

## РЕФЕРАТ

**Пояснювальна записка:** 124 с., 59 рис., 9 табл., 3 додатки, 19 джерел.

**Об'єкт дослідження.** Канали передачі мовних сигналів.

**Предмет дослідження.** Ехокомпенсатори.

**Мета роботи.** Поліпшення характеристик процесу ехокомпенсації в режимі одночасної розмови абонентів.

**Актуальність.** Пошук і розробка ефективних способів подавлення сигналів електричного еха в режимі одночасної розмови абонентів дозволяє підвищити якість роботи каналів передачі мовних сигналів.

В першому розділі розглянули ефект електричного еха і його вплив на якість телефонної передачі, огляд існуючих методів подавлення електричного еха.

В спеціальній частині розробили структурну схему ехокомпенсатора і алгоритм його роботи, досліджували ефективність запропонованої схеми ехокомпенсації за допомогою методу імітаційного моделювання.

В економічній частині проведена оцінка доцільності дослідження ехокомпенсатора і поліпшення його характеристик в режимі одночасної роботи абонентів, розрахована кошторисна вартість дослідницької продукції.

**ЕХОЗАГОРОДЖУВАЧ, ЕХОПОДАВЛЯЮЧИЙ ПРИСТРІЙ, ЦИФРОВИЙ СИГНАЛЬНИЙ ПРОЦЕССОР, ЕФЕКТ ЕЛЕКТРИЧНОГО ЕХА, МЕТОД НАЙМЕНШИХ СЕРЕДНІХ КВАДРАТІВ, НЕЛІНЕЙНИЙ ПРОЦЕССОР.**

## РЕФЕРАТ

**Пояснительная записка:** 124 с., 59 рис., 9 табл., 3 дополнения, 19 источников.

**Объект исследования.** Каналы передачи речевых сигналов.

**Предмет исследования.** Эхокомпенсаторы.

**Цель работы.** Улучшение характеристик процесса эхокомпенсации в режиме одновременного разговора абонентов.

**Актуальность.** Поиск и разработка эффективных способов подавления сигналов электрического эха в режиме одновременной разговору абонентов позволяет повысить качество работы каналов передачи речевых сигналов.

В первой главе рассмотрели эффект электрического эха и его влияние на качество телефонной передачи, обзор существующих методов подавления электрического эха.

В специальной части разработали структурную схему эхокомпенсатора и алгоритм его работы, исследовали эффективность предложенной схемы эхокомпенсации с помощью метода имитационного моделирования.

В экономической части проведена оценка целесообразности исследования эхокомпенсатора и улучшения его характеристик в режиме одновременной работы абонентов, рассчитанная сметная стоимость исследовательской продукции.

ЭХОЗАГРАДИТЕЛЬ, ЭХОПОДАВЛЯЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО, ЦИФРОВОЙ СИГНАЛЬНЫЙ ПРОЦЕССОР, ЭФФЕКТ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЭХА, МЕТОД НАИМЕНЬШИХ СРЕДНИХ КВАДРАТОВ, НЕЛИНЕЙНЫЙ ПРОЦЕССОР.

## ABSTRACT

**Explanatory note:** 124 p., 59 figures, 9 tables, 3 applications, 19 sources.

**An object of researches.** Lines of transmission of speech signals.

**Article of researches.** Echo Compensators

**Aim of diploma work.** Improvement of the characteristics of the echo cancellation process in the mode of simultaneous call of subscribers.

**Topicality.** The search and development of effective methods of suppressing the signals of the electric echo in the mode of simultaneous call of subscribers allows to improve the quality of the channels of speech signal transmission.

In the first chapter, we examined the effect of the electric echo and its effect on the quality of the telephone transmission, an overview of the existing methods of suppressing the electric echo.

In a special section, they performed a structural diagram of the echo canceller and an algorithm for its work, and studied the effectiveness of the proposed echo cancellation scheme using the simulation model.

