

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

Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
кваліфікаційної роботи ступеню бакалавра

студента Доманського Владислава Любомировича

академічної групи 172-1бзск-1

спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка

спеціалізації¹

за освітньо-професійною програмою Телекомунікації та радіотехніка

на тему Удосконалення способу зниження інтермодуляційних завад в

абонентському терміналі системи мобільного зв'язку CDMA

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

Дніпро
2019

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

« _____ » _____ 20__ року

ЗАВДАННЯ
на кваліфікаційну роботу
ступеня бакалавра

студенту Доманському Владиславу академічної 172-16зск-1
Любомировичу групи _____
(прізвище ім'я по-батькові) (шифр)

спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка
(код і назва спеціальності)

на тему Удосконалення способу зниження інтермодуляційних завад в
абонентському терміналі системи мобільного зв'язку CDMA

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

Розділ	Зміст	Термін виконання
Розділ 1	Навести характеристику, виникнення та вплив інтермодуляційних перешкод на зв'язок у стандарті мобільного зв'язку CDMA	20.03.2019
Розділ 2	Розробити спосіб для пригнічення інтермодуляційних перешкод в абонентському терміналі системи мобільного зв'язку CDMA	30.05.2019
Розділ 3	Провести економічне обґрунтування запропонованої схеми для зменшення перешкод	15.06.2019

Завдання видано _____
(підпис керівника)

Гусєв О.Ю.
(прізвище, ініціали)

Дата видачі: **08.01.2019р.**

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

Прийнято до виконання _____
(підпис студента)

Доманський В.Л.
(прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

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

Об'єкт розробки – схема для пригнічення інтермодуляційних перешкод в абонентському терміналі системи мобільного зв'язку CDMA.

Мета дипломного проекту: удосконалення способу, що дозволяє пригнічувати інтермодуляційні перешкоди, які утворюються в абонентському терміналі та удосконалення структурної схеми для реалізації даного способу.

У першому розділі приведена характеристика, виникнення та вплив інтермодуляційних перешкод на зв'язок у стандарті мобільного зв'язку CDMA.

У спеціальній частині розробляється спосіб та пропонується схема, у двох варіантах реалізації, для пригнічення перешкод. Також розраховується вірогідність погіршення прийому за рахунок інтермодуляції всіх перешкод з утворенням ІМП конкретного типу.

В економічній частині проводяться економічні розрахунки капітальних витрат на впровадження запропонованої схеми для пригнічення перешкод, та залежність попиту від ціни на удосконалений телефон.

Практичне значення проекту полягає у покращенні якості зв'язку для залучення нових користувачів до системи CDMA.

ЗВ'ЯЗОК, АБОНЕНТСЬКИЙ ТЕРМІНАЛ, ІНТЕРМОДУЛЯЦІЙНІ ПЕРЕШКОДИ, АНАЛОГОВИЙ БЛОК, ПРИГНІЧЕННЯ.

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка: __ с., __ рис., __ табл., __ приложения, __ источников;

Объект разработки – схема для подавления интермодуляционных помех в абонентском терминале системы мобильной связи CDMA.

Цель дипломного проекта: усовершенствование способа, позволяющего подавлять интермодуляционные помехи, которые образуются в абонентском терминале и усовершенствование структурной схемы для реализации данного способа.

В первом разделе приведена характеристика, возникновение и влияние интермодуляционных помех на связь в стандарте мобильной связи CDMA.

В специальной части разрабатывается способ и предлагается схема, в двух вариантах реализации, для подавления помех. Также рассчитывается вероятность ухудшения приема за счет интермодуляции всех помех с образованием ИМП конкретного типа.

В экономической части проводятся экономические расчеты капитальных затрат на внедрение предложенной схемы для подавления помех, и зависимость спроса от цены на усовершенствованный телефон.

Практическое значение проекта заключается в улучшении качества связи для привлечения новых пользователей к системе CDMA.

СВЯЗЬ, АБОНЕНТСКИЙ ТЕРМИНАЛ, ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫЕ ПОМЕХИ, АНАЛОГОВЫЙ БЛОК, ПОДАВЛЕНИЕ.

ABSTRACT

Executive: ___ pages., ___ fig., ___ table, ___ annexes, ___ sources.

The object of development – the scheme for inhibition of intermodulation hindrances in the user's terminal a mobile communication system CDMA.

Purpose of the graduation project: improvement of the method, allows to suppress intermodulation hindrances, which are formed in the user's terminal and the improvement of the block diagram for the realization of this method.

The first part shows the characteristic, emergence and influence of intermodulation hindrances on the link in a standard of mobile communication CDMA.

The special part includes the development of the method and proposed the scheme, in two variants of realization, to suppress hindrances. Also calculated the probability of deterioration in reception by intermodulation of all hindrances with the formation of a specific type IMP.

In an economic part economic calculations of capital expenditure for introduction of the offered scheme for suppression of hindrances, and dependence of demand on the price for advanced phone are carried out.

Practical value of the project consists in communication quality improvement for involvement of new users to CDMA system.

COMMUNICATION, USER'S TERMINAL, INTERMODULATION
HINDRANCE, ANALOG BLOCK, SUPPRESSION.

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

ДД – динамічний діапазон;

ЗЗ – зворотній зв'язок;

ІМП – інтермодуляційні перешкоди;

НЕ – нелінійний елемент;

ПЧ – проміжна частота;

РП – радіоприймач;

СКВ – середньоквадратичне відхилення;

ФПС – фільтр попередньої селекції;

ФОС – фільтр основної селекції;

ШПС – шумоподібний сигнал;

BTS – базова прийомопередаюча станція (Base Transceiver Station);

BSC – контролер базових станцій (Base Station Controller);

BS – базова станція;

DB – база даних про абонентів і устаткування (Data Base);

MSC – центр комутації рухомого зв'язку (Mobile Switching Centre);

MS – мобільна станція;

OMC – центр управління та обслуговування (Operation and Maintenance Centre);

SU – пристрій вибору кадру (Selector Unit).

ЗМІСТ

с.

ВСТУП.....	8
РОЗДІЛ 1. СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ	10
1.1 Кількісна оцінка нелінійних явищ.....	10
1.2 Інтермодуляційні перешкоди.....	10
1.2.1 Загальне уявлення про ІМП	10
1.2.2 Метод визначення вірогідності погіршення прийому сигналу за рахунок інтермодуляції перешкод.....	12
1.2.3 Вірогідність попадання інтермодуляційної перешкоди в смугу частот сигналу.....	13
1.2.4 Сумування інтермодуляційних перешкод	17
1.3 Прийом помилкових біт і регулювання потужності.	19
1.3.1 Регулювання потужності у зворотному каналі зв'язку	21
1.3.2 Регулювання потужності у прямому каналі зв'язку	22
1.4 Особливості стандарту CDMA	23
1.5 Постановка задачі.....	29
1.6 Висновок	29
РОЗДІЛ 2. СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА.....	30
2.1 Розробка способу для пригнічення радіоперешкод в абонентському терміналі в системі мобільного зв'язку CDMA	30
2.2 Удосконалення структурної схеми абонентського термінала системи мобільного зв'язку CDMA	33
2.3 Ефекту впливу інтермодуляційних перешкод 3,5 порядку при роботі в режимі AMPS.....	47
2.4 Висновок	57
РОЗДІЛ 3. ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ	58
3.1 Розрахунок капітальних витрат	58
3.2 Розрахунок витрат на розробку та заробітну плату робітників	59

3.3 Розрахунок інших витрат	60
3.4.Залежність ціни удосконаленого мобільного телефону від попиту	61
3.5 Висновок	62
ВИСНОВКИ.....	63
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	64
ДОДАТОК А	65
ДОДАТОК Б	66
ДОДАТОК В	69
ДОДАТОК Г	70
ДОДАТОК Д	71

ВСТУП

Останнім часом відбувається інтенсивний розвиток мобільної системи рухомого радіозв'язку загального користування з кодовим поділом каналів (CDMA).

Система CDMA була розроблена з метою збільшення ємності системи мобільного зв'язку, що збільшує ефективність використання виділеного спектра частот. Основна відмінність між абонентськими станціями CDMA та існуючими станціями аналогових стандартів полягає в додаванні в конструкцію рухомих станцій CDMA функцій цифрової обробки сигналів.

Абонентські станції CDMA розраховані на роботу в двох режимах, тому вони можуть виходити або до каналів CDMA, або до аналогових каналів AMPS. На ринку представлені дворежимні CDMA рухомі станції, які підтримують зв'язок з існуючими мережами аналогових стандартів з частотною модуляцією. Ця обставина дає значну перевагу абонентам CDMA, так як дозволяє використовувати свій радіотелефон де існуючі радіомережі забезпечують радіопокриття.

У реальних умовах прийому сигналів, на радіоприймальних тракт зазвичай впливає безліч зовнішніх перешкод, рівні яких можуть досягати сотень мілівольт, а на суміщених прийомопередавальних об'єктах зв'язку – до десятків вольт. Внаслідок різних нелінійних ефектів, викликаних цими перешкодами, виборчі властивості прийомних трактів можуть суттєво знижуватися, що може призводити до погіршення прийому сигналів. З огляду на те, що частоти і рівні перешкод, як правило, носять випадковий характер, їх заважаюча дія також випадкова, і найбільш повно може бути оцінена лише на основі імовірнісних методів.

В основному, при використанні системи в двох режимах, при обміні цифровими сигналами часто мають місце аналогові сигнали перешкод, які обрізають сигнал виклику або викликають помилку в прийнятих цифрових сигналах. Цю помилку називають інтермодуляційними спотвореннями (ІМС).

Вона виникає в абонентському терміналі системи CDMA поблизу радіостанції AMPS. На даному етапі розвитку системи CDMA, боротьба з інтермодуляційними перешкодами є пріоритетною.

РОЗДІЛ 1. СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

1.1 Кількісна оцінка нелінійних явищ

Нелінійні явища можуть проявлятися в багатьох елементах приймального тракту, але зазвичай нелінійні явища в найбільшій мірі проявляються в підсилювачах і змішувачах частот сигналів. У даному розділі розглянемо нелінійні явища на деякому абстрактному "нелінійному елементі" (НЕ), на який потрапляють випадкові за частотою і рівнем зовніканальні перешкоди. Утворені на НЕ додаткові нелінійні перешкоди будуть мати також випадковий характер і, при попаданні в смугу сигналу, можуть істотно погіршувати прийом. Далі розглядатиметься питання, як по відомих законам розподілу частот і рівнів перешкод знайти розподіл частот та рівнів утворених ними нелінійних (заважаючих прийому) перешкод, а вже за відомими законами розподілу цих нелінійних перешкод – імовірнісний показник реальної вибіркості приймального тракту (ймовірність погіршення прийому сигналу).

Значення цього показника залежать не тільки від властивостей НЕ, але багато в чому визначаються заводою обстановкою і виборчими властивостями селективних ланцюгів, що стоять перед НЕ (наприклад, преселектор радіоприймача (РП)) і після нього (фільтр основний селекції), тобто залежатимуть від місцезнаходження НЕ в тракті. Нижче наведені найбільш вживані параметри, за допомогою яких роблять оцінку основних нелінійних явищ:

- блокування;
- перехресна модуляція;
- зворотне перетворення шумів гетеродина;
- інтермодуляція.

1.2 Інтермодуляційні перешкоди

1.2.1 Загальне уявлення про ІМП

Саме інтермодуляційні перешкоди мають найбільший негативний вплив на прийом сигналу. Розглянемо ці перешкоди найбільш докладно.

При інтермодуляції перешкод утворюються нелінійні продукти, звані інтермодуляційними перешкодами (ІМП). Формулу частоти утворення ІМП в загальному вигляді можна записати:

$$f_{iMj} = \sum_{i=1}^{l_j} k_i f_i \quad (1.1)$$

де k_i – цілочисельні коефіцієнти;

f_i – частоти взаємодіючих (інтермодулюючих) перешкод;

l_j – кількість інтермодулюючих перешкод, які беруть участь в утворенні ІМП даного j -го типу.

Кожен тип ІМП характеризується своїм набором значень коефіцієнтів k_i в (1.1), причому сума $\sum |k_i|$ визначає порядок інтермодуляційної перешкоди. Для зручності запису конкретного типу ІМП надалі позначатимемо його послідовністю коефіцієнтів, розділених комою

$$j = k_1, k_2, \dots, k_i, \dots, k_l$$

Умова попадання частоти ІМП в смугу частот сигналу рівну смузі фільтру основної селекції ΔF_{oc} задається наступною нерівністю:

$$f_{ki} + \Delta F_{oc}/2 > f_{iMj} > f_{ki} - \Delta F_{oc}/2 \quad (1.2)$$

де f_{ki} – центральна частота i -го (основного або неосновного) каналу прийому РП.

Ступінь лінійності елементів приймального тракту по інтермодуляції оцінюють динамічним діапазоном по інтермодуляції D_j відповідного j -го порядку. Під ним розуміють відношення рівня одного з двох рівних по величині моногармонійних коливань на вході тракту з частотами f_1 і f_2 , що створюють продукт інтермодуляції на виході, який будучи перерахованим

через коефіцієнт передачі до входу тракту рівний U_0 (чутливості або 1 мкВ). Гармоніки перешкод можна розглядати як окремий випадок ІМП при кількості перешкод $l_j = 1$ у (1.1). Гармоніки, можуть погіршувати прийом сигналів в РП з високим номіналом проміжної частоти (ПЧ). Коефіцієнт k_i в даному випадку визначатиме номер гармоніки перешкоди. Кількісно лінійність по k -ій гармоніці оцінюватимемо коефіцієнтом ослаблення гармоніки $D_{гк}$, під яким, по аналогії з ІМП, розумітимемо відношення рівня моногармонійного коливання на вході тракту, що створює гармонійну складову на виході тракту, яка, будучи перерахованою до його входу через коефіцієнт передачі, рівна U_0 .

1.2.2 Метод визначення вірогідності погіршення прийому сигналу за рахунок інтермодуляції перешкод

Суть методу полягає в наступному. Хай в деякій смузі частот $\Delta F = \Delta F_{п2} - \Delta F_{п1}$, де $F_{п1}$ і $F_{п2}$ - граничні частоти, однаково розподілені N частот моногармонійних перешкод.

Спочатку визначається вірогідність погіршення прийому за рахунок інтермодуляційних перешкод, утворених тільки однією парою (ІМП типу $\pm f_1 \pm f_2$) або однією трійкою ($\pm f_1 \pm f_2 \pm f_3$) з N інтермодулюючих перешкод. Потім підраховується кількість пар (трійок), утворюваних N перешкодами. Вважаючи дії від кожної пари (трійки) перешкод незалежними і однаковими, визначається вірогідність погіршення прийому за рахунок всіх N перешкод P_{iMNj} як вірогідність погіршення прийому хоч би від однієї пари (трійки) або, в загальному випадку, від l_j інтермодулюючих перешкод (1.1.1). Вираз для вірогідності P_{iMNj} для ІМП j -го типу в цьому випадку можна записати у вигляді:

$$P_{iMNj} = l - (l - P_{imj})^{C_N^{l_j}} \quad (1.3)$$

де P_{imj} - вірогідність погіршення прийому за рахунок інтермодуляції l_j перешкод з утворенням ІМП j -го типу.

Вірогідність погіршення прийому з урахуванням ІМП всіх типів:

$$P_{im} = l - \prod_j (l - P_{imNj}) = l - \prod_j (l - P_{imj})^{C_N^{lj}} \quad (1.4)$$

де добуток береться по всіх j типах ІМП.

Вірогідність погіршення прийому P_{imj} в (1.3) можна представити у вигляді добутку вірогідності попадання частоти ІМП j -го типу P_{fimj} в смугу частот сигналу ΔF_c (зазвичай рівну ΔF_{oc}) по будь-якому з каналів прийому на вірогідність P_{Uimj} перевищення рівнем ІМП допустимого порогу $U_{доп}$:

$$P_{imj} = P_{fimj} \cdot P_{Uimj} \quad (1.5)$$

Основна складність даного методу полягає в отриманні достатньо точних для практики аналітичних виразів для вірогідності P_{fimj} і P_{Uimj} .

Припущення про однакову дію l_j інтермодулюючих перешкод в (1.3) є допущенням. З даного припущення витікає пуасоновський розподіл кількості ІМП n_j в смузі сигналу ΔF_c . Можна показати, що насправді частоти ІМП взаємно корельовані і це вплине на вигляд розподілу n_j в ΔF_c , а отже, і на результати розрахунку вірогідності погіршення прийому P .

