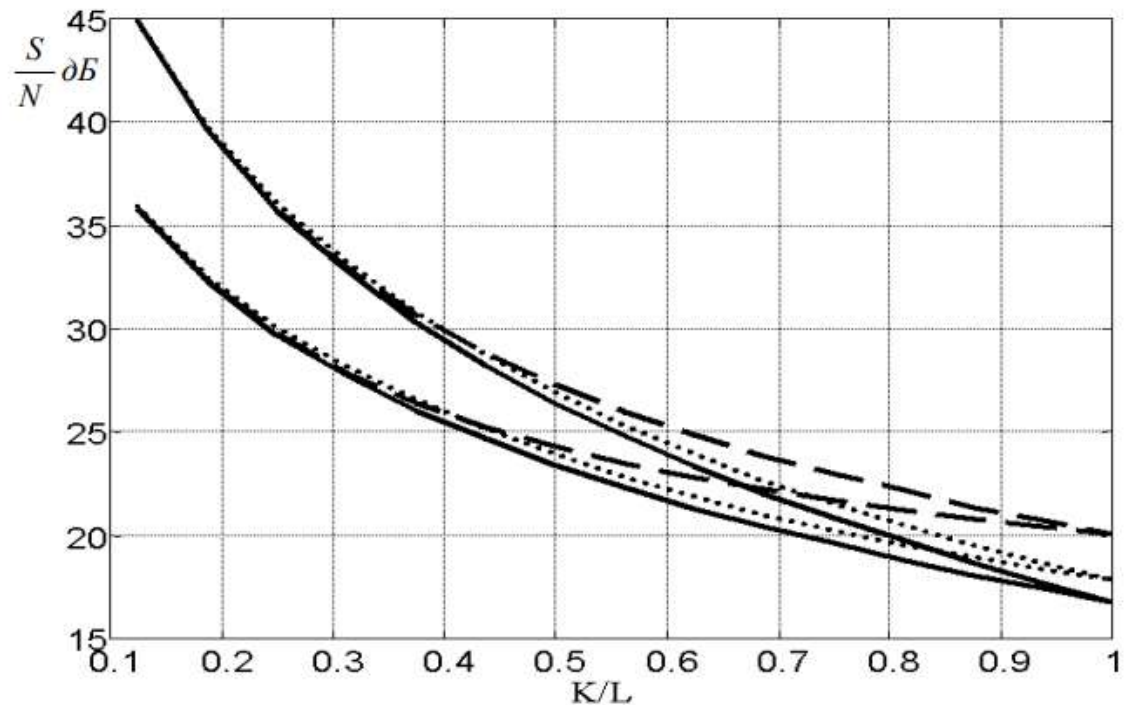


Рисунок 2.15 – Межі відношення $\frac{S}{N}$ в умовах кубічної нелінійності при різних умовах обмеження:

- суцільні криві - без обмеження;
- пунктирні криві - обмеження в точці екстремуму;
- точкові криві - обмеження нижче точки екстремуму.

2.7 Комп'ютерне імітаційне моделювання

Отримані вище результати показали, що вибір методу апроксимації нелінійної характеристики ПП поліномом третього порядку без введення зони обмеження був коректним.

Для перевірки правильності отриманих результатів було виконане імітаційне комп'ютерне моделювання при $L = 128$, $P_m = LA_1^2$, $IMD3 = -30\text{dB}$ і випадково вибраних для випромінюваного сигналу підмножин з K сигналів ансамблю. Побудована при цьому модель ППТ повністю відповідала математичній моделі кубічної нелінійності (1.13). Точки, для яких проводилося моделювання, відзначені на рис. 2.16 зіркою. На рис. 2.16 також наведені результати теоретичних розрахунків по формулі (2.9) і з

використанням гауссовської апроксимації. З порівняння наведених залежностей видно, що теоретичні результати, отримані запропонованим в даній роботі методом, збігаються з результатами моделювання, а результати, отримані з використанням гауссовської апроксимації дають завищену оцінку відношення сигнал/перешкода. При повному завантаженні помилка наближеного методу складає більше 4дБ.

З поданих на рис. 2.16 залежностей видно, що обраний для моделювання набір ОП відповідає першій статистичній моделі коливання (модель з некоррелірованими відліками).

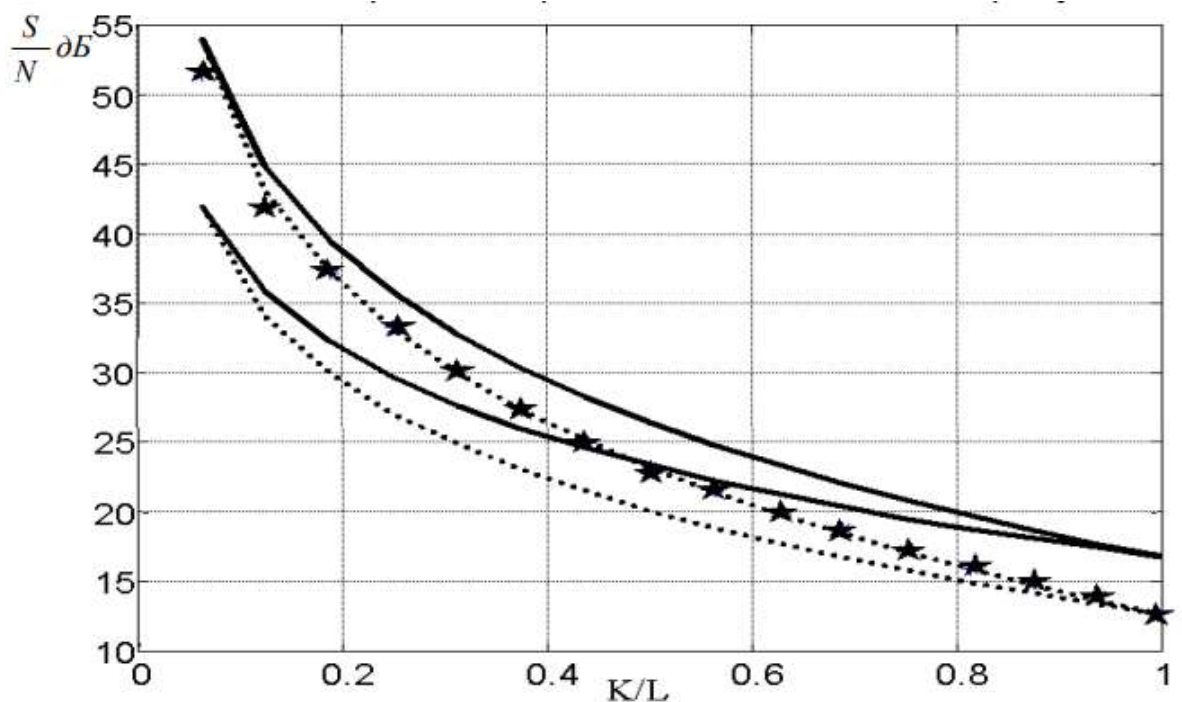


Рисунок 2.16 – Межі відношення $\frac{S}{N}$ в умовах кубічної нелінійності і результат моделювання:

- точкові криві - строгий розрахунок;
- зірка - результат моделювання;
- суцільні криві - розрахунок з використанням гауссовської апроксимації.