In the economic part an estimation of expediency of research of an echo canceller and improvement of its characteristics in the mode of simultaneous operation of subscribers is carried out, estimated cost of research products.

ECHO SUPPRESSOR, ECHO CANCELLATION DEVICE, DIGITAL SIGNAL PROCESSOR, ELECTRIC EXCHANGE EFFECT, THE METHOD OF THE LEAST MIDDLE SQUARES, NONLINEAR PROCESSOR.

## ЗМІСТ

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	9
ВСТУП	10
РОЗДІЛ 1. СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ	13
1.1 Ефект електричного еха і його вплив на якість телефонної передачі	13
1.2 Методи і засоби боротьби з дією ефекту електричного еха	14
1.3 Загальні відомості про ехокомпенсацію	19
1.4 Швидке перетворення Фур'є (ШПФ)	21
1.5 Рекомендації МСЕ G. 165 вживаних для створення ехокомпенсатора	27
1.6 Тестування ехокомпенсатора	35
1.7 Постановка задачі	37
Висновки	38
РОЗДІЛ 2. СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА	39
2.1 Розробка моделі досліджень	40
2.1.1 Розробка математичної і машинної моделей ехокомпенсатора, що функціонує по алгоритму адаптації НМНСК	40
2.1.2 Розробка математичної і машинної моделей ЕК, що функціонує по кореляційному алгоритму адаптації	42
2.1.3 Розробка математичної і машинної моделей ехотракта	43
2.1.4 Розробка моделі радіоканалу	47
2.1.5 Розробка моделей мовних сигналів, сигналів помилки і шумів, використовуваних в процесі досліджень	48
2.2 Дослідження впливу характеристик сигналів і каналу на властивості збіжності основних алгоритмів ЕК	50
2.2.1 Дослідження динаміки подавлення ехосигналів ЕК, що функціонує по алгоритму НМНСК у «чистому» каналі	51
2.2.2 Дослідження впливу характеристик мовного сигналу на збіжність алгоритму НМНСК	53
2.2.3 Дослідження впливу шуму на характеристики збіжності кореляційного алгоритму адаптації ЕК	58

2.2.4 Дослідження і оптимізація впливу параметра $\rho$ на збіжність кореляційного алгоритму адаптації ЕК в різних шумових умовах	61
2.2.5 Дослідження збіжності кореляційного алгоритму адаптації ЕК у відсутності ехосигналу	63
2.2.6 Дослідження впливу інтерполяційної обробки на характеристики збіжності кореляційного алгоритму адаптації ЕК	66
2.3 Розробка архітектури комбінованого ЕК	77
2.4 Розробка математичної моделі комбінованого ехоподавляча	85
2.5 Розробка алгоритму взаємодії функціональних вузлів комбінованого ехокомпенсатора	87
2.6 Розробка методики дослідження впливу характеристик мобільних з'єднань на збіжність комбінованого ЕК	90
2.7 Розробка принципів управління ехоподавляючими пристроями на мережах зв'язку	108
Висновки	115
РОЗДІЛ 3 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ	117
3.1 Характеристика науково-технічної продукції як товару	117
3.2 Етапи виконання роботи, їх тривалість	117
3.3 Розрахунок кошторисної вартості дослідницької продукції	120
3.4 Техніко-економічна і наукова оцінка виконаної роботи	122
Висновки	124
ВИСНОВКИ	125
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	126
ДОДАТОК А. Перелік документів на оптичному носії	128
ДОДАТОК Б. Відгуки керівників розділів	129
ДОДАТОК В. Відгук керівника дипломної роботи	130

## СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АМТС	Автоматична міжміська телефонна станція
ВАК	Вузол автоматичної комутації
ВМЗ	Взаємопов'язана мережа зв'язку
ДПР	Детектор подвійної розмови
ЕЕЕ	Ефект електричного еха
ЕЗ	Ехозагороджувач
ЕК	Ехокомпенсатор
ЕПП	Ехоподавляючий пристрій
ЕТ	Ехотракт
ЗНП	Зворотний напрям передачі
ІХ	Імпульсна характеристика
КІХ - ФІЛЬТР	Фільтр з кінцевою імпульсною характеристикою
ЛЦКСРЗ	Локальні центри комутації стільникового рухливого зв'язку
МНК	Метод найменших квадратів
МНСК	Метод найменших середніх квадратів
МНТС	Міжнародна телефонна станція
МРЗ	Мережі рухливого зв'язку
МСЕ	Міжнародний союз електрозв'язку
МТ	Мобільний термінал
МТС	Міська телефонна станція
НМНСК	Метод нормалізованих середніх квадратів
НП	Нелінійний процесор
СТС	Сільська телефонна станція
СЕЗ	Скоректований еквівалент загасання
ТА	Телефонний апарат
ТфЗК	Телефонна мережа загального користування
ТЦК СРЗ	Транзитні центри комутації стільникового рухливого зв'язку
ЦК СРЗ	Центри комутації стільникового рухливого зв'язку
ЦСП	Цифровий сигнальний процесор
CDMA	Code Division Multiple Access - Система множинного доступу з кодовим розділенням каналів

## ВСТУП

Нині все більш і більш значимими стають електронні засоби комунікації. Телебачення, телефонія і глобальні телекомунікаційні мережі зробили крок вперед, перетворившись з недосконалих любительських розробок в речі, без яких не мислить себе, напевно, будь-яка цивілізована людина. Із-за небувалого розвитку телекомунікаційних пристроїв, більш ранні розробки іноді «не встигають» за прогресом. Тому доводиться шукати методи, щоб забезпечити нормальну роботу і сумісність між новітніми розробками і технологіями, які вважалися вершиною розвитку десятиліття тому. Так, наприклад аналогова телефонія поступово витісняється цифровою. Але, незважаючи на свої недоліки, вона все ж процвітає, і існуватиме ще через багато років. Проблема ехосигналу в телефонних лініях - лише одна з численних проблем, існуючих на сьогодні в телефонії. Пов'язана вона з особливостями фізичної організації телефонних ліній, змінювати яку економічно недоцільно. Тому розробляються спеціальні методи і пристрої, які дозволяють пригнічувати ехосигнали. Найбільшим успіхом в питаннях ехокомпенсації користуються адаптивні методи [1].

Застосування адаптивних фільтрів в системах зв'язку виявилось дуже плідним. Цьому сприяло декілька причин:

- прогрес напівпровідникової технології, особливо в області надвеликих інтегральних схем, дав можливість створення адаптивних фільтрів при прийнятних комерційних витратах;
- ріст систем передачі даних створив необхідність в застосуванні адаптивної фільтрації для подолання спотворень передачі, властивих існуючим телефонним мережам;
- поліпшення систем передачі мови для тих випадків, коли відбиті сигнали викликають істотне спотворення передачі звуку або нестабільність [2].

У останньому випадку говорять про ехосигнали, що виникають із-за того, що передавані сигнали внаслідок взаємозв'язків потрапляють в зворотний канал і повертаються знову до свого джерела. Найбільш загальною причиною виникнення зворотних зв'язків є неузгодженість повних опорів диференціальних

систем на стику двопровідних систем з чотирипровідними. Повне узгодження опорів практично неможливе, оскільки комутована мережа містить безліч різних абонентських і сполучних ліній, кожна з яких має свій опір [3].

Міра дратівливої дії еха, що випробовується абонентом, залежить як від величини зворотного сигналу, так і від його затримки. При встановленні з'єднань на короткі відстані затримка мала, і ехо проявляється як природне злиття сигналів в вусі того, хто говорить. Проте при зростанні затримки необхідно вживати заходи до подавлення еха з тим, щоб мінімізувати дратівливий ефект.

Одним з можливих способів подавлення ехосигналів є застосування ехокомпенсатора встановлюваного в чотирипровідній частині ланцюга [4]. Його основне призначення - сформувати штучну копію еха і відняти її з ехосигнала, що просочилося, який повертається через диференціальну систему до дальнього абонента [5].