Середня кількість ІМП в ΔF_c дорівнюватиме:

$$n_{срj} = P_{fimj} C_N^{lj} \quad (1.6)$$

У методі передбачається постійна кількість перешкод N в ΔF_c , хоча насправді їх кількість випадкова.

1.2.3 Вірогідність попадання інтермодуляційної перешкоди в смугу частот сигналу

Вірогідність попадання частоти ІМП j -го типу в смугу частот сигналу ΔF_c з центральною частотою f_0 може бути визначена по відомій щільності вірогідності частоти ІМП в цій смузі $p_{fimj}(f)$ шляхом інтеграції щільності в межах даної смуги від $f_0 - \Delta F_c/2$ до $f_0 + \Delta F_c/2$:

$$P_{fimj}(f_0) = \int_{f_0 - \Delta F_c/2}^{f_0 + \Delta F_c/2} p_{fimj}(f) df \quad (1.7)$$

Визначимо загальний вираз для щільності вірогідності частот ІМП будь-якого типу.

Хай в смузі частот $\Delta F_{\Pi} = F_2 - F_1$, де F_2 і F_1 - граничні частоти, знаходяться тільки дві моногармонійні перешкоди. Якщо розглядати їх частоти f_1 і f_2 як випадкові взаємозалежні величини з щільністю вірогідності в смузі ΔF_{Π} , відповідно, $p_{f_1}(f)$ и $p_{f_2}(f)$, то щільність вірогідності суми (1.1) цих величин при $l = 2$ можна знайти шляхом функціонального перетворення:

$$p_{fimj}(f) = \frac{l}{|k_l|} \int_{f_{2min}}^{f_2max} p_{f_2}(f_2) p_{f_1}\left(\frac{f - k_2 f_2}{k_1}\right) df_2 \quad (1.8)$$

де f_{2min} і f_{2max} - межі інтегрування по f_2 . Узагальнюючи (1.8) для випадку l_j інтермодулюючих перешкод (1.1), отримуємо загальний вираз для p_{fimj} :

$$p_{fimj}(f) = \frac{l}{|k_l|} \int_{f_{lmin}}^{f_{lmax}} p_{f_l}(f_l) \dots \int_{f_{2min}}^{f_2max} p_{f_2}(f_2) p_{f_1}\left(\frac{f - \sum_{i=2}^{l_j} k_i f_i}{k_i}\right) df_2 \dots df_1 \quad (1.9)$$

в якому межі інтегрування f_{lmin} і f_{lmax} знаходяться шляхом рішення системи нерівностей:

$$\left. \begin{array}{l} F_2 \geq f_1 \geq F_1 \\ F_2 \geq f_2 \geq F_1 \\ \dots \dots \\ F_2 \geq f_l \geq F_1 \end{array} \right\} \quad (1.10)$$

спільно з рівністю (1.1) при $f_{imj} = f$. Процедура рішення може полягати в послідовному виключенні змінних в (1.10), починаючи з f_1 і закінчуючи f_l шляхом спільного вирішення кожної нерівності в (1.10) з рівністю (1.1) і попередньою нерівністю.

При розходженні k_i в (1.1) по модулю або знаку, утворюються кілька (S_j) ІМП одного типу, наприклад, $f_{им2,1} = 2f_1 + f_2$ і $f_{им1,2} = 2f_2 + f_1$ або $f_{им1,1,-1} = f_1 + f_2 - f_3$, $f_{им1,1,-1} = f_1 + f_3 - f_2$, $f_{им1,1,-1} = f_3 + f_2 - f_1$.

При однаковому розподілі перешкод в ΔF_{Π} , тобто при рівності $p_{f_1}(f) = p_{f_2}(f) = \dots = p_{f_l}(f) = p_f(f)$, всі S_j ІМП будуть також мати однаковий розподіл в деякій загальній смузі частот. Тому достатньо знайти розподіл тільки для однієї з ІМП даного типу. Будемо далі називати величину S_j кратністю ІМП j -го типу.

При виконанні умови $\Delta F_{\Pi} \gg \Delta F_c$, яке на практиці зазвичай виконується, величину $p_{f_{imj}}(f)$ в межах ΔF_c можна вважати постійною і вираз (1.7) для однієї з S_j ІМП спростити: $P'_{f_{imj}}(f_0) = p_{f_{imj}}(f_0) \cdot \Delta F_c$.

Вираз для ймовірності попадання частоти хоча б однієї ІМП j -го типу в ΔF_c на f_0 при N перешкодах з урахуванням S_j :

$$P_{f_{imNj}}(f_0) = l - (l - p_{f_{imj}}(f_0)\Delta F_c)^{S_j C_N^{l_j}} \quad (1.11)$$

а з урахуванням ІМП всіх типів, аналогічно (1.4):

$$P_{f_{im}}(f_0) = l - \prod_j [l - P_{f_{imNj}}(f_0)] \quad (1.12)$$

де добуток береться по всім j враховуваним типам ІМП.

Середня кількість ІМП в ΔF_c дорівнюватиме:

$$n_{cpj} = p_{f_{imj}}(f_0)\Delta F_c S_j C_N^{l_j} \quad (1.13)$$

Якщо обмежитися п'ятим порядком, то можна виділити 50 типів ІМП кратністю S_j кожна.

При $l_j > 2$ рішення (1.10) спільно з (1.1) може утворювати декілька областей інтегрування (1.9), в результаті чого, загальні вирази для $p_{f_{imj}}(f)$ будуть представляти собою суму інтегралів (1.9) з однаковими підінтегральними виразами, але з різними межами інтегрування.

Розглянемо далі найпростіший випадок рівномірного розподілу частот перешкод в смузі ΔF_{Π} . Порівняння залежностей показує, що зміна знаків k_i в (1.1) не призводить до зміни форми кривих, а лише зміщує їх уздовж осі частот. Тому досить визначити тільки одну залежність $p_{f_{imj}}(f)$, наприклад, для випадку всіх позитивних k_i , а при інших знаках залежності $p_{f_{imj}}(f)$ можуть бути визначені шляхом "переміщення" отриманої кривої вздовж осі частот в ділянку з граничними частотами f_{min} і f_{max} . Значення f_{min} знаходиться шляхом підстановки в (1.1) частоти F_1 в доданки з позитивними k_i і частоти F_2 - в доданки з негативними k_i . Значення f_{max} визначається підстановкою F_2 в доданки з позитивними k_i і F_1 - в доданки негативними k_i . При цьому необхідно виключати ділянки кривих, які заходять в область негативних частот.

Метод придатний і для випадків, коли є не одна, а декілька різних по ширині і положенню на осі частот смуг перешкод $\Delta F_{\Pi 1}$, $\Delta F_{\Pi 2}$..., в яких випадковим чином розташовані частоти, відповідно, N_1 , N_2 ... перешкод. Для отримання $p_{f_{imj}}(f)$ при l_j інтермодулюючих перешкодах розташованих в різних смугах, достатньо в системі нерівностей (1.10) вказати для кожної частоти f_i свої граничні частоти F_{1i} , F_{2i} , тобто переписати систему нерівностей в наступному вигляді:

$$\left. \begin{aligned} F_{21} &\geq f_1 \geq F_{11}, \\ F_{22} &\geq f_2 \geq F_{12}, \\ &\dots \\ F_{2i} &\geq f_i \geq F_{1i}, \\ &\dots \\ F_{2l} &\geq f_l \geq F_{1l}, \end{aligned} \right\} \quad (1.14)$$

де $\Delta F_{pi} = F_{2i} - F_{1i}$.

1.2.4 Сумування інтермодуляційних перешкод

До цих пір передбачалося, що погіршення прийому сигналу має місце при перевищенні деякого допустимого порогу $U_{\text{доп}}$ хоча б однієї з n_j ІМП, що потрапили в смугу пропускання ФОС. Ймовірність такої події дорівнює:

$$P_{U_{\text{ім}0}}(n_j) = 1 - (1 - P_{U_{\text{ім}j}})^{n_j} \quad (1.15)$$

де $P_{U_{\text{ім}j}}$ – ймовірність перевищення порога однією ІМП.

Насправді можливі випадки, коли жодна з ІМП окремо поріг не перевищує, в той час як їх сума перевищує поріг. Це означає, що підсумовування перешкод збільшує вірогідність погіршення прийому щодо результатів одержуваних в методі. У зв'язку з труднощами аналітичного аналізу ефекту підсумовування перешкод, розподілених по логарифмічно нормальному закону, у відомих роботах обмежуються двома крайніми випадками:

1) СКВ рівнів перешкод мале (менше 5Дб). В цьому випадку логарифмічно нормальний розподіл наближається до нормального.

2) СКВ рівнів перешкод настільки велике, що шукана ймовірність практично визначається ймовірністю перевищення порога хоча б однієї з перешкод, що потрапили в смугу ФОС, і підсумовуванням можна знехтувати. Таке припущення використовується і в даному методі.

Реальні значення СКВ станційних завод складають $\sigma_{\text{п}} = 15\text{--}20\text{дБ}$. СКВ ІМП ($\sigma_{\text{ім}}$) будуть ще більше. Наприклад, для ІМП 3-го порядку СКВ складе 25 ... 40 дБ. Таке значення СКВ занадто велике, щоб можна було вважати

логарифмічно нормальний розподіл близьким до нормального, але в той же час, воно обмежене цілком кінцевою і близькою до МО величиною.

На даному етапі досліджень виявлено наступне:

1 При малих СКВ рівнів ІМП (при $\sigma_n < 20$ дБ) ефект підсумовування ІМП починає проявлятися при перевищенні кількості ІМП деякого значення n_{j0} . При цьому може бути істотна розбіжність кривих ймовірності перевищення порога сумою ІМП $P_{U_{iMSum}}(n_j)$ та ймовірності перевищення порога хоча б однією з ІМП $P_{U_{iM0}}(n_j)$.

2 При великих значеннях СКВ перешкод ($\sigma_n > 20$ дБ) крива залежності $P_{U_{iMSum}}(n_j)$ практично не має точки перегину і близька за формою до $P_{U_{iM0}}(n_j)$. Приріст ймовірності тут можна врахувати введенням перед $P_{U_{iMj}}$ коефіцієнта k_{Uj} . Ймовірність перевищення порога сумою ІМП носить досить складний характер: вона залежить як від СКВ рівнів перешкод, так і від ймовірності перевищення порога однієї ІМП. Тому не можна однозначно сказати при яких СКВ починає позначатися підсумовування: навіть при великих значеннях СКВ, якщо ймовірність перевищення порога однієї ІМП мала, але їх кількість велика (випадок широкої смуги преселектора), то загальна ймовірність перевищення порога може бути високою і визначатися саме сумою ІМП.

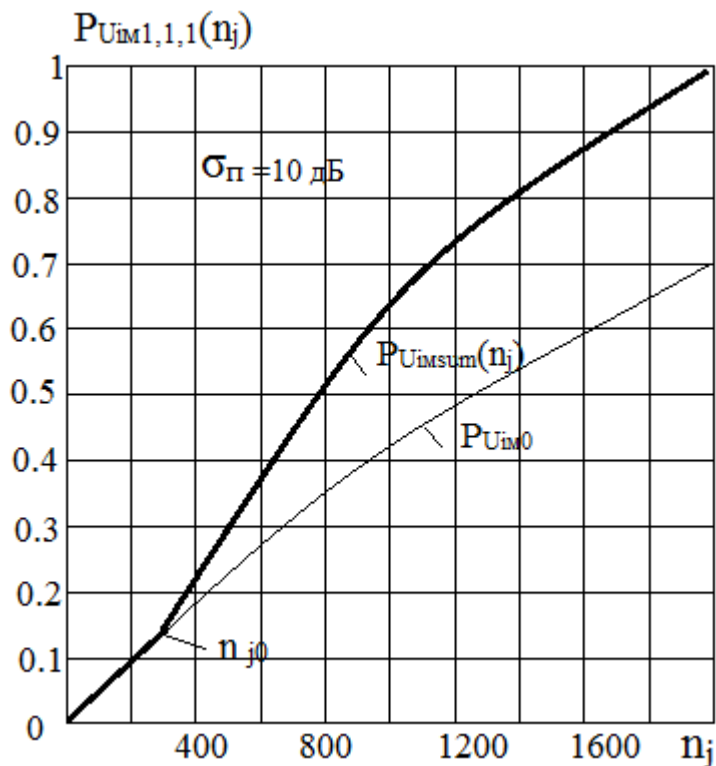


Рисунок 1.1– Приклад залежності ймовірності перевищення порога сумою інтермодуляційних перешкод від їх кількості.

1.3 Прийом помилкових біт і регулювання потужності.

Як відомо, пропускна здатність CDMA-каналів обмежена рівнем взаємних перешкод активних абонентів. Це означає, що існує обернено пропорційна залежність між числом активних абонентів системи і відношенням сигнал/шум. Чим більше абонентів працює в системі, тим менше значення даного відношення і, відповідно, «запас» перешкодозахищеності.

Вирішальну роль в боротьбі з перешкодами відіграє вибір структури сигналів (вони повинні володіти хорошими взаємкореляційними властивостями) і оптимального способу прийому. Тому при плануванні структури сигналів прагнуть до того, щоб вони якомога більше відрізнялися один від одного, - тоді діюча в системі перешкода буде в найменшій мірі впливати на корисний сигнал. Приймач же повинен максимально очистити сигнал від спотворень, викликаних впливом перешкод.

Основним показником якості передачі інформації в умовах перешкод, за яким порівнюють різні методи цифрової модуляції і кодування інформації, є безрозмірна величина – відношення сигнал/шум, яке визначається як $h^2 = E_b/N_0$ (де E_b – енергія на один біт інформації, а N_0 – спектральна щільність потужності шуму).

Передача повідомлень в стандарті CDMA здійснюється кадрами. Використовувані принципи прийому дозволяють аналізувати помилки в кожному інформаційному кадрі. Якщо кількість помилок перевищує допустимий рівень, що призводить до неприпустимого погіршення якості мовлення, цей кадр стирається.

З частотою помилок або "частотою стирання бітів" однозначно пов'язане відношення енергії інформаційного символу до спектральної щільності шуму E_0/N_0 . На рисунку 1.2 наведено залежності ймовірності помилки в кадрі (Prob. Frame Error) від величини відношення E_0/N_0 (білий шум) для прямого і зворотного каналів з урахуванням модуляції, кодування і перемеження.

При збільшенні кількості активних абонентів через взаємні перешкоди відношення E_0/N_0 знижується, а частота помилок збільшується.

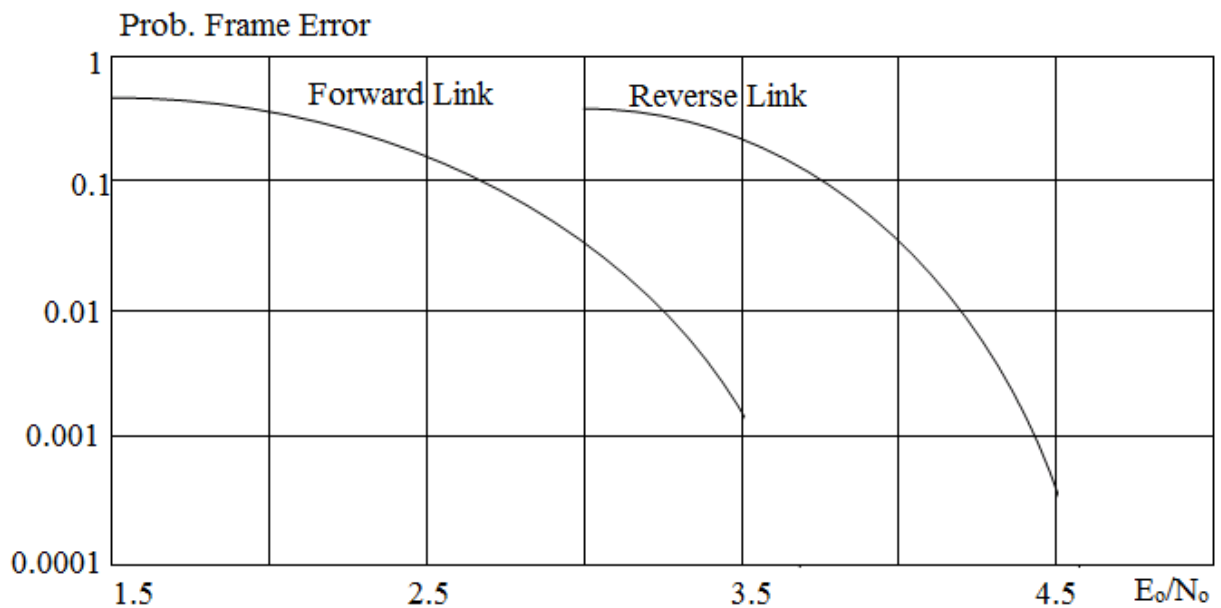


Рисунок 1.2– Залежність ймовірності помилки в кадрі від величини відношення E_0/N_0

В системі CDMA потужність регулюють в прямому і зворотному каналах зв'язку. Проте повноцінне регулювання потужності в широкому динамічному діапазоні здійснюється тільки на мобільній станції (MS). У прямому каналі регулювання носить скоріше номінальний характер: потужність базової станції (BS) змінюють у вузькому динамічному діапазоні для грубої корекції відносини с/ш в приймальному тракті MS.