Для перевірки припущення про наявність двох статистичних моделей коливання, що формується, було проведено моделювання при $K = 32$ і

різних наборах випромінюваних ОП. В результаті проведеного моделювання діапазон зміни $\frac{S}{N}$ від обраних для випромінювання ОП в точності полягав між межами, обумовленими (2.8а-б). Надалі при моделюванні будемо використовувати набір ОП відповідний першій статистичній моделі формованого коливання.

Також було проведено моделювання тракту для випадку з фазовою нелінійністю і поєднаною нелінійністю. З графіків, наведених на рис. 2.17, видно практично повний збіг теоретичних результатів і результатів моделювання.

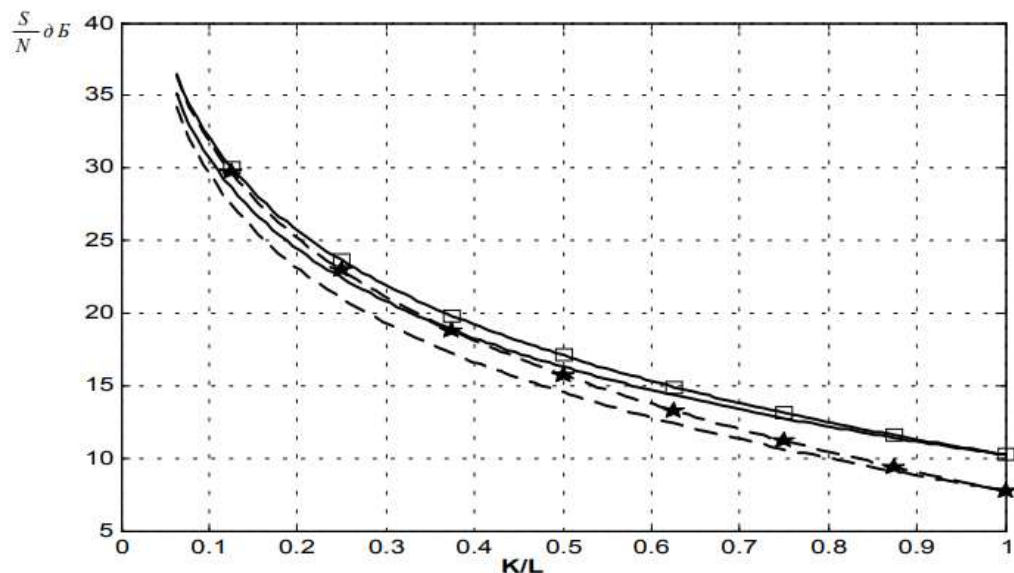


Рисунок 2.17 – Залежності відношення сигнал/перешкода від завантаження абонентами.

- суцільні криві - теоретична оцінка впливу АМ/ФМ перетворення, $IMD3 = -30\text{дБ}$;
- пунктирні - теоретична оцінка впливу поєднаної нелінійності $IMD3_3 = IMD3_A - 30\text{дБ}$;
- «зірка» - моделювання для зумісної нелінійності;
- «квадрат» - моделювання для АМ/ФМ перетворення.

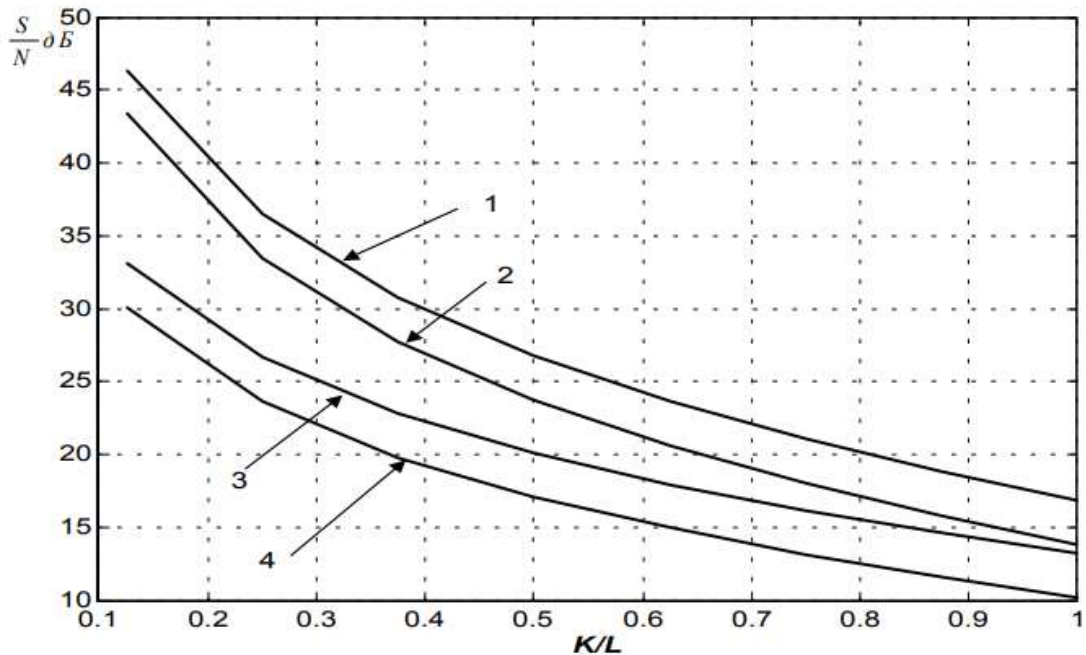


Рисунок 2.18 – Залежності відношення $\frac{S}{N}$ від завантаження абонентами з фільтрами типу $\sqrt{ПК}$ і без них.

- крива №1 - кубічна нелінійність з $\sqrt{ПК}$ фільтрами
- крива №2 - кубічна нелінійність без фільтрів
- крива №3 - нелінійність виду АМ/ФМ з $\sqrt{ПК}$ фільтрами
- крива №4 - нелінійність виду АМ/ФМ без фільтрів

На рис. 2.18 наведені результати моделювання тракту з фільтрами типу корінь з піднятого косинуса в приймачі і передавачі і без них. З результатів видно, що наявність фільтрів знижує вплив нелінійних спотворень на -3дБ , що збігається з оцінками, зробленими при розробці ППТ.

З представлених результатів моделювання видно, що вони добре узгоджуються з отриманими в даній роботі теоретичними результатами.

Для імітаційного моделювання були використані можливості математичного середовища Matlab6 і програмного пакету Simulink R4, що входить до її складу. У редакторі Simulink була побудована модель досліджуваного ППТ (рис.2.19). Дана модель практично повністю відповідає функціональній моделі ППТ, представленої на рис. 2.1 де:

1 Блоки «sq Riased-cos filter», «sq Riased-cos filter1», «Porduct», «Porduct1», «NO», «Sum» на рис. 2.19 - відповідають блоку «Цифровий модулятор + $\sqrt{\text{ПК}}$ фільтр ».

2 Блоки «Fcn», «Analog Filter Design2» - відповідають блоку «Смугова нелінійність» на рис. 2.1.

3 Блоки «Hilbert Transformation», «Integer Delay», «Complex Demod», «sq Riased-cos filter2», «sq Riased-cos filter3»- блоку «Цифровий демодулятор + $\sqrt{\text{ПК}}$ фільтр» на рис. 2.1.