Серед основних вимог, що пред'являються до ехокомпенсаторів рекомендаціями МСЕ [3], виділимо наступні:

- слабке погіршення подавлення ехосигнала, при одночасній розмові абонентів;
- упевнене детектування подвійної розмови [6].

Виділення цих вимог не випадкове, поведінка загальноприйнятих адаптивних алгоритмів в умовах одночасної присутності сигналів від двох абонентів може істотно відрізнитися від поведінки в умовах присутності сигналу тільки від одного абонента. Крім того, до складу ехокомпенсатора входить не лише адаптивний фільтр, але також і детектор подвійної розмови (ДПР), в його роботі можливі помилки [7], які впливають на процес адаптації і можуть привести до неправильної роботи алгоритму перебудови коефіцієнтів адаптивного фільтру і зміни оцінки ехотракта.

Залежність величини зміни оцінки ехотракта від співвідношення амплітуд сигналів абонентів, параметрів використовуваних алгоритмів і параметрів ехотракта раніше не досліджувалася, що утрудняє розробку нових алгоритмів перебудови коефіцієнтів, які могли б поліпшити роботу ехокомпенсатора в режимі подвійної розмови.



В роботі ми досліджували характеристики ехокомпенсатора і способи їх поліпшення в режимі одночасної розмови абонентів. Досліджується залежність розладу коефіцієнтів адаптивного фільтру від величини кроку підстроювання адаптивного алгоритму, співвідношення амплітуд сигналів абонентів, параметрів ехотракта. Пропонується новий робастний адаптивний алгоритм, що дозволяє зменшити спотворення коефіцієнтів адаптивного фільтру, викликані неточностями в роботі ДПР. Наводяться результати дослідження процесів в ехокомпенсаторі, коли сигнали дальнього і ближнього абонентів є як детермінованими, так і випадковими. Для завдання випадкових сигналів використовується схема завдання сигналів, запропонована в рекомендації G. 165 [3].

**Актуальність.** Пошук і розробка ефективних способів подавлення сигналів електричного еха в режимі одночасної розмови абонентів дозволяє підвищити якість роботи каналів передачі мовних сигналів.

**Об'єкт дослідження.** Канали передачі мовних сигналів.

**Предмет дослідження.** Ехокомпенсатори.

**Мета роботи.** Поліпшення характеристик процесу ехокомпенсації в режимі одночасної розмови абонентів.

**Постановка задачі.**

Для реалізації поставленої мети необхідно вирішити наступні завдання:

1 Виконати аналітичний огляд існуючих методів подавлення електричного еха.

2 Розробити математичні і комп'ютерні моделі: ехотракта, ехокомпенсатора, радіоканалу, мовних сигналів, шумів.

3 Розробити структурну схему ехокомпенсатора і алгоритм його роботи.

4 Досліджувати ефективність запропонованої схеми ехокомпенсації за допомогою імітаційного моделювання.

5 На підставі виконаних досліджень запропонувати спосіб управління процесом ехокомпенсації на мережах зв'язку.

## РОЗДІЛ 1. СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

### 1.1 Ефект електричного еха і його вплив на якість телефонної передачі

Ефект електричного еха (ЕЕЕ) виникає в каналах телефонного зв'язку з підвищеним (більше 25 мс) часом поширення сигналу внаслідок проникнення частини енергії мовного сигналу з прямого напрямку передачі в зворотний. Маючи динаміку мови, цей сигнал, подібний по структурі корисному передаваному сигналу, повертається із затримкою до абонента, що говорить, і чинить заважаючу дію, у багатьох випадках значно перевершуюча заважаючу дію звичайного стаціонарного шуму Гауса. Проникнення ехосигналу в зворотний напрям передачі може відбуватися по різних ланцюгах.