Вільне переміщення абонентів обумовлює довільне положення MS на території обслуговування. Отже, фізичний канал загасання зв'язку MS → BS буде в кожному випадку індивідуальний – характер загасань, повільних і швидких завмирань сигналів MS, що знаходяться у абонентів буде різний. Тому для приведення рівнів сигналів MS на вході приймача BS до заданого діапазону необхідна швидкодіюча система автоматичного регулювання потужності в зворотному каналі зв'язку.

У прямому стовбурі фільтрація групового сигналу на трасі поширення BS → MS призводить до еквівалентних змін каналних сигналів, тобто посилки, передані по каналах деякої BS, відчують однакові загасання і завмирання. Отже, енергетичні співвідношення між окремими сигналами в межах групового повідомлення однієї BS будуть витримані при прийомі на MS. Унікальність трас поширення для кожної з MS тут вже не грає такої ролі, як в стовбурі MS → BS, і регулювання потужності в прямому каналі зв'язку можна проводити менш ретельно, ніж у зворотному. По суті, головна вимога при регулюванні потужності передавачів BS в стандарті зводиться до забезпечення мінімально допустимого середнього рівня сигналу при прийомі на MS. Це звичайно обмежує можливості системи, але одночасно і спрощує її: відпадає необхідність в складних внутрішньомережевих взаємодіях для балансування потужності між окремими BS.

1.3.1 Регулювання потужності у зворотному каналі зв'язку

Відповідно до стандарту, всі BS в мережі можуть вести передачу в одному діапазоні частот. Поряд з іншими сигналами кожна з BS випромінює пілотний сигнал постійної потужності. За циклічним зрушенням короткої

ПСП, MS визначає якій BS даний сигнал був переданий. Проте рівень потужності прийнятого сигналу в пілотному каналі також дозволяє MS оцінити втрати в трасі поширення від даної BS до MS. При цьому MS використовує інформацію в каналі синхронізації 0 потужності передавача BS, що припадає на випромінювання пілотного каналу. Відповідно з оціненим рівнем втрат, MS встановлює таку потужність передавача, при якій рівень сигналу на вході приймача BS лежить в заданих межах. Це так зване регулювання потужності за схемою без зворотного зв'язку. Воно призначене для компенсації ефектів затухання і повільних завмирань в зворотному каналі зв'язку і має період регулювання близько 30 мс.

Оскільки прямий і зворотний канали зв'язку в системі рознесені по частоті, вони мають різні коефіцієнти передачі. У діапазоні частот, що відповідають прямому і зворотному каналу, будуть близькі лише середні значення загасання потужності сигналу на трасі розповсюдження. Внаслідок того, що швидкі завмирання сигналів в цих частотних діапазонах протікають в загальному випадку незалежно, миттєві значення рівнів сигналів будуть різні. Тому після прийому і обробки сигналу MS, BS оцінює відношення с/ш в тракці приймача і порівнює його з порогом. Величину с/ш вимірюють, виходячи зі співвідношення амплітуд сигналів на виході субканалів корреляторів і частоти помилкових кадрів FER. За проходженням вимірюного і порогового відносин с/ш BS виробляє рішення і посилає MS по каналу прямого трафіку коригувальні дані про точну підстроювання рівня потужності передавачі. MS отримує команди регулювання кожні 1.25 мс і змінює потужність передавача з кроком ± 0.5 дБ в динамічному діапазоні 85 дБ. Щоб мінімізувати затримки в петлі регулювання, відповідні командні біти передають, не піддаючи їх завадостійкого згортальне кодування. Викликане цим зростання ймовірності помилки при передачі біт управління, звичайно ж, знижує якість роботи системи регулювання потужності. Однак незрівнянно велике зниження якості викликало б збільшення часу обробки на кодування/декодування команд.

З метою підвищення ефективності роботи системи стандарт використовує концепцію адаптивного регулювання потужності: спираючись на вимірювання частоти помилок в приймачах BS, MSC визначає оптимальні порогові відносини с/ш для кожної з обслуговуваних MS. Застосування адаптивних порогів дозволяє зменшити ймовірність роботи MS з надлишковою потужністю і, як наслідок, підвищити спектральну ефективність системи. При передачі команд регулювання BS використовує дельта-модуляцію, при якій одна команда або збільшує, або зменшує потужність передавача MS на фіксований дискрет. Даний механізм стає ефективним, коли частота надходження команд регулювання як мінімум на порядок перевищує максимальну дію частоту в спектрі федінга. Результуюча потужність передавача MS формує 2 системи: з 33 і без 33, але система з 33 більш динамічна: вона здатна забезпечити більшу швидкість зміни потужності передавачі MS, ніж APM без 33. У результаті домінуючий вплив надає система з 33.

1.3.2 Регулювання потужності у прямому каналі зв'язку

Регулювання потужності передавачів BS проводять на підставі вимірів і команд MS, за схемою 33. Для кожного каналу прямого трафіку потужність регулюють індивідуально. Основна мета APM в прямому каналі-обмеження рівня внутрішньосистемних завад за рахунок зменшення випромінюваної BS потужності. При цьому прагнуть, щоб кожна MS працювала з мінімально допустимим середнім рівнем потужності сигналу.

В процесі регулювання BS періодично починає зменшувати потужність випромінювання в каналі трафіку. Потужність знижують до тих пір, поки MS не зареєструє перевищення порогового рівня частоти помилкових кадрів FER і не пошле запит на збільшення потужності передавача BS. Отримуючи команди MS, BS підвищує потужність випромінювання у відповідних каналах трафіку, при цьому вона перерозподіляє виділений їй системою і жорстко обмежений ресурс потужності. Зміни потужності випромінювання каналів трафіку в цьому випадку не великі і становлять 0.5 дБ в діапазоні ± 6 дБ. Таке регулювання

проводять з періодом 15 .. 20 мс, тобто приблизно з частотою проходження кадрів інформації на виході вокодера.

Ресурс потужності, що виділяється передавачам BS, в сукупності з КНД антен сот і секторів є найважливішим параметром при розгортанні мережі стільникового зв'язку CDMA, оскільки він забезпечує ефективне формування території охопленні мережі на базі осередків різних розмірів. Перевищення ліміту випромінюваної потужності в одному із секторів призведе до зростання внутрішньосистемних завад у всій області засвічення антени. Як наслідок, впаде відношення сигнал шум у прийомних трактах MS сусідніх сот, погіршиться якість зв'язку, відбудуться розриви сполук. Будь дисбаланс потужності передавачів BS призводить до невідворотних збоїв у системі CDMA.

Спотворення шумоподібного сигналу знижують відношення сигнал/шум і збільшують коефіцієнт бітових помилок (BER), вони є основним недоліком широкосмугових систем. Шумоподібний характер широкосмугових сигналів викликає проблеми тому, що результуючі шумоподібні спотворення погіршують характеристики системи в широкому діапазоні частот.

1.4 Особливості стандарту CDMA

Принципи кодового поділу каналів зв'язку (CDMA – Code Division Multiple Access) засновані на використанні широкосмугових сигналів (ШПС), смуга яких значно перевищує смугу частот, необхідну для звичайної передачі повідомлень. Основною характеристикою ШПС є база сигналу, обумовлена як добуток ширини його спектра F на його тривалість T (1.16):

$$B = F * T \quad (1.16)$$

У цифрових системах зв'язку, що передають інформацію у вигляді двійкових символів, тривалість ШПС T і швидкість передачі повідомлень C зв'язані співвідношенням:

$$T = 1/C \quad (1.17)$$

Тому база сигналу:

$$B = F/C \quad (1.18)$$

характеризує розширення спектра ШПС щодо спектра повідомлення. Розширення спектра частот переданих цифрових повідомлень може здійснюватися двома методами або їх комбінацією:

- прямим розширенням спектра частот;
- стрибкоподібною зміною частоти несучої.

Вибираючи певний ансамбль сигналів з "хорошими" взаємними і автокореляційними властивостями, можна забезпечити в процесі кореляційної обробки (згортки ШПС) поділ сигналів. На цьому заснований принцип кодового поділу каналів зв'язку.

В існуючих і розроблюваних системах мобільного зв'язку переважно використовуються ШПС, формування яких здійснюється по методу прямого розширення спектра. Радіосигнал, сформований в цьому випадку, називається фазоманіпульованим широкосмуговим сигналом.

Створення систем стільникового рухомого радіозв'язку з кодовим поділом абонентів стримувалося відсутністю технічних і технологічних можливостей по реалізації малогабаритних, малоспоживаючих і багатофункціональних пристроїв "стиску" ШПС. В даний час ці проблеми успішно вирішені американськими фірмами Qualcomm, InterDigital, Motorola. На основі пропозицій фірми Qualcomm прийнятий стандарт IS-95 на систему мобільного рухомого радіозв'язку з кодовим поділом каналів.

Мобільна система рухомого радіозв'язку загального користування з кодовим поділом каналів (CDMA) уперше була розроблена фірмою Qualcomm (США). Основна мета розробки полягала в тому, щоб збільшити ємність системи стільникового зв'язку в порівнянні з аналоговою не менше, ніж на порядок і, відповідно, збільшити ефективність використання виділеного спектра частот.

Система CDMA фірми Qualcomm розрахована на роботу в діапазоні частот 800 МГц, виділеному для стільникових систем стандартів AMPS, N-AMPS і D-AMPS. У стандарті використовується роздільна обробка відбитих сигналів, що приходять з різними затримками, і наступне їх вагове складання, що значно знижує негативний вплив ефекту багатопроменевості.

Транскодер, що входить до складу основного обладнання, проводить оцінку якості прийому сигналів від двох базових станцій послідовно кадр за кадром. Процес вибору кращого кадру призводить до того, що результуючий сигнал може бути сформований в процесі безперервної комутації і наступного "склеювання" кадрів, прийнятих різними базовими станціями. М'яке перемикання забезпечує високу якість прийому мовних повідомлень і усуває перерви в сеансах зв'язку, що має місце в мобільних мережах зв'язку інших стандартів.

На рисунку 1.3 наведена узагальнена структурна схема мережі стільникового рухомого радіозв'язку CDMA, основні елементи якої (BTS, BSC, MSC, OMC) аналогічні використуваним в мобільних мережах з частотним (NMT-450/900, AMPS, TACS) і тимчасовим поділом каналів (GSM, DCS-1800, PCS-1900, D-AMPS, JDC). Основна відмінність полягає в тому, що до складу мережі CDMA включені пристрої оцінки якості і вибору кадрів (SU).

Крім того, для реалізації процедури м'якого перемикання між базовими станціями, керованими різними контролерами (BSC), вводяться лінії передачі між SU і BSC.

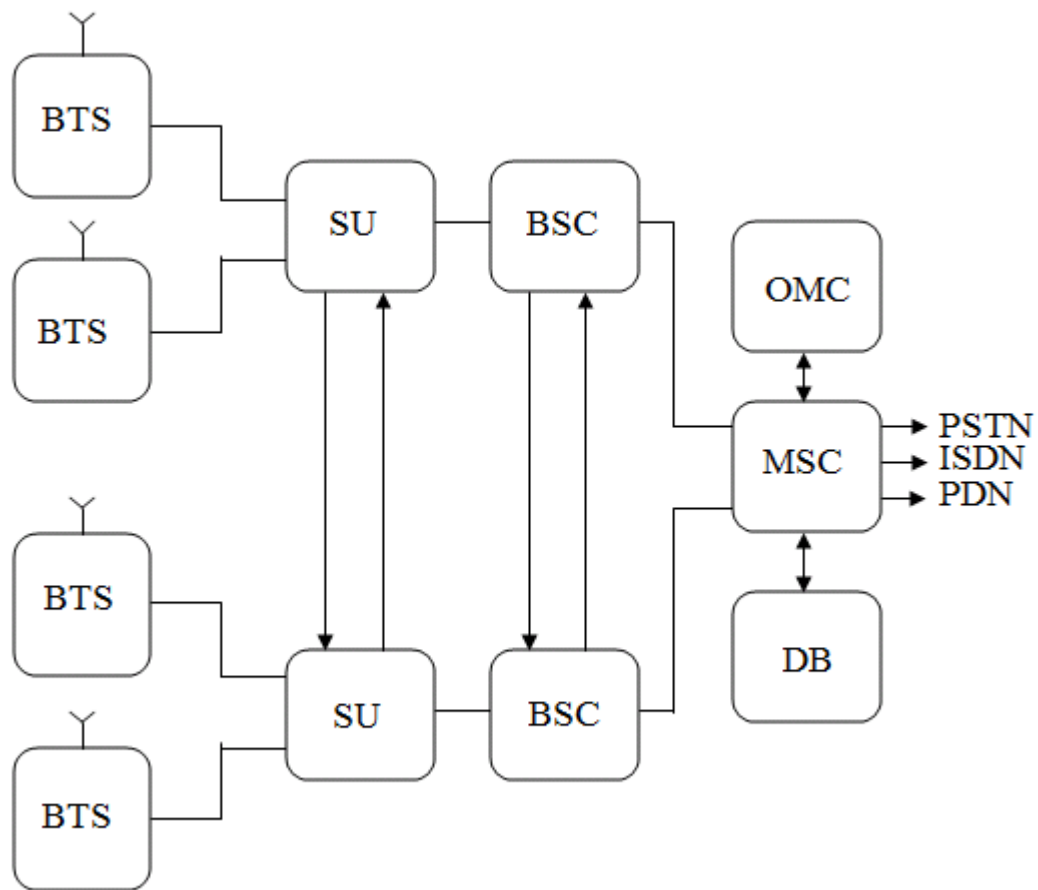


Рисунок 1.3 – Узагальнена структурна схема мережі стільникового рухомого радіозв'язку CDMA

Протоколи встановлення зв'язку в CDMA, також як у стандартах AMPS і N-AMPS, засновані на використанні логічних каналів. У CDMA канали для передачі з базової станції називаються прямими (Forward), для прийому базовою станцією - зворотними (Reverse).

- BTS (Base Transceiver Station) - базова прийомопередаюча станція
- BSC (Base Station Controller) - контролер базових станцій
- OMC (Operation and Maintenance Centre) - центр управління та обслуговування
- SU (Selector Unit) - пристрій вибору кадру
- DB (Data Base) - база даних про абонентів і устаткування
- MSC (Mobile Switching Centre) - центр комутації рухомого зв'язку

Перешкоди по каналах передачі базової станції створюють лише сусідні

базові станції, які працюють в тій же смузі радіочастот. Перешкодами, створюваними іншими абонентськими станціями та іншими базовими станціями, є фактор, в кінцевому підсумку визначаючий верхній поріг пропускної здатності мережі стандарту CDMA. При розробці мережі з кодовим поділом каналів необхідно звести до мінімуму загальний рівень перешкод.

Умови роботи системи CDMA визначають високі вимоги до регулювання рівнів потужності сигналів рухомих станцій, що приймаються базовою станцією.

У стандарті IS-95 регулювання рівня потужності сигналу, випромінюваного рухомою станцією, здійснюється в динамічному діапазоні 84 дБ з кроком 1 дБ. Це забезпечує можливість прийому сигналів рухомих станцій базовою станцією з практично однаковим рівнем потужності, незалежно від відстані до базової станції. Чим ближче рівень потужності сигналів від рухомих станцій на вході базової станції до мінімального, відповідному необхідній якості зв'язку, тим менше рівень взаємних перешкод у системі і, отже, тим вище її ємність.

Стандарт CDMA забезпечує велику ємність мережі. Збільшення ємності може бути досягнуто двома способами:

- збільшенням кількості каналів на МГц виділеної смуги частот;
- збільшенням повторного використання каналів зв'язку на даній території.

На інтервалі сеансу зв'язку активна частина розмови складає близько 35%, 65% припадає на прослуховування повідомлень із протилежної сторони і паузи. Випромінювання сигналу рухомою станцією тільки на інтервалах активності мови, приводить до додаткового зниження системних перешкод і загальному збільшенню ємності системи CDMA. Передача повідомлень в стандарті IS-95 здійснюється кадрами. Використовувані принципи прийому дозволяють аналізувати помилки в кожному інформаційному кадрі. Якщо кількість помилок перевищує допустимий рівень, що призводить до неприпустимого погіршення якості мови, цей кадр стирається (frame erasure).