Зауважимо, що модель на рис. 2.19 не включає пристрої розширення стиснення сигналу, які були реалізовані програмно. У разі, коли потрібно отримати результати для тракту без $\sqrt{\text{ПК}}$ фільтрів, то з моделі виключалися елементи «sq Riased-cos filter ...».

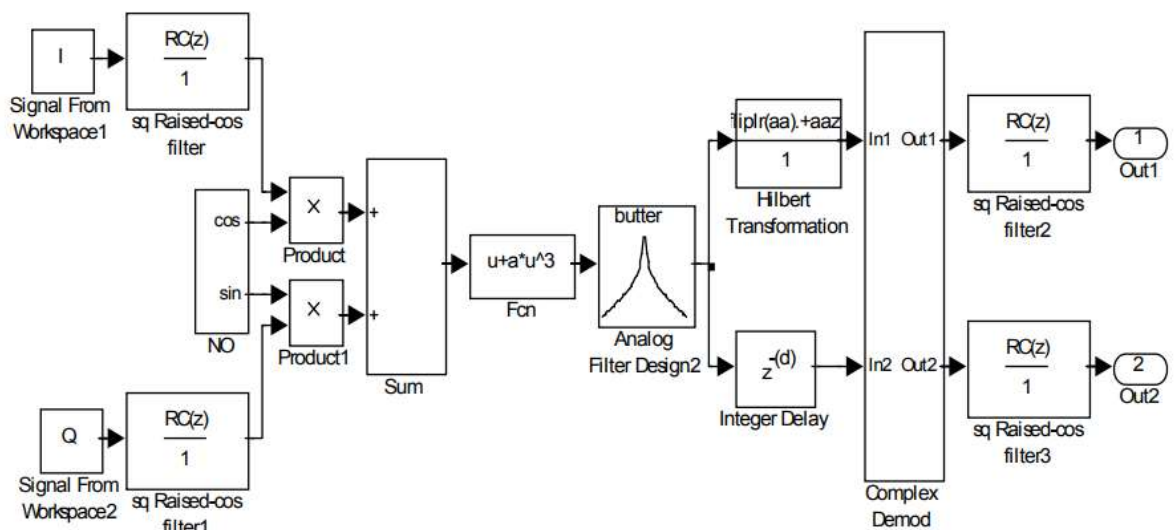


Рисунок 2.19 – Модель ППТ, побудована в редакторі програми Simulink

При проведенні моделювання відповідно до (1.3) при $K = 8, 16, 32, 64, 128$ і $L = 128$ формувалися вхідні впливи. Кожен експеримент включав щонайменше 1000 тривалостей ОП. Вимірювання сигнальної і перешкодливої складових відбувалося на виході всіх 128×2 кореляторів. При цьому прийнятий сигнал синхронізувався з переданими

інформаційними символами і деманіпулювався. В отриманих послідовностях обчислювалися дисперсія і середнє. Їх значення усереднювалися окремо по всім випромінюваним ОП. Відношення квадрата середнього і дисперсії і давало шукане відношення $\frac{S}{N}$.

2.8 Вибір параметрів системи фіксованого зв'язку

Для перевірки отриманих результатів розглянемо систему фіксованого зв'язку, яка призначена для побудови мереж фіксованого зв'язку по принципу «точка-точка», «зірка». Система включає в себе центральну станцію, з'єднану з міською АТС по інтерфейсу E1, і базові станції, з'єднані з офісною АТС або локальними мережами по інтерфейсу E1.

Система має такі параметри:

- 1 Зона обслуговування являє собою соту з радіусом до 30 км.
- 2 Інтерфейси центральної і базової станцій - E1, G703.
- 3 Максимальна кількість ліній на одну центральну станцію при односекторній антени і використанні однієї несучої - $2 \times E1$.
- 4 Число просторових секторів до 6.
- 5 Число несучих частот до 6.
- 6 Імовірність помилки на біт переданої інформації:
 - при передачі мовних повідомлень не більше $BER = 10^{-6}$;
 - при передачі даних не більше $BER = 10^{-8}$.

В обох напрямках використовується широкосмуговий радіодоступ з кодовим поділом каналів. Для розширення спектру і кодового поділу використовується ансамбль ортогональних псевдовипадкових послідовностей. Довжина ОП дорівнює 128. Синхронізація здійснюється в обох напрямках по пілот-сигналу. У прямому і зворотному каналах використовуються однакові методи модуляції і розширення спектра. Модуляція даних здійснюється методом квадратурної фазової модуляції

(багатопозиційна модуляція $R = 4$) для кожного окремого каналу. Груповий сигнал відповідає модуляції КАМ.

Висока якість роботи системи вимагала мінімізації спотворень, що виникають в кожному з вузлів системи, для чого було вирішено цілий ряд науково-технічних завдань. Зокрема було отримано, що нелінійність ПП при необхідних великих вихідних потужностях надає домінуючий вплив на якість зв'язку. Відсутність в доступній літературі готової формули, розкриває залежність якості зв'язку від параметрів ПП, послужило причиною для проведення власного аналізу. Проведене потім імітаційне моделювання підтвердило справедливність отриманих залежностей, і доцільність їх застосування для вибору параметрів системи зв'язку: вибору сигнально-кової конструкції та формування технічного завдання на ПП передавача. На підставі отриманих результатів була обрана СКК з $R = 4$, що дозволяє знизити вимоги до лінійності ППТ і спростити пристрій формування сигналу без зниження спектральної ефективності системи. При формуванні вимог до ПП відштовхувалися від того, що для ППТ без ПП було отримано відношення сигнал/перешкода на виході ПСС $\frac{S}{N} \approx 25\text{дБ}$ при повному завантаженні, а характеристики ПП треба вибрати таким чином, щоб не погіршити якісні характеристики системи. З вищесказаного випливає, що відношення сигнал / перешкода, обумовлене НЛС має бути, при всіх інших ідеальних умовах $\frac{S}{N} > 25\text{дБ}$, що еквівалентно $\frac{E_{\delta}}{N_{0E}} > 19\text{дБ}$ Без урахування завадостійкого кодування.

З представленої залежності видно, що для забезпечення $\frac{E_{\delta}}{N_{0E}} \approx 19\text{дБ}$ необхідно, щоб рівень одноступенчатої компресії P_0 лежав приблизно на -3дБ вище середньої потужності при повному завантаженні ($\gamma = 0.45$), що відповідає рівню інтермодуляційних частот $IMD3 < -38\text{дБ}$ (1.15а). Тому в технічному завданні на ПП були зафіксовані наступні цифри: $IMD3 < -40\text{дБ}$ при вихідній потужності $P_{вих} > 250\text{МВт}$. Даний рівень потужності дозволяє підтримувати зв'язок на відстань близько 30 км [42].

Для вимірювання характеристик підсилювача потужності використовувався аналізатор спектру, який дозволяє отримувати як спектр сигналу, так і потужність сигналу в смузі. Вимірювання проводили на вході антени передавача (вихід широкопasmового фільтру в моделі рис. 2.1).