Для каналів стаціонарної мережі основна доля енергії ехосигналу проникає через дифсистему внаслідок кінцевої точності її балансування. Відомий вклад вносять також ехосигнали, відбиті від неоднородностей в двопровідній частині каналу, - головним чином, від телефонного апарату і механічних комутаційних станцій.

Для каналів мобільного зв'язку, що являються логічно чотирипровідними, основна потужність ехосигналу поширюється по ланцюгу акустичного зв'язку телефон - мікрофон мікротелефонної трубки. Середовищем передачі може виступати як повітряний простір (гучномовний режим, характерний також для стаціонарних гучномовних ТА), так і матеріал мікротелефонної трубки (звичайна розмова через мобільний термінал або термінал DECT).

Ланцюг, що формує характеристики ехосигналу, дістав назву ехотракта. В якості входу ехотракта зазвичай розглядається вихід тракту прийому чотирипровідної частини каналу, а в якості виходу - вхід тракту передачі. Найчастіше точки входу і виходу ехотракта прив'язуються до виходу тракту прийому і входу тракту передачі ехоподавляючого пристрою (ЕПП), встановленого в канал; ці виводи ЕПП називають його станційною стороною.

Якщо ехотракт не містить істотної з точки зору заважаючої дії ехосигналів, нелінійності, то ехосигнал має виразний розбірливий характер, подібний до акустичного еха.

Нелінійності ехотракта призводять до появи у складі ехосигналу нелінійних складових, заважаюча дія яких (що розглядається ізольовано), нітрохи не менше, чим рівній по потужності лінійній складовій, незважаючи на нерозбірливий характер.

Дія заважаючого ефекту електричного еха, визначається рядом чинників, до основних з яких відносяться загасання ехосигналу  $a_e$ , час поширення ехосигналу  $t_e$ , а також форма амплітудно-частотної і фазо- частотної характеристики ехотракта, які в цілому визначаються його імпульсною характеристикою.

## 1.2 Методи і засоби боротьби з дією ефекту електричного еха

Для боротьби з дією заважаючого ефекту електричного еха використовуються ЕПП різних типів, що функціонують по різних принципах. Найбільш широке поширення на мережах зв'язку отримав загороджувачий і компенсаційний принципи.

### *Загороджувачий принцип подавлення ЕЕЕ.*

Суть принципу загородження полягає в тому, що при появі струмів електричного еха в зворотний напрям передачі вноситься додаткове загасання. Пристрій, що реалізовує цей метод, називається ехозагороджувачем (ЕЗ). ЕЗ складається з двох основних вузлів: вузла загородження і вузла формування сигналів управління, за допомогою якого робиться включення і виключення загороджувального елемента. Перемикання цього елемента впливає на сигнал зворотного напрямку.

Архітектурні рішення, що ілюструються на рисунку 1.1, і номенклатура характеристик ЕЗ відбиті в рекомендації МСЕ-Т G.164 [8].

Нижній (за схемою) ключ К2 призначений для подавлення ехосигналів в режимі односторонньої розмови; ухвала про подавлення вноситься на підставі порівняння рівня сигналу на вході детектора огинаючої Д02 сигналу ЗНП (зворотного напрямку передачі) з очікуваним рівнем ехосигналу, визначуваного вимірником загасання ІЗ. Включення детектора огинаючої Д01 на виході

ключового елемента тракту прийому забезпечує гістерезис виявлення ситуації зустрічної розмови, полегшуючи тим самим умови його ведення.