Фірми Qualcomm і Motorola розробили дворежимні CDMA рухомі станції, які підтримують зв'язок з існуючими мережами аналогових стандартів з частотною модуляцією (AMPS і N-AMPS). Ця обставина дає значні переваги абонентам CDMA, оскільки дозволяє використовувати свій радіотелефон там, де існуючі аналогові мобільні мережі забезпечують радіопокриття.

Структурна схема рухомої станції для CDMA фірми Qualcomm наведена на рисунку 1.4. Основна відмінність між абонентськими станціями CDMA і існуючими станціями аналогових стандартів полягає в додаванні до складу рухомих станцій CDMA функцій цифрової обробки сигналів.

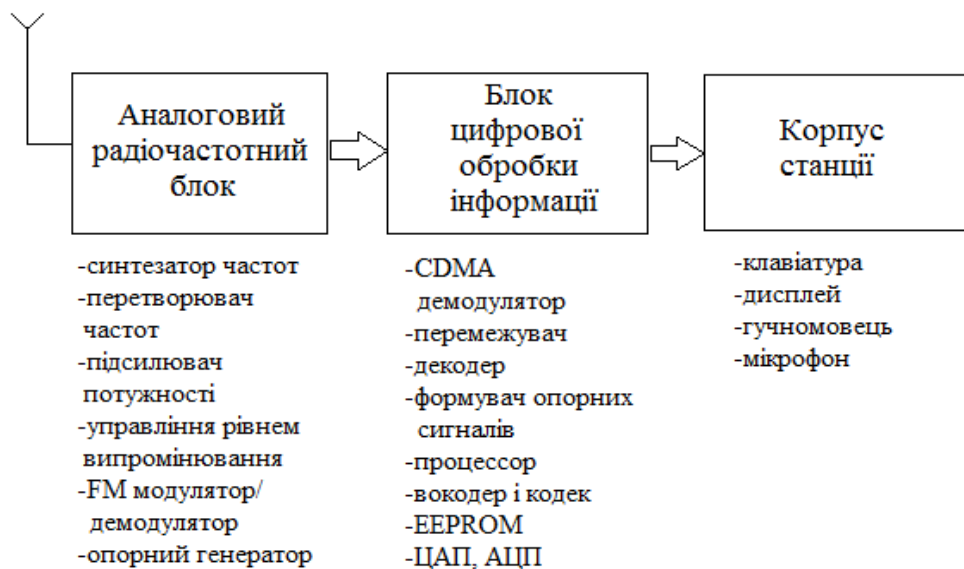


Рисунок 1.4 – Структурна схема рухомої станції для CDMA

Можливість одночасної роботи рухомих станцій в існуючих мережах мобільного зв'язку визначають перспективність розвитку мереж зв'язку CDMA в регіонах, де вже діють мережі зв'язку стандартів AMPS, N-AMPS і D-AMPS. Спільне використання стільникових мереж зв'язку, зазначених стандартів з частотним і кодовим поділом каналів, забезпечить значне збільшення кількості обслуговуваних абонентів, розширить склад послуг і зону покриття зв'язком.

1.5 Постановка задачі

Розглянувши основні причини виникнення радіоперешкод, вирішено:

1 Удосконалити спосіб для пригнічення інтермодуляційних перешкод, які утворюються в абонентському терміналі;

2 Удосконалити структурну схему для реалізації даного способу.

1.6 Висновок

У першому розділі дипломного проекту було розглянуто виникнення та вплив інтермодуляційних перешкод на прийом сигналу в системі мобільного зв'язку CDMA , а також сформульовані задачі для вирішення проблеми.

РОЗДІЛ 2. СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

2.1 Розробка способу для пригнічення радіоперешкод в абонентському терміналі в системі мобільного зв'язку CDMA

У розділі 1.4. нами була розглянута загальна структурна схема абонентського терміналу (рис.1.4). З рисунка видно, що в загальній структурній схемі міститься аналоговий блок, і як було сказано в тому ж пункті, і є причиною виникнення інтермодуляційних перешкод. З метою їх пригнічення, в данному розділі пропонується деяка вдосконалена структура аналогового блоку, а саме, в аналоговий блок доданий:

- малoshумлячий підсилювач, з'єднаний з пристроєм демпфування;
- запам'ятовувальний пристрій для збереження інформації;

Розглянемо структуру запам'ятовувального пристрою. Вона являє собою:

- множину заданих значень управляючої напруги;
- дані показника потужності прийнятого сигналу (RSSI, ПППС), класифіковані у вигляді різних оцінок для кожного із значень управляючої напруги;
- дані опорної величини, класифіковані у вигляді різних оцінок для кожного ПППС, для задоволення заданим умовам прийому сигналу;
- дані зміни управляючої напруги, відповідні до даних опорної величини.

Розглянемо алгоритм роботи пропонованого способу. Він містить наступні операції по установці управляючої напруги для:

- управління пристроєм демпфування;
- прийому сигналу зв'язку;
- знаходження однієї з оцінок даних ПППС, якій належить ПППС прийнятого сигналу;
- знаходження однієї з оцінок даних опорної величини, якій належить прийнятий сигнал;

- оцінки різниці між прийнятим сигналом і зовнішніми сигналами радіоперешкод на підставі управляючої напруги;
- оцінки ПППС;
- оцінки даних опорної величини.

Пропонована структурна схема аналогового блоку може бути виконана у двох варіантах. В одному варіанті використовується блок « E_c/I_0 », який у другому варіанті може бути замінений блоком «ЧПФ». Розглянемо перший варіант. У ньому вибираються два фактори для детектування реальних сигналів ІМП. Першим фактором є показник потужності прийнятого сигналу (RSSI, ПППС). Другим являється відношення показника середнього значення енергії передачі (нижче називане E_c/I_0) на елемент сигналу псевдошума (PN) стосовно пілот-каналу, каналу синхронізації, пейджинговому каналу, прямому каналу и каналу керування потужністю. ПППС повинен розглядати природні втрати потужності сигналу при передачі від передавача до приймача. Природними втратами є втрати на трасі або загасання у вільному просторі, поглинання, затухання, що змінюється у вільному просторі, атмосферне поглинання і т. д.

У другому варіанті двома факторами, використовуваними для детектування ІМП, являються показник потужності прийнятого сигналу (ПППС) і частота помилкових фреймів. Сервісна опція є стандартною для обслуговування кільцевої перевірки терміналу. ЧПФ виражена у відсотках %, обчислених як:

"1 мінус (правильно прийняті кадри (фрейми) поділити на всі приняті кадри (фрейми))". Наведені нижче рівняння 4 – 9 є вираженнями для потужності сигналу, переданої від передавача до приймача, і дозволяють обчислити ПППС і E_c/I_0 або ЧПФ для пригнічення зовнішніх сигналів радіоперешкод від станції AMPS. Щільність потужності прийомної антени P_r может бути виражена рівнянням (2.1):

$$P_r = P_t / 4\pi d^2 \quad (2.1)$$

де P_t – це рівень сигналу, сформований передавачем,
 d – відстань між передавачем та приймачем.

Потужність P_{Ar} , прийнята прийомною антеною, може бути виражена рівнянням (2.2):

$$P_{Ar} = P_r \times A_{ea} \quad (2.2)$$

де A_{ea} – ефективна площа поверхні, яка змінюється пропорційно коефіцієнту підсилення антени G і $\lambda/4\pi$. Коефіцієнт підсилення антени G може бути виражений рівнянням(2.3):

$$G = \eta \cdot (4\pi/\lambda^2) \cdot A_{ea} \quad (2.3)$$

де η – ефективність, а потужність P_{Ar} , прийнята прийомною антеною, може бути виражена рівнянням(2.4):

$$P_{Ar} = \frac{P_t}{4\pi d^2} \times \frac{c^2}{4\pi f^2} = \frac{c}{4\pi f d} \times P_t \quad (2.4)$$

де A_{ea}/G являється $c^2/(4\pi a^2)$, " d " вимірюють у кілометрах (км), f в мегагерцах (МГц), а коефіцієнт підсилення сигналу, переданого від передавача на приймач, може бути виражений рівнянням (2.5):

$$P_{Ar}/P_t = (c/4\pi)^2(1/d^2)(1/f^2) \quad (2.5)$$

Втрати у вільному просторі можуть бути виражені в децибелах рівнянням (2.6):

$$L(dB) = 32,44 + 20 \log(d) + 20 \log(f) \quad (2.6)$$

2.2 Удосконалення структурної схеми абонентського терміналу системи мобільного зв'язку CDMA

Розглянемо докладно загальну структурну схему абонентського терміналу в системі мобільного зв'язку CDMA згідно з першим варіантом. Абонентський термінал містить наступні функціональні блоки (Рисунок 2.1):

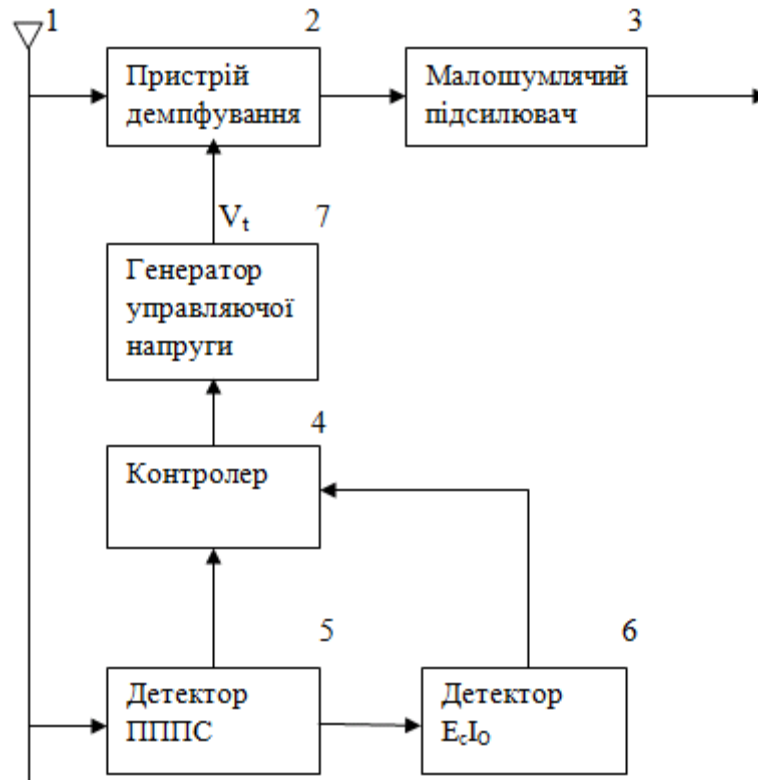


Рисунок 2.1 – Блок-схема для ілюстрації часткової структури абонентського терміналу системи мобільного зв'язку CDMA відповідно першому розробленому способу

- антену (1), для прийому сигналу CDMA;
- пристрій демпфування (2), для ослаблення прийнятого сигналу до даного рівня;
- малошумлячий підсилювач (3), для посилення прийнятого сигналу до запропонованого рівня зі зменшеним шумом;
- генератор управляючої напруги (7), для формування управляючої напруги V_t для управління пристроєм демпування;
- детектор (5) ППП, для визначення ПППС прийнятого сигналу;
- детектор E_c/I_0 (6), для визначення E_c/I_0 від детектора (5) ПППС;

– контролер (4), для керування генератором управляючої напруги (7) для формування управляючої напруги, визначеної відповідно до ПППС і E_c/I_0 .

Показник потужності прийнятого сигналу можна розділити на слабкий, середній і сильний рівень, як показано на рисунку 2.2.

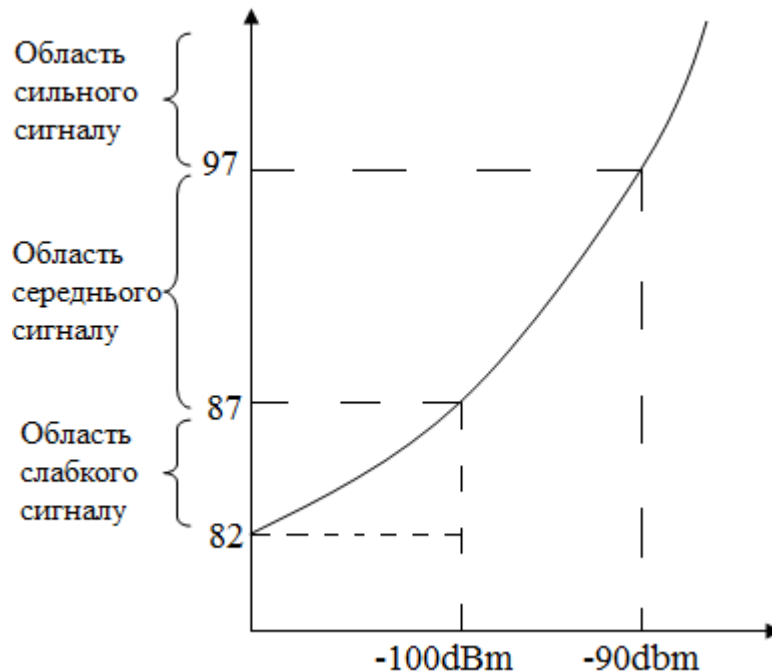


Рисунок 2.2 – Графік для ілюстрації ПППС прийнятого сигналу залежно від рівня прийнятого сигналу в децибелах

З рисунка видно наступне:

- слабкий рівень складає 82 – 86 з рівнем прийнятого сигналу від 0 до мінус 100 дбм, що вказує на те, що загальний прийнятий сигнал є слабким;
- середній рівень складає 87 – 96 з рівнем прийнятого сигналу від мінус 100 дбм до мінус 90 дбм, що вказує на те, що загальний прийнятий сигнал є середнім;
- сильний рівень – перевищує значення 97 з рівнем прийнятого сигналу більш -90 дбм, що вказує на те, що загальний прийнятий сигнал є достатньо сильним, щоб дати можливість здійснити зв'язок без помилки.

Відповідно, рівень прийнятого сигналу пропорційний ПППС так, що ПППС збільшується з рівнем сигналу CDMA, прийнятого через антену (11).

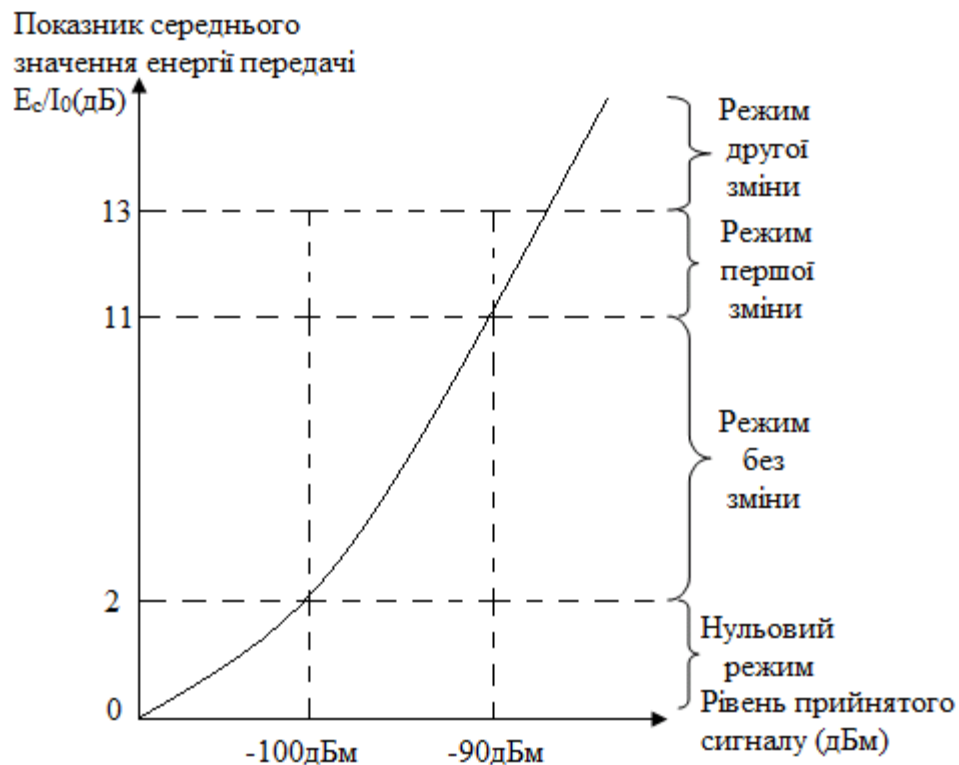


Рисунок 2.3 – Графік для ілюстрації показника середнього значення енергії передачі на елемент сигналу псевдо шуму (E_c/I_0) залежно від рівня прийнятого сигналу

Розглянемо детально межі зміни величини E_c/I_0 , які ілюструє рисунок 2.3. Величина E_c/I_0 розділяється на наступні режими:

- нульовий режим;
- режим без зміни;
- режим першої зміни;
- режим другої зміни.