Результати тестування готового ПП показали, що:

1 Рівень IMD3 лінійно зростає від вхідної потужності аж до 300 мВт , де починає позначатися обмеження. При вихідній потужності 300 мВт рівень інтермодуляційних частот третього порядку $\text{IMD3} \approx -40\text{ дБ}$, що повністю відповідає технічному завданню на характеристики ПП(рис.2.20)

2 Рівень одноступенчатої компресії $P_0 = 130\text{ мВт}$, що для кубічної моделі нелінійності відповідає $\text{IMD3} = -38.5\text{ дБ}$ (1.15а). даний результат вказує на відсутність перетворення виду АМ/ФМ, що закономірно для транзисторного ПП, а також говорить про коректність застосування кубічної моделі нелінійності.

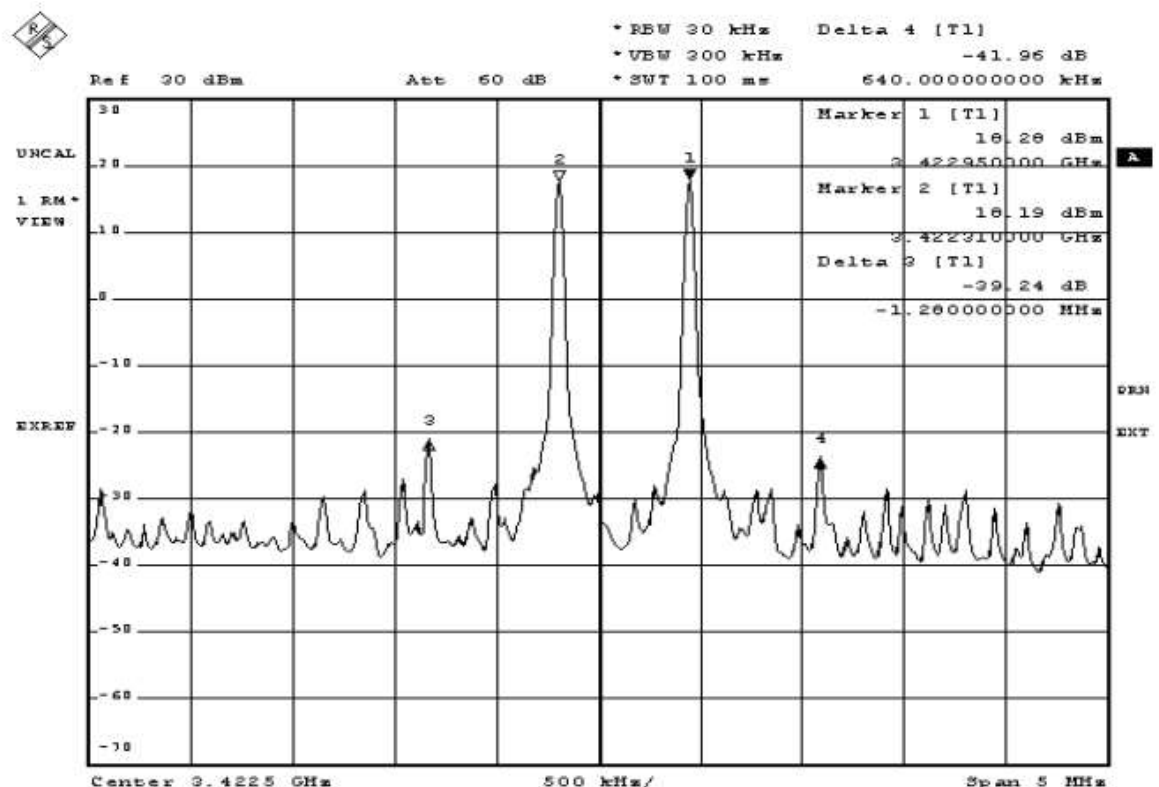


Рисунок 2.20 – Спектр на виході нелінійного ПП при двочастотному тестуванні.

Вимірювання співвідношення сигнал/перешкода проводилося в пілот-каналі системи. Пілот-канал - це канал, що використовується для синхронізації. Він відрізняється від звичайного тим, що замість квадратурного колювання (1.2) має місце постійно випромінювана в одній квадратурі ОП. Неважко показати, що у відсутності фазових шумів

$$\frac{S}{N} = \frac{E^2(x)}{2\sigma^2} \quad (2.48)$$

де $E(x)$ - середнє значення на виході ПСС пілот-каналу, а 2σ - дисперсія сигналу на виході ПСС.

Вимірювання середнього і дисперсії схоже в автономному режимі при часу оцінки ≈ 128000 періодів ОП.

На підставі результатів вимірювання і (2.48) була отримана залежність $\frac{S}{N}$ від числа випромінюваних каналів для випадку з ПП та без нього. При вимірах з ПП сигнал проходив весь ППТ, включаючи НВЧ-приймач і НВЧ-передавач (рис. 1.1). При вимірах без ПП з ППТ виключалася НВЧ частина і вимірювання відбувалися на проміжній частоті.

Результат вимірювання по проміжній частоті представлений на рисунку 2.21 штрих пунктирною кривою. Зауважимо, що при малому завантаженні, менше третини абонентів, відношення $\frac{S}{N} \approx 28\text{дБ}$ практично не залежить від завантаженості каналами і обумовлена власними шумами ППТ (наведення по друкованій платі і т.п.). При великому завантаженні сигнал/перешкода починає падати пропорційно числу активних абонентів, що пов'язано з наявністю в тракці МСІ.

Результати вимірювання з ПП представлені на рис. 2.21 пунктирною кривою. Вони поєднані з теоретичної оцінкою відношення $\frac{S}{N}$ для двох крайніх статистичних моделей (суцільні криві на рис. 2.21).

Теоретичні залежності отримані на підставі (1.14а) і результатів вимірювання без ПП (рис.2.21, штрих-пунктирна крива). Функціонально дані залежності можуть бути представлені як:

$$\frac{S}{N} = \left(\left(\frac{S}{N} \right)_{НСЛ}^{-1} + \left(\frac{S}{N} \right)_{ВИМ}^{-1} \right)^{-1}$$

де $\left(\frac{S}{N} \right)_{НСЛ}$ - відношення сигнал/перешкода розраховане по (2.19) при $\lambda = 0.7$,

$\left(\frac{S}{N} \right)_{ВИМ}$ - відношення сигнал/перешкода отримане в результаті вимірювання без ПП.