З малюнка видно, що коли E_c/I_0 знаходиться в діапазоні 0-1 дБ, відношення середнього значення енергії передачі на елемент сигналу PN є максимальним. Коли E_c/I_0 знаходиться в діапазоні 2–10 дБ, відношення середнього значення енергії передачі на елемент PN сигналу знаходиться на середньому рівні, представляючи режим без зміни без будь-якого управління.

Коли E_c/I_0 знаходиться в діапазоні 11–12 дБ, відношення середнього значення енергії передачі на елемент PN сигналу має мале значення, будучи режимом першої зміни з необхідністю керованого збільшення відношення. Будучи по суті таким же, як і режим першої зміни, режим другої зміни представляє E_c/I_0 , що перевищує 13 дБ, що означає збільшення миттєвої швидкості за допомогою умови подвоєння управління. Відповідно, рівень прийнятого сигналу обернено пропорційний E_c/I_0 .

Пристрій демпфер в сигнал вносить ослаблення L залежно від управляючої напруги. Управляюча напруга є функцією E_c/I_0 або ЧПФ. Розглянемо межі зміни ослаблення L , залежно від управляючої напруги V_t .

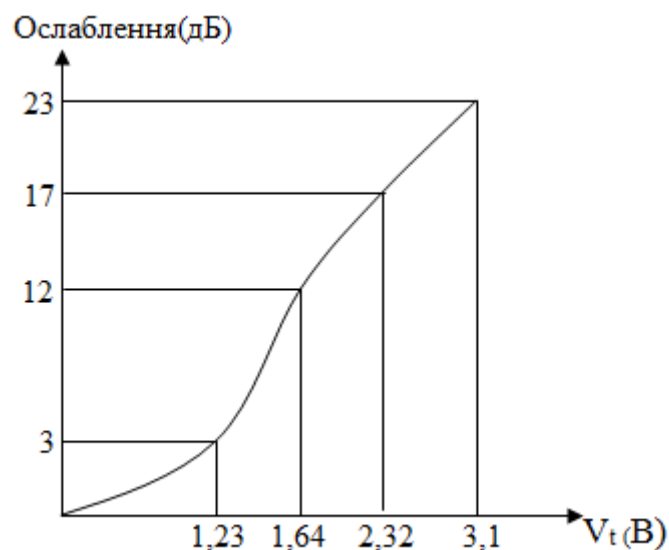


Рисунок 2.4 – Графік для ілюстрації ослаблення залежно від управляючої напруги

З рисунка 2.4 видно, що не існує ніякого ослаблення, коли управляюча напруга V_t дорівнює нулю. Сигнал управління пристроєм демпфування розділений на N рівних значень згідно параметрам пристрою демпфування (2) для ефективного ослаблення всіх сигналів, прийнятих антеною (1). Зовнішні сигнали радіоперешкод примушують ПППС збільшуватися і, таким чином, також і E_c/I_0 . Отже, зменшення ПППС означає відповідне зменшення зовнішніх сигналів радіоперешкод або початкового сигналу.

Таблиця 2.1 показує напругу, яка управляє напругою V_t . У цьому випадку управляюча напруга V_t представляє середнє значення. Згідно таблиці 1 співвідношення між ПМПС і E_c/I_0 змінюється із зміною V_t , що показується в таблиці 2.1. Значення в таблиці 2 зберігаються в запам'ятовувальному пристрої, сполученому з контролером (4). Запам'ятовувальний пристрій може бути встановлений зовні або усередині контролера(4).

Таблиця 2.1 – Управляюча напруга

Управляюче V_t (В)	Клас
0	0
1,23	А
1,64	В
2,32	С
3,1	макс.

Коли управляюча напруга V_t (Рисунок 2.4 і таблиця 2.2) змінюється від стану «В» з сильним ПППС і E_c/I_0 рівним 10 –11 дБ, в стан «С», рівень ослаблення повинен бути підвищений. В цьому випадку, оскільки рівень початкового сигналу малий, а ПППС є високим, це інтерпретується так, що існують перешкоди і, отже, управляючу напругу змінюють на стан 3 для збільшення ослаблення. Час і рівень для такого управління можуть бути відповідно встановлені за допомогою випробувань в польових умовах. В більшості випадків, коли E_c/I_0 знаходиться в режимі зміни, зміну здійснюють тільки після триразового визначення. Крім того, оскільки напруга є управляємою для поліпшення перешкод, то існує відмінність від реального значення в показанні смуги ПППС. Таким чином величину зсуву додають або віднімають із смуги ПМПС для кожної управляючої напруги. Та ж сама величина зсуву повинна бути застосована до управління потужністю передачі розімкненого контура.

Таблиця 2.2 – Співвідношення між ПППС і E_c/I_0

V_t	ПППС	E_c/I_0	Режим установки напруги
0	слабий	0 – 2	без зміни
		3 – 10	без зміни
		11 – 12	без зміни
		13 –	без зміни
	середній	0 – 2	без зміни
		3 – 10	без зміни
		11 – 12	А
		13 –	А
	сильний	0 – 2	без зміни
		3 – 10	без зміни
		11 – 12	А
		13 –	В
А	слабий	0 – 2	0
		3 – 10	без зміни
		11 – 12	0
		13 –	0
	середній	0 – 2	0
		3 – 10	без зміни
		11 – 12	В
		13 –	С
	сильний	0 – 2	0
		3 – 10	без зміни
		11 – 12	В
		13 –	С
В	слабий	0 – 2	0
		3 – 10	без зміни
		11 – 12	А
		13 –	0
	середній	0 – 2	0
		3 – 10	без зміни
		11 – 12	С
		13 –	С
	сильний	0 – 2	0
		3 – 10	без зміни
		11 – 12	С
		13 –	С

Продовження таблиці 2.2

V_t	ПППС	E_c/I_0	Режим установки напруги
С	слабий	0 – 2	0
		3 – 10	без зміни
		11 – 12	В
		13 –	0
	середній	0 – 2	0
		3 – 10	без зміни
		11 – 12	макс.
		13 –	макс.
	сильний	0 – 2	А
		3 – 10	без зміни
		11 – 12	макс.
		13 –	макс.
Макс.	слабий	0 – 2	А
		3 – 10	без зміни
		11 – 12	С
		13 –	В
	середній	0 – 2	А
		3 – 10	без зміни
		11 – 12	С
		13 –	В
	сильний	0 – 2	В
		3 – 10	без зміни
		11 – 12	без зміни
		13 –	без зміни

Розглянемо детально алгоритм роботи пристрою призначеного для пригнічення радіоперешкод. Розглядатимемо перший випадок структурної схеми, а саме наявність блоку E_c/I_0 .

Рисунок 2.5 описує алгоритм. Він містить наступні кроки:

- 1 Операцію 1. Контролер встановлює управляючу напругу пристрою демпфування за допомогою генератора управляючої напруги (7).
- 2 Операцію 2. Виявлення сигналу, прийнятого антеною (1).

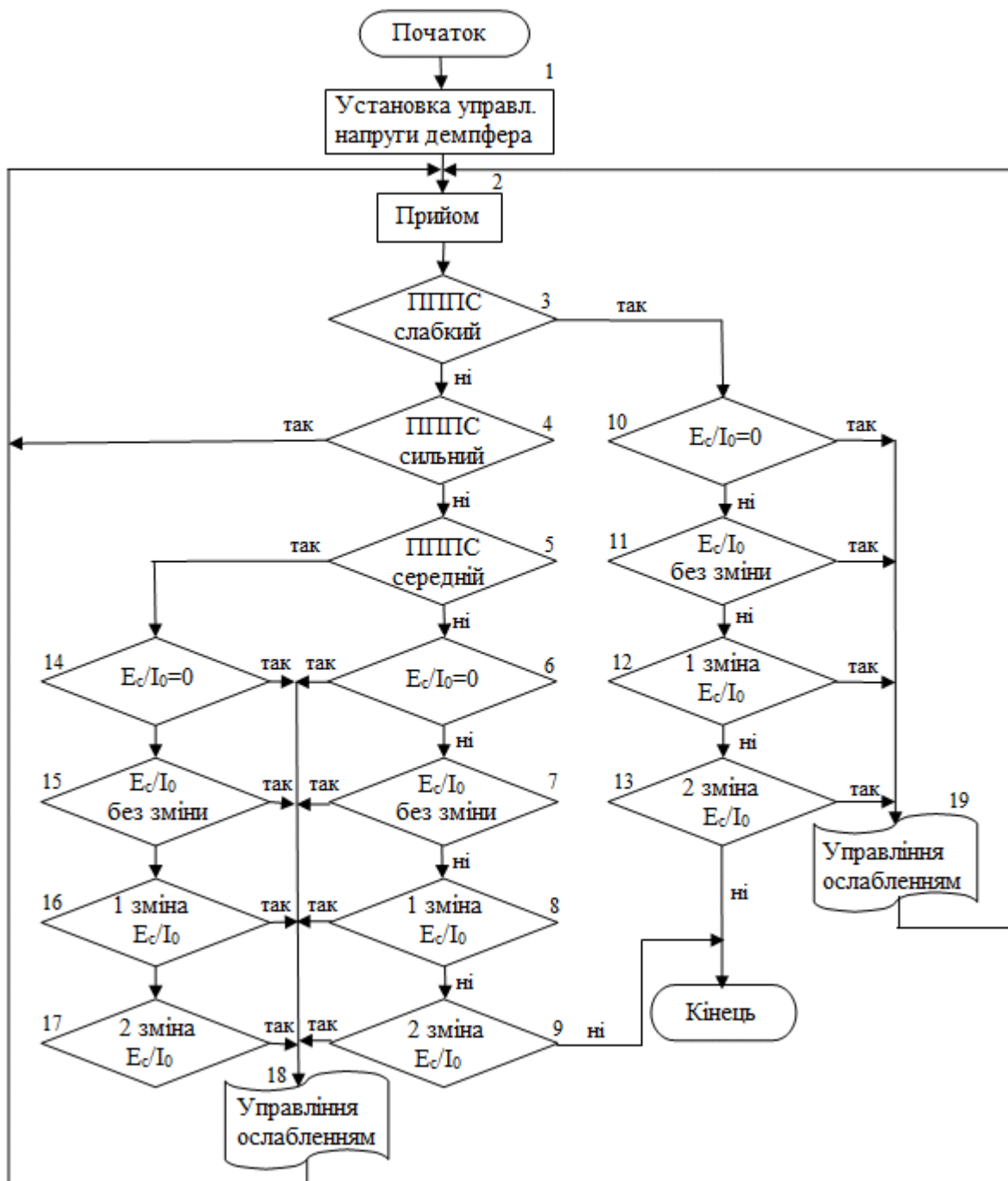


Рисунок 2.5 – Послідовність операцій для пригнічення перешкод згідно першому розробленому способу

- 3 Операції 3–5 перевіряють, якій з оцінок ПППС - слабкому, середньому і сильному - належить прийнятий сигнал.
- 4 Операції 10–13. Оцінка ПППС відповідає слабкому ПППС.
- 5 Операції 14–17. Оцінка ПППС відповідає середньому ПППС.

6 Якщо ПППС є сильним, процес повертається до операції 5а для обробки наступного прийнятого сигналу, тому що не потрібне управління ослабленням.

7 Операції 10–13, 14–17 перевіряють, який з E_c/I_0 оцінок належить прийнятий сигнал(нульова, без зміни, першої зміни і другої зміни).

8 Операції 18,19 визначають різницю між первинним сигналом і зовнішніми сигналами радіоперешкод на підставі управляючої напруги пристрою демпфування,ПППС і E_c/I_0 .

9 Встановлюють управляючу напругу демпфування, виконуючи управління ослабленням відповідно до різниці.

10 Повернення до операції 2 для обробки наступного прийнятого сигналу.

11 Операції 6–9. Виконуються, якщо не визначено, якій з трьох оцінок належить ПППС і перевіряють, який з оцінок E_c/I_0 належить сигнал, прийнятий антеною (1), як описано вище.

12 Різницю між початковим сигналом і зовнішніми сигналами радіоперешкод визначають на підставі управляючої напруги пристрою демпфування і E_c/I_0 так, що управляючу напругу демпфування встановлюють за допомогою виконання управління ослабленням згідно різниці. Потім повертаються до операції 2 для обробки наступного прийнятого сигналу.

Тепер розглянемо детально алгоритм роботи на основі другої структурної схеми. Дана схема представлена на рисунку 2.6.

Абонентський термінал системи мобільного зв'язку CDMA містить в собі детектор ЧПФ (8) замість детектора E_c/I_0 , який був представлений на рис.1.

На підставі даної схеми, щоб сформувати управляючу напругу, визначену відповідно до ПППС і ЧПФ, детектор ЧПФ (8) визначає ЧПФ з ПППС і контролер (4) управляє генератором управляючої напруги (7).



Рисунок 2.6 – Блок-схема для ілюстрації часткової структури абонентського терміналу системи мобільного зв'язку CDMA згідно другому розробленому способу

Розглянемо рисунок 2.7, який показує межі зміни частоти помилкових фреймів залежно від рівня прийнятого сигналу. ЧПФ, також як і E_c/I_0 , роздільний на 4 режими:

- нульовий режим. У цьому режимі ЧПФ рівна 0%, і це означає, що переданий фрейм прийнятий з якнайкращою якістю;
- режим без зміни. Даний режим при ЧПФ рівною 0-2%, означає що переданий фрейм прийнятий з середньою якістю;
- режим першої зміни. При цьому режимі ЧПФ рівна 2 – 10%, означає що переданий фрейм прийнятий з низькою якістю. В цьому випадку є необхідність в керованому збільшенні відношення;

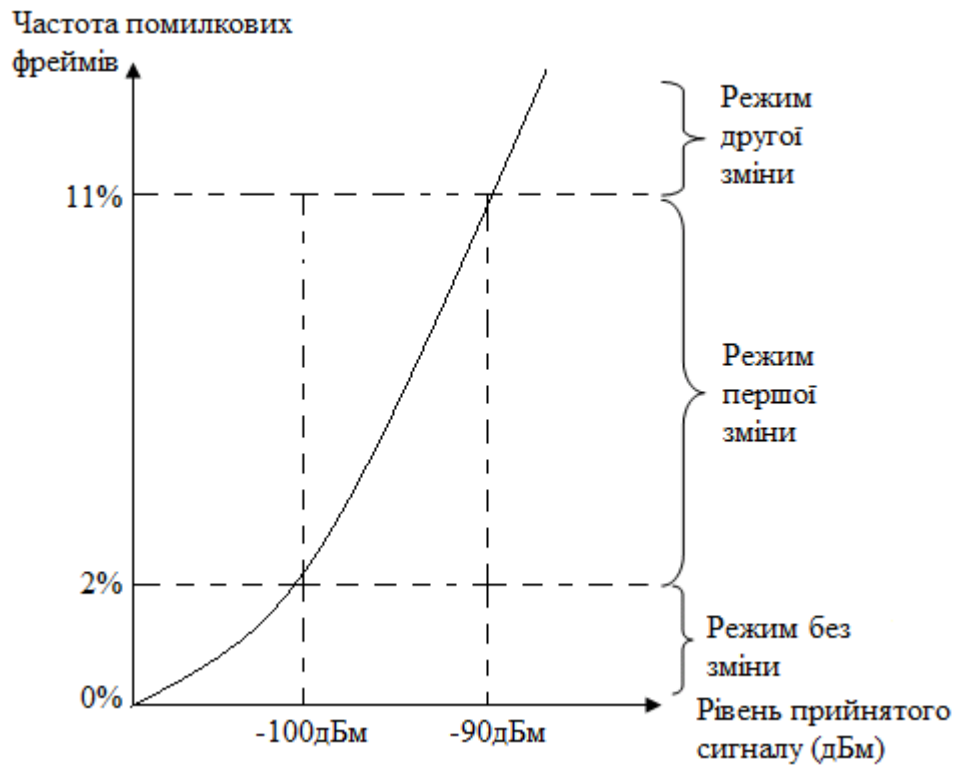


Рисунок 2.7 – Графік для ілюстрації частоти помилкових фреймів ЧПФ залежно від рівня прийнятого сигналу

– режим другої зміни. Режим при ЧПФ що перевищує 10%. У даному режимі необхідне збільшення миттєвої швидкості за допомогою умови подвоєння управління.