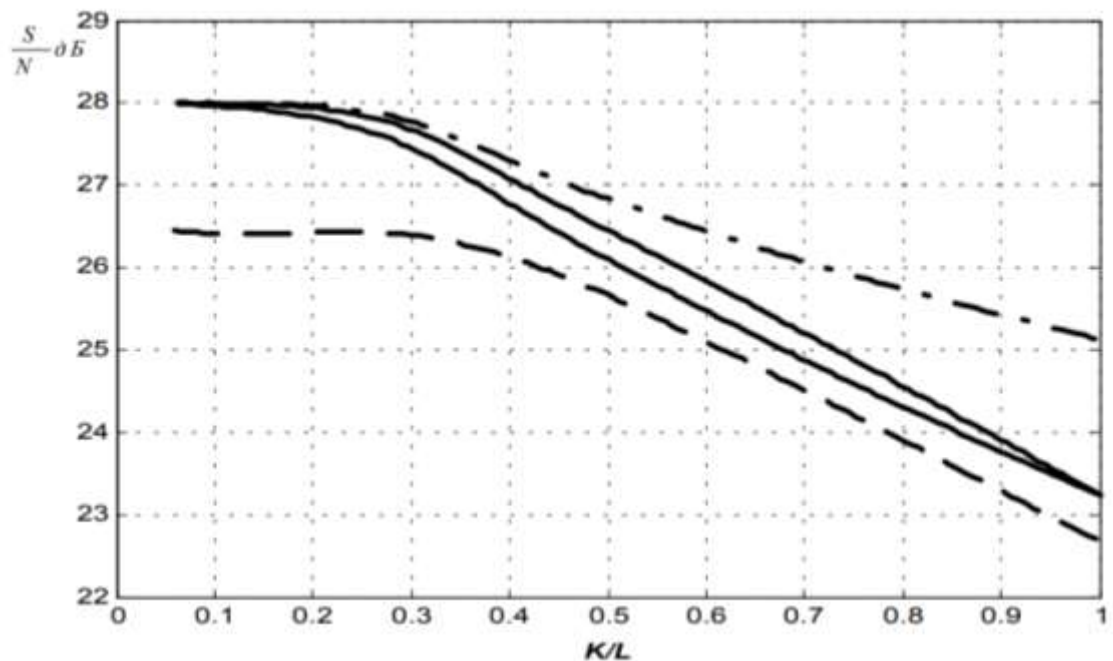


Рисунок 2.21 – Залежність відношення $\frac{S}{N}$ від завантаженості абонентами:

- суцільні криві - результат розрахунку по (2.48), $IMD3 = -40\text{дБ}$, кубічна нелінійність;
- пунктирні криві - результати вимірювання з ПП у тракті;
- штрих-пунктирні криві - результати вимірювання по проміжній частоті, без ПП.

З представлених на рис. 2.21 залежностей для випадку з ПП видно, що при малому завантаженні (менше половини абонентів) теорія відрізняється від практики на величину порядку 1.5дБ , а при збільшенні завантаження залежності починають зближуватися і при повному завантаженні відміна становить не більше 0.5дБ . Розбіжність залежностей при малому завантаженні може бути пояснено наявністю в НВЧ тракті власних шумів, рівень яких не залежить від завантаження абонентами.

Для перевірки даного припущення було проведено вимірювання залежності якості зв'язку від потужності на виході передавача при повній завантаженості абонентами. При цьому подана потужність була вище номінальної, що робило вплив нелінійних спотворень домінуючим.

Теоретична оцінка цієї залежності була зроблена на підставі (2.48) і (1.14а). При цьому в (2.48) належало $\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{ВІМ}} = 25\text{дБ}$ (рис. 2.21), а $\lambda = 0.7$. З порівняння представлених на рис. 2.22 залежностей видно, що теоретична і експериментальна залежності поводяться ідентично і розбіжність становить не більше частки децибела.

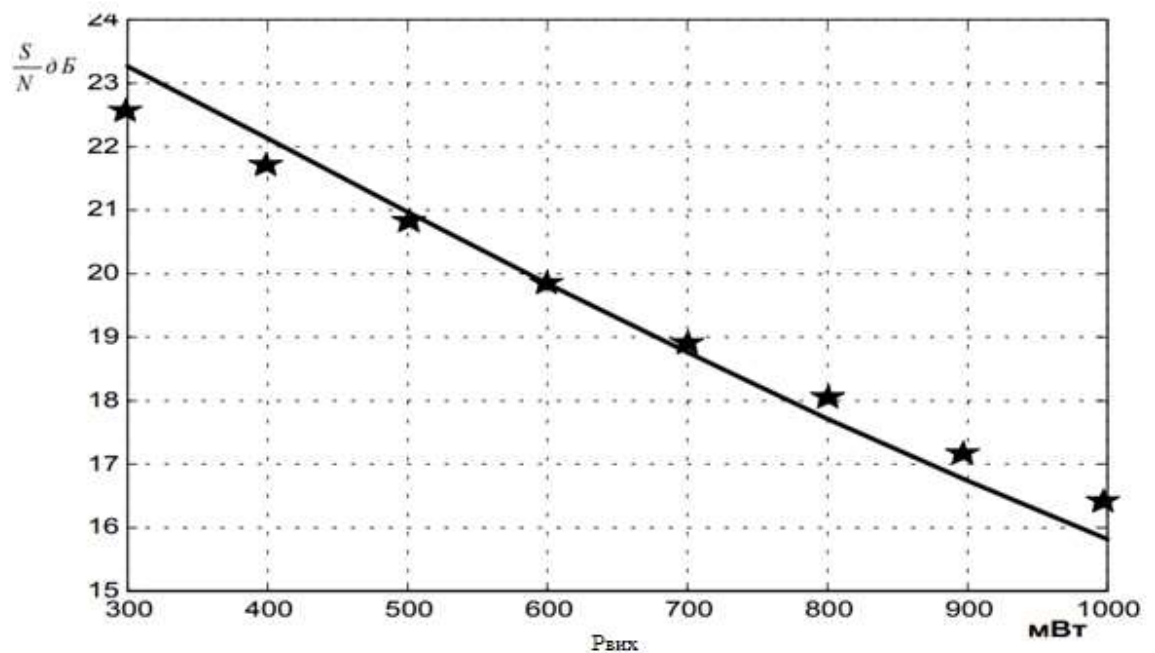


Рисунок 2.22 – Залежність відношення $\frac{S}{N}$ від вихідної потужності ПП при повній завантаженості:

- суцільні криві - теоретичний результат (2.48) при $IMD3 = -40\text{дБ}$, кубічна нелінійність;

- «зірка» - результати вимірювання.

2.8 Висновки до розділу 2

Для мінімізації НЛС до рівня перешкод обумовлених МСІ (-25дБ) необхідно мати:

$IMD3 < -40\text{дБ}$ - для транзисторного ПП (кубічна нелінійність);

$IMD3 < -45\text{дБ}$ - для ЛБХ підсилювача (АМ / ФМ перетворення).

При вихідній потужності ПП $\approx 1\text{Вт}$ дані вимоги на рівень інтермодуляційних частот можуть представляти серйозну проблему для розробника.

Тому на підставі отриманих співвідношень були розглянуті шляхи зниження впливу нелінійних спотворень на якість роботи системи. Показано, що істотне зниження вимог до лінійності тракту не може бути досягнуто без втрати спектральної ефективності системи.

Для ППТ з малим рівнем НЛС розглянуті шляхи збільшення спектральної ефективності системи шляхом застосування багаторівневих методів модуляції ортогональних послідовностей (КАМ-16). В цілому отримані тут результати дають інженеру розробнику готовий математичний апарат, що дозволяє без складних обчислювальних витрат розрахувати якість зв'язку при заданих параметрах підсилювача потужності, а також вибрати оптимальні параметри ППТ для заданих характеристик системи (дальність зв'язку, якість зв'язку, спектральна ефективність).

Для додаткової перевірки отриманих співвідношень було проведено імітаційне моделювання нелінійного ППТ, яке показало, що теоретичні результати, отримані запропонованим в даній роботі методом, збігаються з результатами моделювання, а результати, отримані з використанням гауссовської апроксимації дають завищену оцінку відношення

сигнал/перешкода. При повній завантаженості для бази $L = 128$ помилка наближеного методу складає більше 4дБ.

РОЗДІЛ 3

ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ

В даному розділі проводяться економічні розрахунки затрат на дослідження спотворень, що виникають у приймально-передавальному тракті OCDMA системі фіксованого зв'язку.

3.1 Визначення трудомісткості дослідження спотворень в приймально-передавальному тракті

Трудомісткість продукції – показник, який характеризує витрати робочого часу на виробництво будь-якої споживчої вартості або на виконання конкретної технологічної операції

Для визначення трудомісткості дослідження спотворень необхідно підрахувати кожен годину роботи, починаючи зі складання технічного завдання і закінчуючи оформленням документації.

Враховуючи всі етапи роботи трудомісткість можна підрахувати за формулою (3.1)

$$t = t_C + t_B + t_{PM} + t_{PK} + t_{\Pi} + t_D, \quad (3.1)$$

де t_C – тривалість складання технічного завдання для дослідження спотворень;

t_B – тривалість вивчення літературних джерел за темою дослідження;

t_{PM} – тривалість розробки математичної моделі;

t_{PK} – тривалість розробки комп'ютерної імітаційної моделі;

t_{Π} – тривалість перевірки отриманих результатів;

t_D – тривалість підготовки технічної документації на розроблену систему.

Складання технічного завдання для аналізу спотворень зайняло $t_C = 4$ години.

Оскільки дослідження спотворень, що виникають в приймально-передавальному тракті, охоплюють велику кількість інформації, прийmemo $t_B = 31$ годину.

На розробку математичної моделі було витрачено $t_{PM} = 48$ годин.

Розробка комп'ютерної імітаційної моделі зайняла $t_{PK} = 13$ годин.

Тривалість перевірки отриманих результатів дорівнює $t_{П} = 8$ годин.

На підготовку технічної документації на розроблену математичну та комп'ютерну моделі витрачено $t_D = 15$ годин.

Таким чином, підрахувавши трудомісткість окремих етапів роботи, визначимо сумарну трудомісткість вибору критеріїв аналізу спотворень за формулою (3.1):

$$t = 4 + 31 + 43 + 23 + 8 + 10 = 119, \text{ год.}$$

3.2 Розрахунок капітальних витрат

Для перевірки правильності отриманої математичної моделі виникла необхідність у побудові комп'ютерної імітаційної моделі.

Капітальні витрати на дослідження та створення імітаційної моделі K_{IM} включають витрати на заробітну плату інженера телекомунікацій $Z_{ЗП}$ і вартість машинного часу $Z_{МЧ}$, необхідного для розробки імітаційної моделі, і розраховуються за формулою:

$$K_{IM} = Z_{ЗП} + Z_{МЧ}, \text{ грн.} \quad (3.2)$$

Заробітна плата – винагорода, обчислена, зазвичай, у грошовому виразі, яку за трудовим договором власник або уповноважений ним орган виплачує працівникові за виконану ним роботу. Розмір зарплати залежить від

складності та умов виконуваної роботи, професійно-ділових якостей працівника, результатів його праці та господарської діяльності підприємства.

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:

$$Z_{зп} = t \cdot Z_{сзп}, \text{ грн.} \quad (3.3)$$

де t – загальна тривалість дослідження, годин;

$Z_{сзп}$ – середньогодинна заробітна плата виконавця роботи з нарахуваннями, грн/годину.

На 01.01.2018 середній щомісячний оклад працівника інженера телекомунікацій складає 5600 грн. Враховуючи можливу премію (20%) середня заробітна плата складає 6720 грн.

Визначимо номінальний місячний фонд робочого часу, прийнявши за середню тривалість робочого дня 8 годин:

$$F_H = (T_K - T_{св} - T_{вих}) \cdot 8, \text{ год},$$

де T_K – кількість календарних днів в місяці, $T_K = 31$ день;

$T_{св}$ – кількість святкових днів, $T_{св} = 3$ днів;

$T_{вих}$ – кількість вихідних днів, $T_{вих} = 9$ днів;

$$F_H = (31 - 3 - 9) \cdot 8 = 152 \text{ год.}$$

Отже, в середньому за годину працівник отримує :

$$C_{пр} = \frac{6720}{152} = 44.21 \text{ грн.}$$

Таким чином, розходи на оплату праці розробника системи з урахуванням формули (3.1) та (3.3) складає :

$$Z_{\text{П}} = 119 \cdot 44.21 = 5260.99 \text{ грн.}$$

Але врахувавши єдиний соціальний внесок, який складає 22% від доходу, на оплату праці розробника системи витрачено:

$$Z_{\text{ЗП}} = 5260.99 + 5260.99 \frac{22}{100} = 4103.57 \text{ грн.}$$

Розрахунок вартості машинного часу, необхідного для розробки імітаційної моделі включає витрати на необхідне програмне та апаратне забезпечення і витрати на електроенергію, і здійснюється за формулою 3.4:

$$Z_{\text{МЧ}} = C_{\text{О}} + C_{\text{ЕЛ}}, \text{ грн.}, \quad (3.4)$$

де $C_{\text{О}}$ – витрати на обладнання, відповідні дані наведені в таблиці 3.1;

$C_{\text{ЕЛ}}$ – витрати на електроенергію, грн.

Таблиця 3.1 – Вартість необхідного програмного та апаратного забезпечення

Найменування	Вартість, грн
Ноутбук Asus	5499,00
Миша Logitech Wireless Mouse M175	398,00
Операційна система Windows 7 Максимальна	1876,00
Matlab 6	3100,00
Разом:	10873,00

Витрати на електроенергію ($C_{ЕЛ}$) залежать від часу роботи на ЕОМ ($T_{ЕОМ}$) та собівартості години роботи ЕОМ ($C_{МЧ}$), і розраховується за формулою:

$$C_{ЕЛ} = C_{МЧ} \cdot T_{ЕОМ}, \text{ грн.} \quad (3.5)$$

Час роботи на ЕОМ складає фактичні витрати часу на проектування й розробку імітаційної моделі. Тривалість роботи зайняла

$$T_{ЕОМ} = 110, \text{ год.}$$

Розрахунок вартості години роботи ЕОМ проведемо по формулі 3.6:

$$C_{МЧ} = W \cdot C_{ЕЛ}, \text{ грн/год,} \quad (3.6)$$

Де W – потужність ЕОМ, $W=0,6 \text{ кВт/год}$;

$C_{ЕЛ}$ – вартість 1кВт за годину електроенергії.

Поточні тарифи на електроенергію для населення України, встановлені відповідно до постанови НКРЕКУ України № 220 від 01.03.2017 року (діючі з 1 березня 2017 року) і становлять 1.68грн за 1 кВт/год.

Таким чином, вартість години роботи ЕОМ за формулою 3.6 складе:

$$C_{МЧ} = 0.6 \times 1.68 = 1.008, \frac{\text{грн}}{\text{год}}$$

Отже собівартість електроенергії, по формулі 3.5, складатиме:

$$C_{ЕЛ} = 1.008 \times 110 = 110.88, \text{ грн.}$$

Враховуючи відому вартість витрат на обладнання та затрачену електроенергію проведемо розрахунок вартості машинного часу, який є необхідним для розробки імітаційної моделі на ЕОМ за формулою 3.4:

$$Z_{\text{мч}} = 110.88 + 10873.00 = 10983.88, \text{ грн.}$$

Отже, витрати на створення програмного продукту складають, виходячи з формули 3.2:

$$K_{\text{ПЗ}} = 4103.57 + 10983.88 = 15087.45, \text{ грн.}$$

3.3 Висновки до економічного розділу

В економічному розділі були проведені розрахунки часу, необхідного для дослідження спотворень в приймально-передавальному тракті та капітальних витрат на розробку комп'ютерної імітаційної моделі, які складають 15087.45 грн.