Прийнятий рівень обернено пропорційний ЧОФ. Як показано в попередньому розробленому варіанті, використовуючому E_c/I_0 , ПППС і ЧПФ збільшуються із зовнішніми сигналами радіоперешкод. Згідно таблиці 1 співвідношення між ПППС і ЧПФ змінюється з V_t , як показано в таблиці 3.

Звернемося знов до рисунка 4. Коли управляюча напруга V_t (Рисунок 2.4 і таблиця 2.3) змінюється від стану «В» до стану «С» з сильним ПППС і ЧПФ, рівною 2 – 10%, рівень ослаблення повинен бути підвищений. А саме, оскільки рівень початкового сигналу є низьким при високому ПМПС, це інтерпретується так, що сигнали перешкод існують і, отже, управляюча напруга змінюється на стан для збільшення ослаблення.

Таблиця 2.3 – Співвідношення між ППС і ЧПФ

V_t	ППС	ЧПС, %	Режим установки напруги
0	слабий	0	без зміни
0	слабий	0 – 2	без зміни
		2 – 10	без зміни
		10 –	без зміни
	середній	0	без зміни
		0 – 2	без зміни
		2 – 10	А
		10 –	А
	сильний	0	без зміни
		0 – 2	без зміни
		2 – 10	А
		10 –	В
	А	слабий	0
0 – 2			без зміни
2 – 10			0
10 –			0
середній		0	0
		0 – 2	без зміни
		2 – 10	В
		10 –	С
сильний		0	0
		0 – 2	без зміни
		2 – 10	В
		10 –	С
В	слабий	0	0
		0 – 2	без зміни
		2 – 10	А
		10 –	0
	середній	0	0
		0 – 2	без зміни
		2 – 10	С
		10 –	С
	сильний	0	0
		0 – 2	без зміни
		2 – 10	С
		10 –	С

Продовження таблиці 2.3

V_t	ПППС	ЧПС %	Режим установки напруги
С	слабий	0	0
		0 – 2	без зміни
		2 – 10	В
		10 –	0
	середній	0	0
		0 – 2	без зміни
		2 – 10	Макс.
		10 –	Макс.
	сильний	0	А
		0 – 2	без зміни
		2 – 10	Макс.
		10 –	Макс.
Макс.	слабий	0	А
		0 – 2	без зміни
		2 – 10	С
		10 –	В
	середній	0	А
		0 – 2	без зміни
		2 – 10	С
		10 –	В
	сильний	0	В
		0 – 2	без зміни
		2 – 10	без зміни
		10 –	без зміни

Тепер розглянемо детально алгоритм роботи пристрою згідно другому варіанту структурної схеми, тобто з наявністю блоку ЧОФ. Алгоритм представлений на рисунку 2.8 і містить в собі наступні кроки:

- 1 Операцію 1. Контролер (4) встановлює управляючу напругу пристрою демпфування за допомогою генератора управляючої напруги (7).
- 2 Операцію 2. Детектування сигналу, прийнятого антеною (1).
- 3 Операції 3–5. Виконується перевірка, якій з оцінок ПППС - слабкому, середньому і сильному - належить прийнятий сигнал.

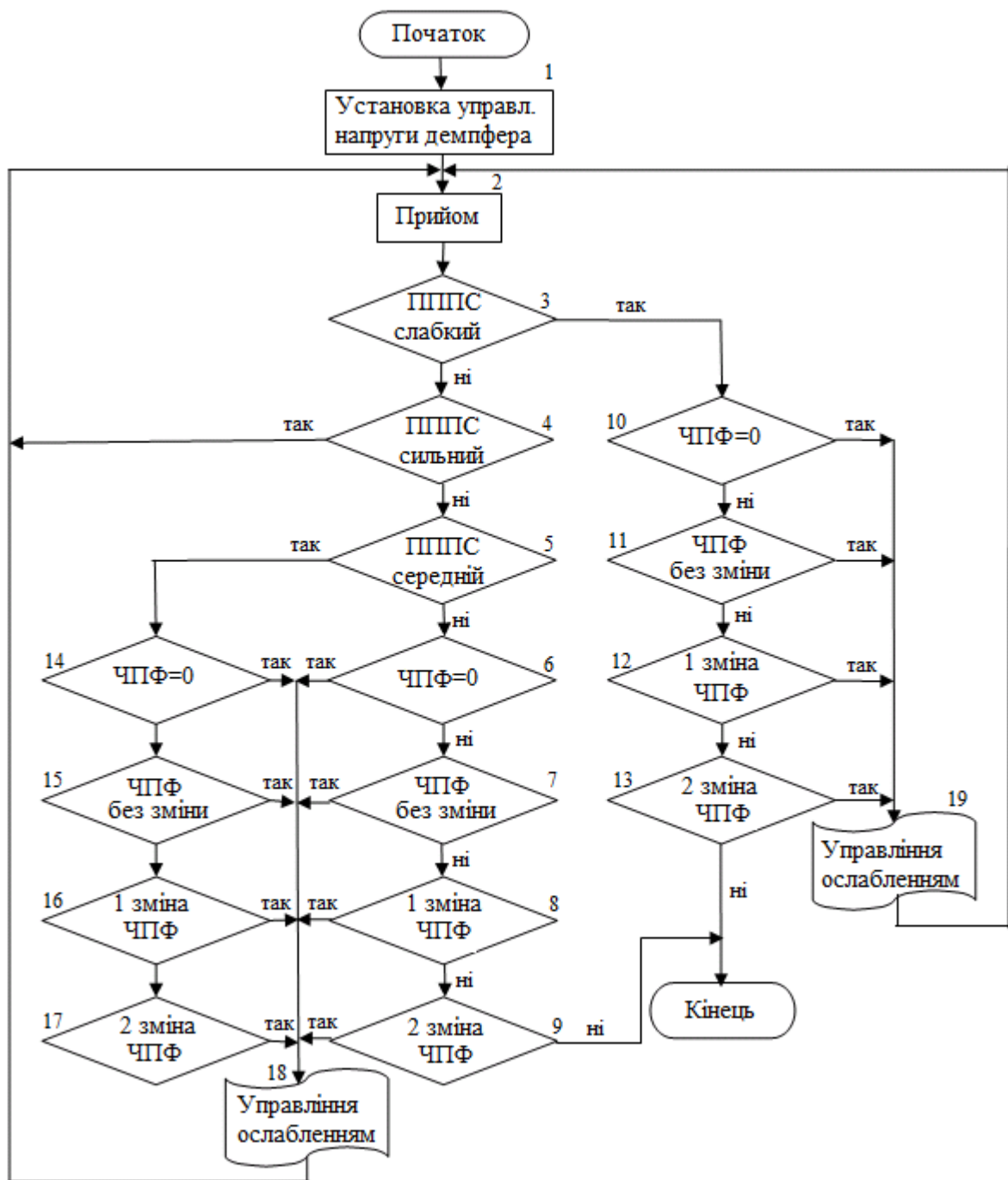


Рисунок 2.8– Послідовність операцій для зменшення перешкод згідно другому розробленому способу

- 4 Операції 10–13. Оцінка ПППС відповідає слабкому ПППС.
- 5 Операції 14–17. ПППС відповідає середньому ПППС.
- 6 Відбувається повернення до операції 2, для обробки наступного прийнятого сигналу, якщо ПМПС є сильним, тому що не потрібне управління ослабленням.

7 Операції 10–13, 14–17. Виконується перевірка, якій з оцінок ЧПФ належить прийнятий сигнал (нульовий, без зміни, першої зміни і другої зміни).

8 Операції 18,19 визначають різницю між первинним сигналом і зовнішніми сигналами радіоперешкод на підставі управляючої напруги пристрою демпфування, ПМПС і ЧПФ.

9 Встановлюють управляючу напругу демпфування, виконуючи управління ослабленням відповідно до різниці.

10 Повертаються до операції 2 для обробки наступного прийнятого сигналу.

11 Операції 6–9. Виконуються, якщо не визначено, якій з трьох оцінок належить ПМПС і перевіряють, який з оцінок E_c/I_0 належить сигнал, прийнятий антеною (1), як описано вище.

12 Різницю між початковим сигналом і зовнішніми сигналами радіоперешкод визначають на підставі управляючої напруги пристрою демпфування і ЧПФ так, що управляючу напругу демпфування встановлюють за допомогою виконання управління ослабленням згідно різниці. Потім повертаються в операції 2 для обробки наступного прийнятого сигналу.

Таким чином, вдосконалений абонентський термінал в системі мобільного зв'язку CDMA дозволяє пригнічувати сигнали радіоперешкод, породжувані аналоговими станціями зв'язку (AMPS). Це дозволяє приймати тільки сигнали CDMA і виключає помилки зв'язку, навіть при проходженні абонента безпосередньо біля станції AMPS.

2.3 Ефекту впливу інтермодуляційних перешкод 3,5 порядку при роботі в режимі AMPS

Абонентський термінал призначений для роботи і в режимі CDMA, і в режимі AMPS. Розглянемо тепер просто режим роботи AMPS -це режим обробки аналогового сигналу, і в цьому режимі присутні інтермодуляційні перешкоди. Оцінимо ефект погіршення прийому за рахунок інтермодуляційних перешкод 3 го і 5го порядків.

На рисунку 2.9 представлений розподіл вибірковості в тракті РП. Умова $\Delta F_{\text{пс}} \gg \Delta F_{\text{пч}} \gg \Delta F_{\text{ос}}$ (смуга пропускання фільтру преселектора \gg смуга пропускання фільтру смуги частот \gg смуга пропускання фільтру основної селекції) дозволяє привести вхідну частину РП до типової радіотехнічної ланці "широкий фільтр - НЭ - вузький фільтр".

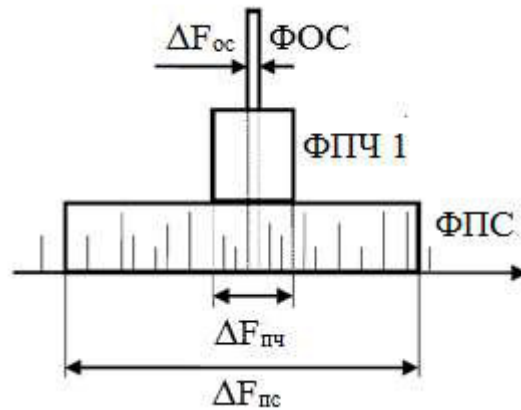


Рисунок 2.9 – Розподіл вибірковості в тракті РП

Наявність у складі НЭ 1 змішувача частоти вимагає уточнення такого звена, оскільки в цьому випадку частоти ІМП можуть потрапляти не тільки на частоту прийому f_0 , але і на частоти неосновних каналів, утворених змішувачем. На рисунку 2.10 представлена схема такої ланки, в якій найбільш "небезпечні" неосновні канали, – "дзеркальний" і на частоті ПЧ1 - враховані шляхом введення додаткових вузькосмугових фільтрів з однаковими смугами пропускання $\Delta F_{\text{ос}}$ на частотах $f_{\text{зк}}$ (частота дзеркального каналу прийому) і $f_{\text{пч}}$ (проміжна частота радіоприймача), відповідно.

Розглянемо докладніше ІМП 3-го порядку, розташовані в смузі ФПС ($\sum k_i = 1$). Запишемо формули для розрахунку вірогідності погіршення прийому за рахунок ІМП типу 2,-1 і 1,1,-1.

Для спрощення розрахунків врахуємо, що реальні значення $P_{\text{ім}j} \ll 1$, скориставшись відомим наближенням $1 - z \approx \exp(-z)$ при $z \ll 1$, запишемо (1.3) у вигляді:

$$P_{iMj} \cong 1 - \exp \left[-S_j p_{f_{iMj}}(f_0) \Delta F_{0c} P_{U_{iMj}} C_N^{lj} \right] \quad (2.7)$$

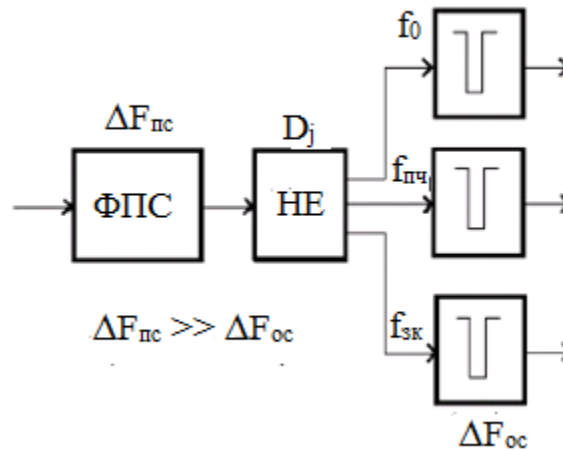


Рисунок 2.10 – Подання вхідної частини РП у вигляді типової радіотехнічної ланки

Для розрахунку $P_{U_{iMj}}$ необхідно скористатися формулою (2.8) для сумарного середньоквадратичного відхилення:

$$\sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_i^2} \quad (2.8)$$

і формулою (1.3.17) для математичного очікування:

$$\mu = \sum_{i=1}^n \mu_i \quad (2.9)$$

з підстановкою в неї відповідних параметрів ІМП з табл.2.4 при відомих параметрах розподілу рівнів станційних перешкод.

Таблиця 2.4 – Значення коефіцієнтів μ_i , σ_i для розрахунку середньо квадратичного відхилення та математичного очікування

Ступінь	Тип ІМП, j	$\mu_{i\text{м}j}$, дБмкв	$\sigma_{i\text{м}j}$, дБ
2	$\pm 1, \pm 1$	$2(\mu_{\text{п}}-D_{1,1})-U_0$	$\sqrt{2}\sigma_{\text{п}}$
3	$\pm 2, \pm 1$	$3(\mu_{\text{п}}-D_{2,1})-2U_0$	$\sqrt{5}\sigma_{\text{п}}$
4	$\pm 3, \pm 1$	$4(\mu_{\text{п}}-D_{3,1})-3U_0$	$\sqrt{10}\sigma_{\text{п}}$
	$\pm 2, \pm 2$	$4(\mu_{\text{п}}-D_{3,1})-3U_0+1$	$\sqrt{8}\sigma_{\text{п}}$
	$\pm 1, \pm 1$	$4(\mu_{\text{п}}-D_{3,1})-3U_0+5/2$	$\sqrt{10}\sigma_{\text{п}}$
5	$\pm 4, \pm 1$	$5(\mu_{\text{п}}-D_{4,1})-4U_0$	$\sqrt{17}\sigma_{\text{п}}$
	$\pm 2, \pm 3$	$5(\mu_{\text{п}}-D_{4,1})-4U_0+6/5$	$\sqrt{13}\sigma_{\text{п}}$
	$(\pm 2, \pm 1)'$	$5(\mu_{\text{п}}-D_{4,1})-4U_0+12/5$	$\sqrt{17}\sigma_{\text{п}}$
	$(\pm 2, \pm 1)''$	$5(\mu_{\text{п}}-D_{4,1})-4U_0+16/5$	$\sqrt{13}\sigma_{\text{п}}$
3	$\pm 1, \pm 1, \pm 1$	$3(\mu_{\text{п}}-D_{2,1})-2U_0+6$	$\sqrt{3}\sigma_{\text{п}}$
4	$\pm 2, \pm 2, \pm 1$	$4(\mu_{\text{п}}-D_{3,1})-3U_0+10$	$\sqrt{6}\sigma_{\text{п}}$
	$\pm 1, \pm 1$	$4(\mu_{\text{п}}-D_{3,1})-3U_0+22$	$\sqrt{6}\sigma_{\text{п}}$
5	$\pm 2, \pm 2, \pm 1$	$5(\mu_{\text{п}}-D_{4,1})-4U_0+16$	$3\sigma_{\text{п}}$
	$\pm 3, \pm 1, \pm 1$	$5(\mu_{\text{п}}-D_{4,1})-4U_0+12$	$\sqrt{11}\sigma_{\text{п}}$
	$\pm 2, \pm 1$	$5(\mu_{\text{п}}-D_{4,1})-4U_0+22$	$3\sigma_{\text{п}}$
	$\pm 1, \pm 1, \pm 1$	$5(\mu_{\text{п}}-D_{4,1})-4U_0+22$	$\sqrt{11}\sigma_{\text{п}}$
4	$\pm 1, \pm 1, \pm 1, \pm 1$	$4(\mu_{\text{п}}-D_{3,1})-3U_0+16$	$2\sigma_{\text{п}}$
5	$\pm 2, \pm 1, \pm 1, \pm 1$	$5(\mu_{\text{п}}-D_{4,1})-4U_0+22$	$\sqrt{7}\sigma_{\text{п}}$
	$\pm 1, \pm 1, \pm 1$	$5(\mu_{\text{п}}-D_{4,1})-4U_0+28$	$\sqrt{7}\sigma_{\text{п}}$
	$\pm 1, \pm 1, \pm 1, \pm 1, \pm 1$	$5(\mu_{\text{п}}-D_{4,1})-4U_0+28$	$\sqrt{5}\sigma_{\text{п}}$

Вираз для розрахунку $P_{U_{i\text{м}j}}$ виходить наступним:

$$P_{U_{i\text{м}j}} = 1 - \Phi\left(\frac{U_{\text{доп}} - \mu_{i\text{м}j}}{\sigma_j}\right) \quad (2.10)$$

де $\Phi(x)$ - функція нормального розподілу вірогідності.

На відміну від ІМП типу 2-1 величина щільності вірогідності частоти ІМП типу 1,1-1 нерівномірна в межах смуги преселектора і має максимум в її центрі. У разі застосування в РП перебудовуваного преселектора, в якому частота настройки знаходиться завжди в центрі смуги пропускання ФПС, при розрахунках слід використовувати максимальне значення щільності рівне:

$$P_{f_{iM1,1,-1}} = \frac{3}{4\Delta F_{\text{пс}}} \quad (2.11)$$

При використанні в преселекторі широкосмугових перемиканих фільтрів величина $P_{f_{iM1,1,-1}}(f_0)$ змінюватиметься в межах $\Delta F_{\text{пс}}$ зі зміною f_0 . Вважатимемо, що частота f_0 випадкова і рівномірно розподілена в межах $\Delta F_{\text{пс}}$. Усреднюючи $P_{f_{iM1,1,-1}}(f_0)$ у межах $\Delta F_{\text{пс}}$ отримуємо:

$$P_{f_{iM1,1,-1}} = \frac{2}{3\Delta F_{\text{пс}}} \quad (2.12)$$

Будемо далі по умовчання скрізь використовувати усереднені значення $P_{f_{iMj}}$. Після всіх спрощень і уточнень розрахункові формули для P_{iMNj} матимуть вигляд:

$$P_{iMN2,-1} \cong 1 - \exp \left[-\frac{\Delta F_{0c}}{\Delta F_{\text{пс}}} (1 - \Phi(x_{2,1})) C_N^2 \right] \quad (2.13)$$

де

$$x_{2,1} = \frac{U_{\text{доп}} + 3(D_{2,1} - \mu_{\text{п}}) + 2U_0}{2,24\sigma_{\text{п}}}$$

А також

$$P_{iMN1,1,-1} \cong 1 - \exp \left[-2\frac{\Delta F_{\text{пс}}}{\Delta F_{0c}} (1 - \Phi(x_{1,1,1})) C_N^3 \right] \quad (2.14)$$

де

$$x_{1,1,1} = \frac{U_{\text{доп}} + 3(D_{2,1} - \mu_{\text{п}}) + 2U_0 - 6}{1,7\sigma_{\text{п}}}$$

На рисунку 2.11 представлені результати розрахунків вірогідності по (2.11), (2.12) без урахування ефекту підсумовування ІМП в смузі ФПС роздільно для ІМП типу 2-1 і 1,1-1 при різних значеннях D_j і $\Delta F_{\text{пс}}$. При розрахунках використовувалися типові параметри перешкод зовні РВ. Щільність кількості перешкод рівна 200 ст./МГц, що відповідає щільності в середній, найбільш завантаженій перешкодами частині ДКМ діапазону.

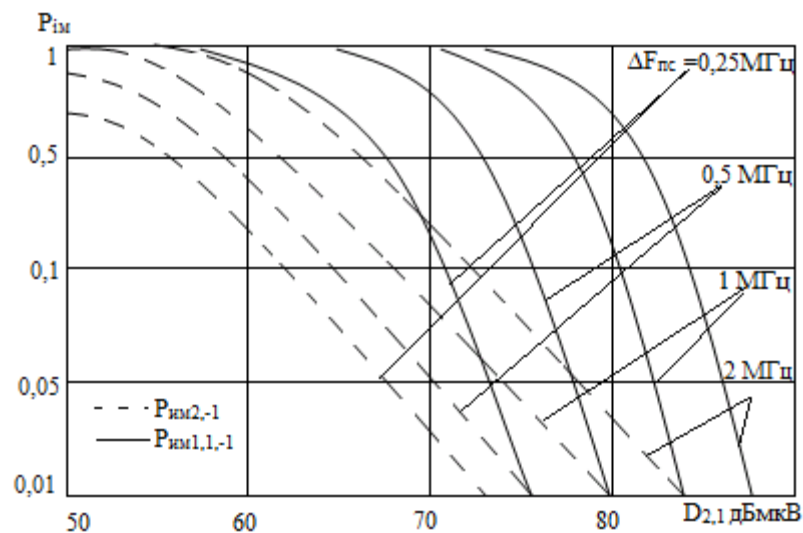


Рисунок 2.11 – Залежність вірогідності погіршення прийому сигналу за рахунок ІМП типу 2,-1 та 1,1,-1 від полоси ФПС та ДД

З графіків виходить, що на рівні вірогідності більше 0,1 ІМП типу 1,1-1 вносять основний внесок до погіршення прийому. При вірогідності менше 0,1 роль ІМП типу 2-1 зростає і при вірогідності нижче 0,01 вони можуть грати визначальну роль.

Тут доречно розглянути питання про те, якою ж допустимою вірогідністю $P_{\text{доп}}$ слід задаватися при виборі необхідного ДД (динамічного діапазону) і смуги ФПС при проектуванні РП. Для відповіді на нього можна виходити з призначення РП, наприклад:

1 РП призначений для роботи у складі автоматизованих радіоліній зв'язку ДКМ діапазону. У даному діапазоні велика вірогідність безпосереднього попадання станційних перешкод в ΔF_{oc} (P_0 до 0,5 і вище). Тому задаватися величиною $P_{дод} < 0,1$ недоцільно, оскільки вимоги до РП виходитимуть високими, а вірогідність появи перешкоди на f_0 фактично визначатиметься не $P_{им}$, а P_0 . Окрім того, в таких радіолініях для боротьби з перешкодами зазвичай використовують перешкодостійке кодування і частотну адаптацію.

2 РП призначений для моніторингу, радіорозвідки. Тут пропуск сигналу із-за нелінійних перешкод недопустимий, тому необхідно задаватися набагато меншою $P_{дод}$, наприклад, рівною 0,01. Далі по умовчання рахуватимемо $P_{дод} = 0,1$.

На рисунку 2.12 приведені результати розрахунків сумарної вірогідності погіршення прийому за рахунок ІМП типів 2-1 і 1.1.-1 з урахуванням ефекту підсумовування, який детально розглядався в підрозділі 1.2.4. З графіка видно, що підсумовування помітно позначається на результатах розрахунків при дуже малих значеннях вірогідності і широких смугах ФПС. Даний ефект може до двох разів збільшувати значення вірогідності.

Розглянемо далі ІМП 5-го порядку, розташовані в смузі ФПС. Як видно з графіків щільності вірогідності частот ІМП в межах смуги ФПС, за винятком ІМП типу 3-2 і 3-1,-1, носять нерівномірний характер. Провівши усереднювання $P_{fимj}(f)$ в межах ФПС набуваємо середніх значень $P_{fимj}$, які рівні:

$$P_{fим2,-2,1} = \frac{5}{12\Delta F_{пс}}$$

$$P_{fим2,1,-1,-1} = \frac{11}{24\Delta F_{пс}}$$

$$P_{fим3,-2} = \frac{1}{3\Delta F_{пс}}$$

$$p_{f_{iM3,-1,1}} = \frac{1}{3\Delta F_{\text{Пс}}}$$

$$p_{f_{iM1,1,1,-1,-1}} = \frac{11}{20\Delta F_{\text{Пс}}}$$

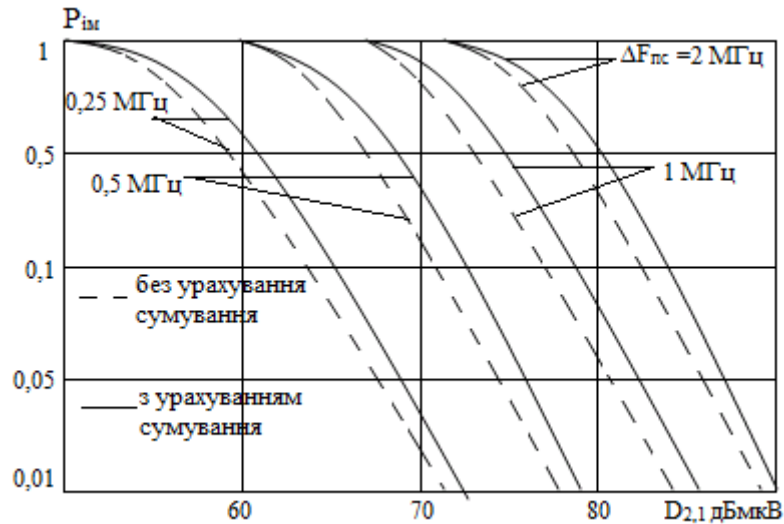


Рисунок 2.12 – Залежність вірогідності погіршення прийому сигналу за рахунок ІМП типу 2,-1 та 1,1,-1 від полоси ФПС та ДД

По аналогії з ІМП 3-го порядку, запишемо вирази для вірогідності погіршення прийому за рахунок ІМП 5-го порядку у вигляді:

$$P_{iMN\ 3,-2} \cong 1 - \exp \left[-\frac{3\Delta F_{0c}}{4\Delta F_{\text{Пс}}} (1 - \Phi(x_{3,2})) C_N^2 \right] \quad (2.15)$$

де

$$x_{3,2} = \frac{U_{\text{дод}} + 5(D_{4,1} - \mu_{\text{п}}) + 4U_0 - 1,2}{3,6\sigma_{\text{п}}}$$

$$P_{iMN\ 2,-2,1} \cong 1 - \exp \left[-\frac{5\Delta F_{0c}}{2\Delta F_{\text{Пс}}} (1 - \Phi(x_{2,2,1})) C_N^3 \right] \quad (2.16)$$

де

$$x_{2,2,1} = \frac{U_{\text{дод}} + 5(D_{4,1} - \mu_{\text{п}}) + 4U_0 - 16}{3,6\sigma_{\text{п}}}$$

$$P_{iMN\ 2,1,-1,-1} \cong 1 - \exp \left[-\frac{11\Delta F_{0c}}{2\Delta F_{\Pi c}} (1 - \Phi(x_{2,1,1,1})) C_N^4 \right] \quad (2.17)$$

де

$$x_{2,1,1,1} = \frac{U_{\text{дод}} + 5(D_{4,1} - \mu_{\Pi}) + 4U_0 - 22}{2,6\sigma_{\Pi}}$$

$$P_{iMN\ 3,-1,-1} \cong 1 - \exp \left[-\frac{\Delta F_{0c}}{\Delta F_{\Pi c}} (1 - \Phi(x_{3,1,1})) C_N^3 \right] \quad (2.18)$$

де

$$x_{3,1,1} = \frac{U_{\text{дод}} + 5(D_{4,1} - \mu_{\Pi}) + 4U_0 - 12}{3,3\sigma_{\Pi}}$$

$$P_{iMN\ 1,1,1,-1,-1} \cong 1 - \exp \left[-\frac{11\Delta F_{0c}}{2\Delta F_{\Pi c}} (1 - \Phi(x_{1,1,1,1,1})) C_N^5 \right] \quad (2.19)$$

де

$$x_{1,1,1,1,1} = \frac{U_{\text{дод}} + 5(D_{4,1} - \mu_{\Pi}) + 4U_0 - 28}{2,2\sigma_{\Pi}}$$

а сумарну вірогідність погіршення прийому за рахунок всіх ІМП 5-го порядку в смузі ФПС :

$$P_{iM5} = 1 - (1 - P_{iM3,-2}) \cdot (1 - P_{iM2,-2,1}) \cdot (1 - P_{iM3,-1,-1}) \cdot (1 - P_{iM2.1,-1,-1}) \cdot (1 - P_{iM1,1,1,1,1}) \quad (2.20)$$

На Рисунок 2.13 приведені приклади розрахунків P_{iM5} як функції $D_{4,1}$ і $\Delta F_{\Pi c}$ при типових параметрах рівнів перешкод поза ділянками РВ, а на рисунку 2.14 – приклад залежності P_{iM} від $\Delta F_{\Pi c}$ для кожного типу ІМП окремо. З останнього графіка видно, що основний внесок до P_{iM5} вносять ІМП типу 1,1,1-1,-1 і 2,1-1,-1.

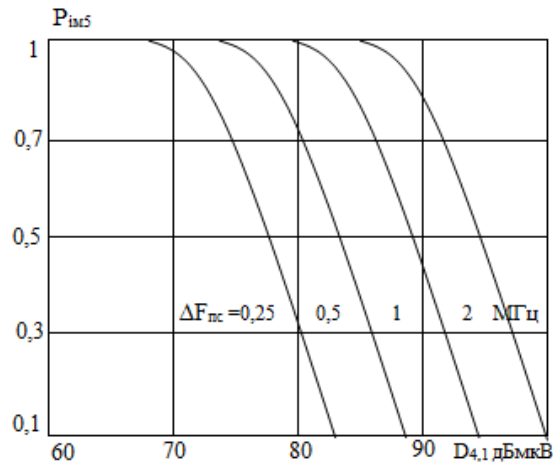


Рисунок 2.13 – Залежність вірогідності погіршення прийому за рахунок ІМП-5 порядку від полоси ФПС і ДД

Задамося допустимою вірогідністю $P_{\text{дод}} = 0,1$ і на основі графіка рисунка 2.12, побудуємо залежності потрібних $D_{2,1}$ і $D_{4,1}$ від $\Delta F_{\text{пс}}$ при яких забезпечується умова $P_{\text{дод}} = 0,1$ (рис. 2.15). Отримані залежності свідчать про те, що вимоги до ДД 5-го порядку повинні бути приблизно на 10 дБ вище, ніж до ДД 3-го порядку. На практиці ця умова для вхідної частини РП зазвичай виконується із запасом, тому дані типи ІМП 5-го порядку, як правило, не грають помітної ролі в погіршенні прийому при дії станційних перешкод.

Для спрощення розрахунків була розроблена програма розрахунку вірогідності погіршення прийому за рахунок інтермодуляції 3, 5 порядків в умові станційної перешкоди (Додаток Б).

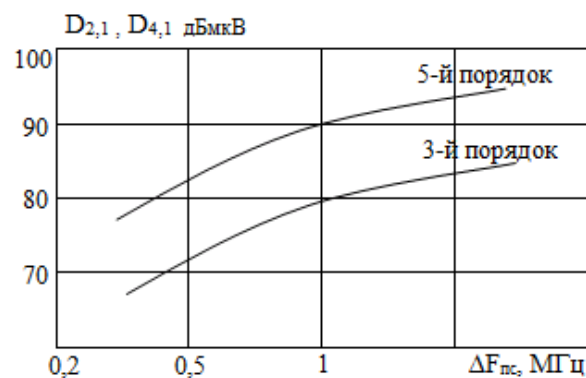


Рисунок 2.14 – Залежності необхідних ДД по інтермодуляції 3го і 5го порядків від полоси ФПС.

2.4 Висновок

У спеціальній частині дипломного проекту:

- розроблено спосіб для пригнічення перешкод в абонентському терміналі системи мобільного зв'язку CDMA;
- удосконалено структурну схему для пригнічення перешкод в абонентському терміналі системи мобільного зв'язку CDMA (у двох варіантах реалізації);
- розглянуто ефект впливу інтермодуляційних перешкод 3,5 порядку при роботі в режимі AMPS;
- розроблена програма для розрахунку вірогідності погіршення прийому за рахунок інтермодуляційних перешкод 3,5 порядків при впливі станційної перешкоди (Додаток Б).

3 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Останнім часом відбувається інтенсивний розвиток мобільних систем рухомого радіозв'язку загального користування з кодовим розділенням каналів (CDMA). Система CDMA була розроблена з метою збільшення ємності системи мобільного зв'язку.

CDMA зазвичай використовується в подвійному режимі, щоб вирішити прийом аналогового сигналу, але в цьому випадку виникають інтермодуляційні перешкоди. Метою дипломного проекту є зміна структурної схеми абонентського терміналу для мінімізації або пригнічення цих перешкод. При цьому схема повинна бути простою в технічній реалізації і також економічно вигідною.

3.1 Розрахунок капітальних витрат

Капітальні витрати – це кошти, які призначені для створення і придбання основних засобів і нематеріальних активів, що підлягають амортизації.