ВИСНОВКИ

В ході виконання дипломної роботи були отримані наступні результати:

1 Проведено загальний аналіз спотворень, що виникають в приймально-передавальному тракці OCDMA системи зв'язку.

Виявлено, що задача оптимізації параметрів приймально-передавального тракту може бути зведена до аналізу впливу характеристики нелінійного підсилювача потужності на якість зв'язку при частотній характеристиці тракту, відповідної частотній характеристиці фільтра типу піднятий косинус. Побудована функціональна модель тракту.

3 Розроблено математичну модель нелінійного тракту, що дозволяє провести його аналіз з урахуванням групових властивостей, що розширюють спектр ортогональних послідовностей. При цьому розглянуто взаємозв'язок лінійних і нелінійних спотворень (ЛС і НЛС). Показано, що застосування фільтрів типу «корінь квадратний з піднятого косинуса» в приймачі і передавачі призводить до зменшення впливу нелінійних спотворень ≈ -3 дБ, а також, що нелінійні спотворення, що виникають нижче точки обмеження, не приводять до значного збільшення міжсимвольної інтерференції.

4 Запропоновано узагальнений опис використовуваних в OCDMA системі ортогональних послідовностей. Показано наявність двох статистичних моделей формованого коливання. Перша статистична модель формованого коливання відповідає дельта корельованим відлікам амплітуди, а друга - повній кореляції деяких відліків.

5 Для обох моделей отримано аналітичні залежності відношення сигнал/перешкода від параметрів нелінійного ППТ.

6 На підставі отриманих залежностей, розглянуті шляхи зменшення впливу НЛС на якість зв'язку. Зокрема показано, що зниження вимог на лінійність ППТ не може бути досягнуто застосуванням багатопозиційних методів модуляції без значної втрати спектральної ефективності системи зв'язку.

7 Проведено перевірку достовірності отриманих результатів шляхом їх порівняння з результатами комп'ютерного імітаційного моделювання.

Таким чином, отримані в даній роботі результати відповідають меті написання роботи: «Дослідження спотворень в приймально-передавальному тракті OCDMA системи фіксованого зв'язку для підвищення якості зв'язку та спектральної ефективності системи», і розкривають взаємозв'язок таких характеристик системи як дальність зв'язку, якість зв'язку, спектральна ефективність.

В економічному розділі були проведені розрахунки часу, необхідного для дослідження спотворень в приймально-передавальному тракті та капітальних витрат на розробку комп'ютерної імітаційної моделі, які складають 15087.45 грн.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРИ

- 1 Громаков Ю.А. 3-е поколение – динамика развития // Мобильные системы. – 2000. - №3.
- 2 Варакин Л.Е., Анфилофьев С.А. Технология CDMA в современных системах радиосвязи // Мобильные системы. – 1998. – Спецвыпуск по стандарту CDMA.
- 3 Roy D. Yates, Narayan B. Mandayam. Challenges in Low-Cost Wireless Data Transmission // Wireless Information Network Laboratory, Rutgers University.- 1999.
- 4 EN 301 460-5 V1.1.1. Fixed Radio Systems; Point-to-multipoint equipment; Part 5: Point-to-multipoint digital radio systems below 1 GHz - Additional parameters for DS-CDMA systems. – ETSI (2000-08).
- 5 EN 301 055 V1.3.1. Fixed Radio Systems: Point to multipoint equipment; Direct Sequence Code Division Multiple Access (DS-CDMA); Point-to-multipoint digital radio systems in frequency bands in the range 1 GHz to 3 GHz. – ETSI (2000-03).
- 6 EN 301 124 V1.2.1. Fixed Radio Systems; Point-to-multipoint equipment; Direct Sequence Code Division Multiple Access (DS-CDMA) point-to-multipoint digital radio systems in frequency bands in the range 3 GHz to 11 GHz. – ETSI (2000-10).
- 7 Ефимов В.П. Оценка влияния нелинейного преобразователя на помехоустойчивость приема широкополосных сигналов в спутниковых сетях. // Электронные волны & электронные системы. – 1998. - №1. - т 3. – С.95-99.
- 8 Архипкин В.Я., Иванов П.В., Смольянинов В.М., Соколов А.Г. Способ рандомизации в ортогональных CDMA системах с прямым расширением спектра // Радиолокация, навигация, связь. Тез. докл. VII Международной научно-технической конференции. - Воронеж: НИИ связи, 2001. - Т. 2. - С. 863-869.

9 ITU-T G821. Digital transmission systems – Digital networks – Quality and availability targets. - TELECOMMUNICATION STANDARDIZATION SECTOR OF ITU 08/96.

10 Возенкрафт Дж., Джекелбс И. Теоретические основы техники связи. – М: Мир, 1969.

11 Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. - М, 1970. – 728с.

12 Dixon R.C. Spread-spectrum system with commercial application. – John Wiley & Sons Inc, New York, 1994.

13 Архипкин В.Я., Иванов П.В., Смольянинов В.М., Соколов А.Г. Модель помех для анализа режима обнаружения и захвата в прямой радиолинии стационарной ортогональной системы с прямым расширением спектра (OCDMA) // Радиолокация, навигация, связь. Тез. докл. VI Международной научно-технической конференции. - Воронеж: НИИ связи, 2000. - Ч.2. - С. 949-957.

14 Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / Под ред. А.Г. Зюко. - М: Радио и связь, 1985. – 272с

15 Иванов П.В. Оценка прохождения из квадратуры в квадратуру за счет неидеальности полосовых фильтров // Микроэлектроника и информатика. Тез. докл. Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов 1999. - М: МИЭТ, 1999. - С. 212.

16 Грищук Я. В. Анализ влияния фазовых искажений на точность QPSK модуляции W-CDMA сигнала // Радиолокация, навигация, связь. Тез. докл. VI Международной научно-технической конференции. - Воронеж: НИИ связи, 2000. - Ч.2. - С. 972-978. 54. Архипкин В.Я., Иванов П.В., Миллер Ф., Смольянинов В.М., Соколов А.Г. Сравнительный анализ двух цифровых схем синхронного демодулятора // Цифровая обработка сигналов и ее применения. Тез. докл. 2-ой Международной конференции. - М, 1999. - Ч.1. - С.69-74.

17 Линдсей В. Системы синхронизации в связи и управлении: Пер. с англ. / Под ред. Ю. Н. Бакаева и М. В. Капранова. – М: Советское радио, 1978. – 600с.

18 Иванов П.В., Мищенко А.М, Смольянинов В.М. Цифровые генераторы синусоидального колебания, синтез и анализ // Микроэлектроника и информатика Тез. докл. Всероссийской межвузовской научно- 112 технической конференции студентов и аспирантов 2000. - М: МИЭТ, 2000. - С. 194.

19 Guo N., Milstein L.B. The impact of nonlinear amplification on multi-code CDMA systems // Communications, 2000. ICC 2000. 2000 IEEE International Conference.

20 Li P.C., Geraniotis E. Performance Analysis Of Multi-tier Asynchronous Mpsk Ds/cdma Systems With A Nonlinear Amplifier // MILCOM 97 Proceedings

21 Springer A., Frauscher T., Adler B., Pimingsdorfer D., Weigel R. Impact of nonlinear amplifiers on the UMTS system // Spread Spectrum Techniques and Applications, 2000 IEEE Sixth International Symposium.

22 Wang T., Brazil T.J. The estimation of volterra transfer functions with applications to RF power amplifier behavior evaluation for CDMA digital communication // Microwave Symposium Digest. 2000 IEEE MTT-S International.

23 Corazza G.E., Salmi P. Non linear effects on orthogonal multiplexing for the forward link of CDMA networks // Spread Spectrum Techniques and Applications, 2000 IEEE Sixth International Symposium on Spread-Spectrum Tech. & Appli.

24 Guo N., Milstein L.B. Uplink performance evaluation of multicode DS/CDMA systems in the presence of nonlinear distortions // Selected Areas in Communications, IEEE Journal on ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 18, NO. 8, AUGUST 2000

25 Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Под ред. Г.И. Тузова – М: Радио и связь, 1985.

26 Петрович Н.Т., Размахнин М.К. Системы связи с шумоподобными сигналами. - М: Совестское радио, 1969. – 232с.

27 Архипкин В.Я., Иванов П.В., Смольянинов В.М., Соколов А.Г. Влияние позиционности сигнально-кодовой конструкции на характеристики ортогональной CDMA системы при нелинейном приемо- передающем тракте // Цифровая обработка сигналов и ее применения. Тез. докл. 3-ей Международной конференции. - М, 2000. - Ч. 3. - С. 173 – 175. 113

28 Ohtsuki T. Performance Analysis of Direct-Detection optical CDMA Syatems with optical hard-limiter using equal-weight orthogonal signaling // IEICE Transaction on commun., VOL.E82-B, No.3, March 1999.

29 Kim D.I., Park K.H. A Hybrid Nonlinear Distortion Compensator for Multicode DS/CDMA Systems - Universal Personal Communications // 1998. ICUPC '98. IEEE 1998 International Conference.

30 Li J., Kavehrad M. OFDM-CDMA Systems with nonlinear power amplifier // Wireless Communications and Networking Conference, 1999. WCNC. 1999 IEEE. 108

31 Xu W., Milstein L.B. MMSE interference suppression for coded multicarrier DS/CDMA in the presence of intermodulation // Wireless Communications and Networking Conference, 1999. WCNC. 1999 IEEE.

32 Xiao H, Wu Q, Li F. Nonlinear Distortion Analysis on CDMA Communication Systems // Electronics Letters 16th April 1998 Vol. 34 No 8.

33 Conti A., Dardi D., Tralli V. On the performance of CDMA systems with nonlinear amplifier and AWGN // Spread Spectrum Techniques and Applications, 2000 IEEE Sixth International Symposium on Spread-Spectrum Tech. & Appli.

34 Kusaka H., Kominami M., Matsumoto K., Tashiro Y. Performance Improvement of CDMA/QPSK Systems with Nonlinear Channel using Decision

Feedback Equalize // Spread Spectrum Techniques and Applications, 1998. Proceedings, 1998 IEEE 5th International Symposium.

35 McCarthy J.R. Spread Spectrum Communication over Nonlinear Sattelite Channels // A thesis submitted in accordance with the requirement for the degree 110 of Doctor of Philosophy, University of South Australia, School of Physics and Electronic Systems Engineering, 1999.

36 Mei G., Geraniotis E. Mitigation of nonlinear distortion in DS/CDMA systems // Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2000. PIMRC 2000. The 11th IEEE International Symposium

37 Бокк. О.Ф., Родионов Э.Н. Расчет нелинейных искажений в многокаскадных усилителях с обратной связью // Радиолокация, навигация, связь. Тез. докл. VI Международной научно-технической конференции. - Воронеж: НИИ связи, 2000. - Ч.3. - С. 1914-1924

38 Иванов П.В. Искажения корреляционных характеристик сигналов в приемо-передающем тракте CDMA системы // Микроэлектроника и информатика. Тез. докл. Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов 1998. - М: МИЭТ, 1998. - Ч.2. - С.211

39 Кукуш В. Д. Электроизмерения. - М.: Радио , 1985 71. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М: Радио и связь, 1989.

40 Трахтман А.М., Трахтман В.А. Основы дискретных сигналов на конечных интервалах, Москва, “Советское Радио”, 1975.

41 Голубов Б.И. и др. Ряды и преобразования Уолша: Теория и применения. / Голубов Б.И., Ефимов А.В., Скворцов В.А. - М: Наука, 1987. – 344с.

42 Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / Под ред. В.Б. Пестрякова – М: Сов. Радио, 1973. – 424с.

43 Golomb S.W. Shift-register sequences and spread-spectrum communications // Third International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Application, Oulu, Finland, July, 1994. 114

44 Архипкин В.Я., Иванов П.В., Смольянинов В.М., Соколов А.Г. Межканальные помехи в ортогональной CDMA системе с прямым расширением спектра // Петербургский журнал электроники. – 1999. – Т. 3.- С.73 - 84.

45 Иванов П.В. Исследование статистических свойств канала передачи данных DS-CDMA системы фиксированной связи «СТС\Исток 3.5» // Микроэлектроника и информатика. Тез. докл. Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов 2000. - М: МИЭТ, 2001. - С. 240.

46 Смольянинов В.М. Дискретные мультипликативные групповые сигналы и их связь с групповыми кодами // Радиотехника и Электроника. – 1985. - Т.ХХХ. - №12. – С. 2391-2394.

47 Смольянинов В.М. Назаров Л.Е. Особенности спектрального анализа при распознавании дискретных сигналов, основанных на двоичных кодах // Радиотехника и Электроника. – 1987. - Т.ХХХІІ. - №11. – С. 2341-2347.

49 Бабенко Т.В. Методичні рекомендації до підготовки та захисту дипломної роботи (проекту) для студентів галузі знань 1701 «Інформаційна безпека» та спеціальності 125 «Кібербезпека» / Т.В. Бабенко, М.В. Корнеєв, О.В. Кручинін, Д.С. Тимофєєв ; Нац. гірн. Ун-т. – Д.: НГУ , 2016. – 45 с.

50 Карлоф П. Б. Экономика предприятия и предпринимательства/ П.Б. Карлоф – М.: СОФИТ, 1994 – 358 с.

51 Мешков В.І., Чебаненко О.В. Методичні вказівки. Загальні вимоги до оформлення магістерських дипломних робіт і дипломних проектів спеціалістів для студентів галузей знань 1701 «Інформаційна безпека» та 0509 «Радіотехніка, радіоелектронні апарати та зв'язок» – Дніпропетровськ: Національний гірничий університет, 2010. – 34 с.

ДОДАТОК А. Перелік документів дипломної роботи

1 Пояснювальна записка

2 Матеріали дипломного проекту на оптичному носії:

–01 Титульна сторінка+.docx

–02 Завдання+.docx

– Пояснювальна записка Ісак К.О.docx

– Презентація Ісак К.О.pptx