Монтажно-налагоджувані роботи складають 9% від вартості устаткування. Транспортно-заготівельні і складські витрати складають 6% від вартості устаткування (таблиця 3.1). Таким чином, капітальні витрати на здійснення проектного варіанту розраховуватимуться за формулою:

$$K_{\text{пр}} = K_{\text{об}} + K_{\text{тр}} + K_{\text{мн}} \quad (3.1)$$

де $K_{\text{об}}$ - вартість устаткування,

$K_{\text{тр}}$ – транспортні витрати,

$K_{\text{мн}}$ - витрати на монтаж і налагодження устаткування.

$$K_{\text{тр}} = 6\% \times K_{\text{об}} = 82,26 \text{ (грн.)}$$

$$K_{\text{мн}} = 9\% \times K_{\text{об}} = 123,39 \text{ (грн.)}$$

$$K_{\text{пр}} = 1371 + 82,26 + 123,39 = 1576,65 \text{ (грн.)}$$

Таблиця 3.1– Розрахунок вартості обладнання

Найменування	Марка ТИП	Вартість (грн.)
Пристрій демпфування	МИДА-ГП-501	274
Малощумлячий підсилювач	Infineon BGA715L7	55
Генератор, управляючий напругою	CVC055CC-3901-4101	702
Контролер	ATmega328P-AU-	57
Детектор ПППС	TruPwr	194
Детектор Ес/Іо	Motorola	89
	Всього	1371

3.2 Розрахунок витрат на розробку та заробітну плату робітників

Основна заробітна плата розробника та інженера розраховується за формулою:

$$Z_o = \frac{M}{T_p} \times t \quad (3.2)$$

де M – місячний посадовий оклад конкретного робітника у гривнях.

T_p - число робочих днів в місяці (21 робочий день);

t - число днів роботи розробника.

$$Z_o = \frac{(15000)}{21} \times 20 = 14285,71 \text{ (грн.)}$$

$$Z_o = \frac{(25000)}{21} \times 20 = 23809,52 \text{ (грн.)}$$

Таблиця 3.2 – Розрахунок заробітної плати конкретного робітника

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн..
1. Керівник проекту	25000	1190,48	20	14285,71
2. Інженер	15000	714,29	20	23809,52
Всього				38095,23

Додаткова заробітна плата розраховується як 25 % від їх основної заробітної плати:

$$14285,71 \times 25\% + 23809,52 \times 25\% = 3571,43 + 5952,38 = 9523,81 \text{ грн.}$$

Нарахування на заробітну плату розробників $H_{зп}$ розраховується як

$$(38095,23 + 9523,18) \times 37\% = 17618,81 \text{ грн.,}$$

де 37 % складає єдиний соціальний внесок.

Загальна заробітна плата, що виплачується робітникам:

$$38095,23 + 9523,81 + 17618,81 = 65237,85 \text{ грн.}$$

3.3 Розрахунок інших витрат

Загальновиробничі витрати складаються з витрат на управління організацією, оплату службових відряджень, утримання, ремонт та

експлуатацію приміщень, споруд та обладнання, витрати на опалення, освітлення, водопостачання, охорону праці тощо.

Адміністративні витрати – це витрати на оплату юридичних послуг, витрати на зв'язок тощо.

Витрати на збут включають витрати на рекламу, перепідготовку кадрів тощо.

Інші операційні витрати: штрафи, пеня, неустойки, матеріальна допомога, втрати від знецінення запасів тощо. Інші витрати приймаються як 4% від суми основної заробітної плати розробників:

$$38095,23 \times 4\% = 1523,81 \text{ (грн.)}$$

Отже на розробку нового способу та впровадження нової схеми, потрібні вкладення у розмірі:

$$K_{\text{роз}} = 65237,85 + 1523,81 = 66761,66 \text{ (грн.)}$$

3.4 Залежність ціни удосконаленого мобільного телефону від попиту

Різниця ціни телефону з удосконаленим аналоговим блоком та без нього розраховується з урахуванням капітальних затрат $K_{\text{пр}}$ та витрат на розробку $K_{\text{роз}}$:

$$\Delta C = K_{\text{пр}} + \frac{K_{\text{роз}}}{N_{\text{моб}}} \quad (3.3)$$

де $N_{\text{моб}}$ - кількість мобільних телефонів.

Візьмемо, наприклад, 100 мобільних телефонів:

$$\Delta C = 1576,65 + \frac{66761,66}{100} = 2244,25 \text{ (грн.)}$$

Також приведемо розрахунок при кількості 10000 мобільних телефонів:

$$\Delta C = 1576,65 + \frac{66761,66}{10000} = 1583,32 \text{ (грн.)}$$

Отже видно, що при збільшенні попиту на телефони, ціна на розробку нової схеми буде рівномірно розподілятися між телефонами, а загальна ціна кожного окремого телефону буде зменшуватися.

Крім того, якість зв'язку покращується за рахунок пригнічення перешкод, що позитивно впливає на попит, отже й на прибуток підприємства.

3.5 Висновок

У економічній частині розраховані:

– капітальні витрати на придбання обладнання, монтаж, транспортні витрати дорівнюють 1576,65 грн;

– затрати на розробку нового способу та впровадження нової схеми складають 66761,66 грн;

– залежність ціни кожного окремого телефону від попиту, яка показує, що чим більшу кількість буде виготовлено, тим менша ціна буде у кожного окремого телефону.

ВИСНОВКИ

У дипломній роботі для досягнення поставленої мети було проведено:

- аналіз системи мобільного зв'язку CDMA;
 - розроблено спосіб для пригнічення перешкод;
 - удосконалено структурну схему абонентського терміналу;
 - розрахована вірогідність впливу інтермодуляційних перешкод при роботі в режимі AMPS;
 - розроблена програма для розрахунку вірогідності погіршення прийому за рахунок інтермодуляційних перешкод 3,5 порядків при впливі станційної перешкоди (Додаток Б);
 - розраховано економічні витрати для реалізації запропонованої схеми.
- Реалізація розробленого способу дозволяє отримати пригнічення інтермодуляційних перешкод.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- 1 В.Ю. Бабков «Системи зв'язку з кодовим розділенням каналів».
- 2 А.М. Бобков «Реальна вибірковість радіоприймальних трактів в складній заводової обстановці».
- 3 Цифрові системи рухомого радіозв'язку (Електрон. ресурс) / Спосіб доступу: URL: <http://gsm.vtc.ru>
- 4 Телекомунікаційне обладнання (Електрон. ресурс) / Спосіб доступу: URL: <http://www.motorola.com>
- 5 Мобільний зв'язок (Електрон. ресурс) / Спосіб доступу: URL: <http://celnet.ru>
- 6 Інтернет магазин (Електрон. ресурс) / Спосіб доступу: URL: <http://rozetka.com.ua>
- 7 Chen Z. Building Compressed Database Systems. A Dissertation Presented to the Faculty of the Graduate School of Cornell University in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Doctor of Philosophy, Aug. 2002.
- 8 Gallager R.G. Variations on a theme by Huffman. IEEE Transactions on Information Theory, 24(6):668-674, Nov. 1978.
- 9 Goldstein J. Improved query processing and data representation techniques. A dissertation submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of doctor of philosophy (computer sciences) at the University of Wisconsin – Madison. 1999.
- 10 Roth M. A. and Van Horn S. Database compression. ACM SIGMOD Record, 22(3):31-39, Sept. 1993.
- 11 Stockinger K., Wu K., Shoshani A. Strategies for Processing ad hoc
- 12 Sybase, Inc. Sybase IQ Administration Guide, 1997.
- 13 Ziv J. and Lempel A. Compression of individual sequences via variable-rate coding. IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 24(5), pp.530-536, Sept. 1978.

ДОДАТОК А. Відомість матеріалів дипломної роботи

№	Формат	Найменування	Кількість листів	Примітка
1	A4	Реферат	3	
2	A4	Список умовних скорочень	1	
3	A4	Зміст	2	
4	A4	Вступ	2	
5	A4	1 Розділ	20	
6	A4	2 Розділ	28	
7	A4	3 Розділ	5	
8	A4	Висновки	1	
9	A4	Список літератури	1	
10	A4	Додаток А	1	
11	A4	Додаток Б	3	
12	A4	Додаток В	1	
13	A4	Додаток Г	1	
14	A4	Додаток Д	1	

ДОДАТОК Б. Програма розрахунку вірогідності погіршення прийому
за рахунок інтермодуляції 3, 5 порядків при впливі станційних перешкод

```

REM ***** Начало *****
PRINT "-----"
DEF FNA(X)=.4*EXP(-X^2/2)*(.44/(1+.33*X)-.12/(1+.33*X)^2_
      +.94/(1+.33*X)^3)
PRINT
PRINT " ВВЕДИТЕ СЛЕДУЮЩИЕ ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ:"
PRINT
  INPUT "ПОЛОСА ПРЕСЕЛЕКТОРА (кГц):";DF1F2
  INPUT "ПОЛОСА ФИЛЬТРА ОСНОВНОЙ СЕЛЕКЦИИ (кГц):";DSEL
  INPUT "ПЛОТНОСТЬ СТАНЦИОННЫХ ПОМЕХ (СТ/кГц):";DENSN
  INPUT "ДОПУСТИМЫЙ ПОРОГ ИМП (дБмкВ):";UDOP
  INPUT "ПОРОГ БЛОКИРОВАНИЯ (дБмкВ):";DBL
  INPUT "ДИНАМ. ДИАПАЗОН D21 (дБмкВ):";D21
  INPUT "ДИНАМ. ДИАПАЗОН D41 (дБмкВ):";D41
  INPUT "МО УРОВНЕЙ ПОМЕХ (дБмкВ):";МО
  INPUT "СКО УРОВНЕЙ ПОМЕХ (дБ):";SIG
  PRINT "РЕЗУЛЬТАТ ВЫВЕСТИ НА ПЕЧАТЬ?(Да-1, нет-0):INPUT ND
CLS
  IF ND=1 THEN
LPRINT "ПОЛОСА ПОЛОСА ПЛОТН ДОП. МАТ. СКО D21 D41 DBL BE_
РОЯТ-"
LPRINT " ФПС,  ФОС  ПОМЕХ, УРОВ. ОЖИД. дБ дБ дБ дБ НОСТЬ"
LPRINT "-----"
  END IF
150 N=DENSN*DF1F2:N21=N*(N-1)/2:N111=N21*(N-2)/3
  N221=N111:N311=N111:N2111=N111*(N-3)/4:N11111=N2111*(N-4)/5
  W21=1/DF1F2/2:W111=2/DF1F2/3:W221=5/DF1F2/12
  W311=1/DF1F2/3:W2111=11/DF1F2/24:W11111=11/DF1F2/20
REM *****
REM ВЫЧИСЛЕНИЕ P21
X=(UDOP+3*(D21-МО))/(SQR(5)*SIG)
IF X>=0 THEN PU21=FNA(X)
IF X<0 THEN PU21=1-(FNA(-X))
P21=1-EXP(-2*DSEL*W21*PU21*N21):PRINT "P21=";P21
REM *****
REM ВЫЧИСЛЕНИЕ P111
X=(UDOP+3*(D21-МО)-6)/(SQR(3)*SIG)

```

```

IF X>=0 THEN PU111=FNA(X)
IF X<0 THEN PU111=1-FNA(-X)
P111=1-EXP(-3*DSEL*W111*PU111*N111):PRINT "P111=";P111
REM *****
REM ВЫЧИСЛЕНИЕ P3
P3=1.-(1.-P21)*(1.-P111): PRINT "P3=";P3
REM *****
REM ВЫЧИСЛЕНИЕ P2,-2,-1
X=(UDOP+5*(D41-MO)-16)/(3*SIG)
IF X>=0 THEN PU221=FNA(X)
IF X<0 THEN PU221=1-FNA(-X)
P221=1-EXP(-6*DSEL*W221*PU221*N221):PRINT "P221=";P221
REM *****
REM ВЫЧИСЛЕНИЕ P3,-1,-1
X=(UDOP+5*(D41-MO)-12)/(SQR(11)*SIG)
IF X>=0 THEN PU311=FNA(X)
IF X<0 THEN PU311=1-FNA(-X)
P311=1-EXP(-3*DSEL*W311*PU311*N311):PRINT "P311=";P311
REM *****
REM ВЫЧИСЛЕНИЕ P2,1,-1,-1
X=(UDOP+5*(D41-MO)-22)/(SQR(7)*SIG)
IF X>=0 THEN PU2111=FNA(X)
IF X<0 THEN PU2111=1-FNA(-X)
P2111=1-EXP(-12*DSEL*W2111*PU2111*N2111):PRINT "P2111=";P2111
REM *****
REM ВЫЧИСЛЕНИЕ P1,1,1,-1,-1
X=(UDOP+5*(D41-MO)-28)/(SQR(5)*SIG)
IF X>=0 THEN PU11111=FNA(X)
IF X<0 THEN PU11111=1-FNA(-X)
P11111=1-EXP(-10*DSEL*W11111*PU11111*N11111)
PRINT "P11111=";P11111
REM *****
REM ВЫЧИСЛЕНИЕ P5
P5=1.-(1.-P221)*(1.-P311)*(1.-P2111)*(1.-P11111)
PRINT "P5=";P5
REM ВЫЧИСЛЕНИЕ PBL
X=(DBL-MO)/SIG
IF X>=0.0 THEN PBL0=FNA(X)
IF X<0.0 THEN PBL0=1.-FNA(-X)
PBL=1.-EXP(-N*PBL0):PRINT "PBL=";PBL
PSUM=1.-(1.-P3)*(1.-PBL)*(1.-P5):PRINT "PSUM=";PSUM
IF ND=1 THEN

```

```

LPRINT USING "#### #.## #.## #### #### ## #### #### #### #.###";_
      DF1F2,DSEL,DENSN,UDOP,MO,SIG,D21,D41,DBL,PSUM
END IF
  PRINT "ПРОДОЛЖИТЬ ВЫЧИСЛЕНИЯ?(Y/N)"
530 Q$=INKEY$:IF Q$="" THEN GOTO 530
  IF Q$="т" OR Q$="n" THEN STOP
  IF Q$="Т" OR Q$="N" THEN STOP
  CLS
  PRINT
  PRINT "0 - ПЛОТНОСТЬ ПОМЕХ"
  PRINT "1 - ПОЛОСА ПРЕСЕЛЕКТОРА"
  PRINT "2 - ПОЛОСА ФОС"
  PRINT "3 - ДОПУСТИМЫЙ ПОРОГ"
  PRINT "4 - D21"
  PRINT "5 - МО УРОВНЕЙ ПОМЕХ"
  PRINT "6 - СКО УРОВНЕЙ ПОМЕХ"
  PRINT "7 - DBL"
  PRINT "8 - D41"
  PRINT "-----"
  PRINT "ВЫБЕРИТЕ НОМЕР ИЗМЕНЯЕМОГО ПАРАМЕТРА"
552 Q$=INKEY$:IF Q$="" THEN GOTO 552
  PRINT "ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ (ВК)"
  IF Q$="0" THEN INPUT DENSN
  IF Q$="1" THEN INPUT DF1F2
  IF Q$="2" THEN INPUT DSEL
  IF Q$="3" THEN INPUT UDOP
  IF Q$="4" THEN INPUT D21
  IF Q$="5" THEN INPUT MO
  IF Q$="6" THEN INPUT SIG
  IF Q$="7" THEN INPUT DBL
  IF Q$="8" THEN INPUT D41
  GOTO 150
REM ***** Конец *****

```

ДОДАТОК В. Перелік документів на оптичному носії

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

ДОДАТОК Д. ВІДГУК

на дипломну роботу бакалавра на тему:

Удосконалення способу зниження інтермодуляційних завад в абонентському терміналі системи мобільного зв'язку CDMA

студента групи 172-16зск-1

Доманського Владислава Любомировича

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

Об'єкт розробки – схема для пригнічення інтермодуляційних перешкод в абонентському терміналі системи мобільного зв'язку CDMA.

Мета дипломного проекту: удосконалення способу, що дозволяє пригнічувати інтермодуляційні перешкоди, які утворюються в абонентському терміналі та удосконалення структурної схеми для реалізації даного способу.

У першому розділі приведена характеристика, виникнення та вплив інтермодуляційних перешкод на зв'язок у стандарті мобільного зв'язку CDMA.

У спеціальній частині розробляється спосіб та пропонується схема, у двох варіантах реалізації, для пригнічення перешкод. Також розраховується вірогідність погіршення прийому за рахунок інтермодуляції всіх перешкод з утворенням ІМП конкретного типу.

Зміст та структура дипломної роботи дозволяють розкрити поставлену тему повністю.

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

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

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

Керівник дипломної роботи,
ст. викл.

Гусев О.Ю.