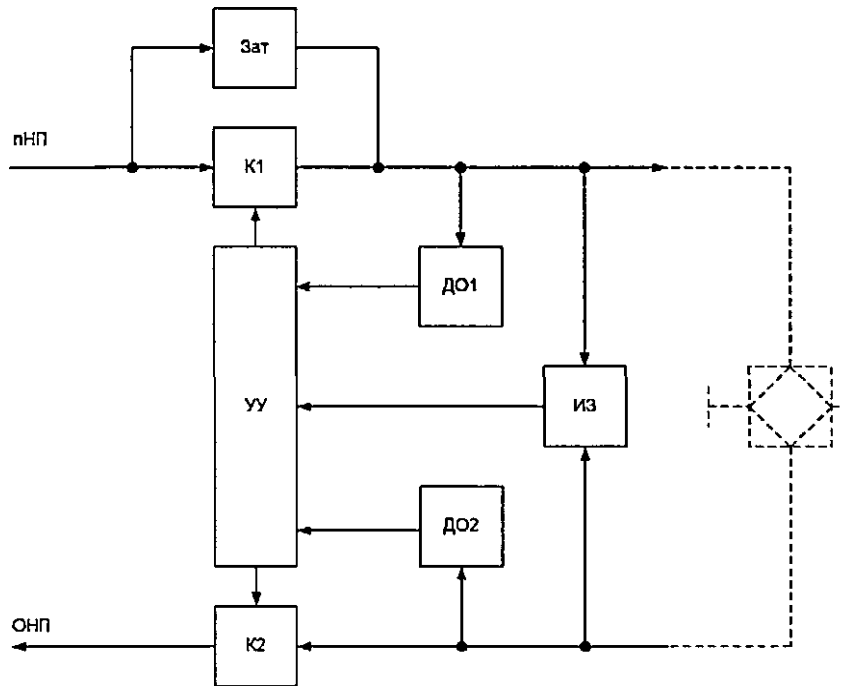


Рисунок 1.1 - Структурна схема ехозагороджувача

Зат - облаштування внесення загасання або компресії

К1, К2 - ключі

УУ - керуючий пристрій

Д01, Д02 - детектори огинаючої

ИЗ - вимірник загасання

При зустрічній розмові загасання, що вноситься, усувається із зворотного напрямку передачі (тракту передачі ЕЗ), а в прямий напрям передачі (тракт прийому ЕЗ) вноситься загасання в межах 5...7 дБ або компресія, яке служить для полегшення умов перебою і зниження заважаючої дії ехосигналів.

ЕЗ при правильному використанні забезпечують практично повне подавлення ехосигналів, проте їх наявність в з'єднанні помітно для абонентів, а робота ключових елементів викликає відомий дискомфорт.

Недоліки, властиві ЕЗ, виконаному відповідно до рекомендації G 164, були значною мірою усунені в 1990 році прийняттям нової номенклатури динамічних характеристик [9], що унеможливила кліпіровання протяжних відрізків мови. Цей захід дозволив зняти до 80% претензій абонентів до якості телефонної передачі.

*Компенсаційний принцип подавлення ехосигналів.*

Компенсаційний принцип подавлення ехосигналів полягає в формуванні копії ехосигналу по сигналу прямого напрямку передачі і відніманні її із зворотного напрямку передачі.

Якщо уявити собі ідеально налагоджений ехокомпенсатор як трансверсальний фільтр, імпульсна характеристика якого тотожна імпульсній характеристиці ехотракта, то в цьому випадку ехосигнал буде повністю пригнічений, а сигнал ближнього по відношенню до ЕК абонента пройде в канал без спотворень. Таким чином, ЕК потенційно забезпечує високу якість ехо захищеного каналу, частенько навіть краще, ніж повністю чотирипровідне з'єднання як за рахунок подавлення ехосигналів, що виникають внаслідок акустичного зв'язку телефон - мікрофон, так і, за рахунок збереження для абонентів комфортного рівня місцевого ефекту. Проте для цього потрібна дуже висока міра подавлення ехосигналів, - більше, ніж на 50 дБ, - а ця умова виконується досить рідко.

Архітектура сучасного ЕК ілюструється рисунком 1.2, його характеристики регламентуються рекомендаціями МСЕ-Т G.165 і G.168. Основу ЕК складає трансверсальний фільтр, що адаптивний настроюється по мовному сигналу так, щоб копія ехосигналу  $e(t)$  в максимальному ступені відповідала реальному ехосигналу  $e(t)$ .

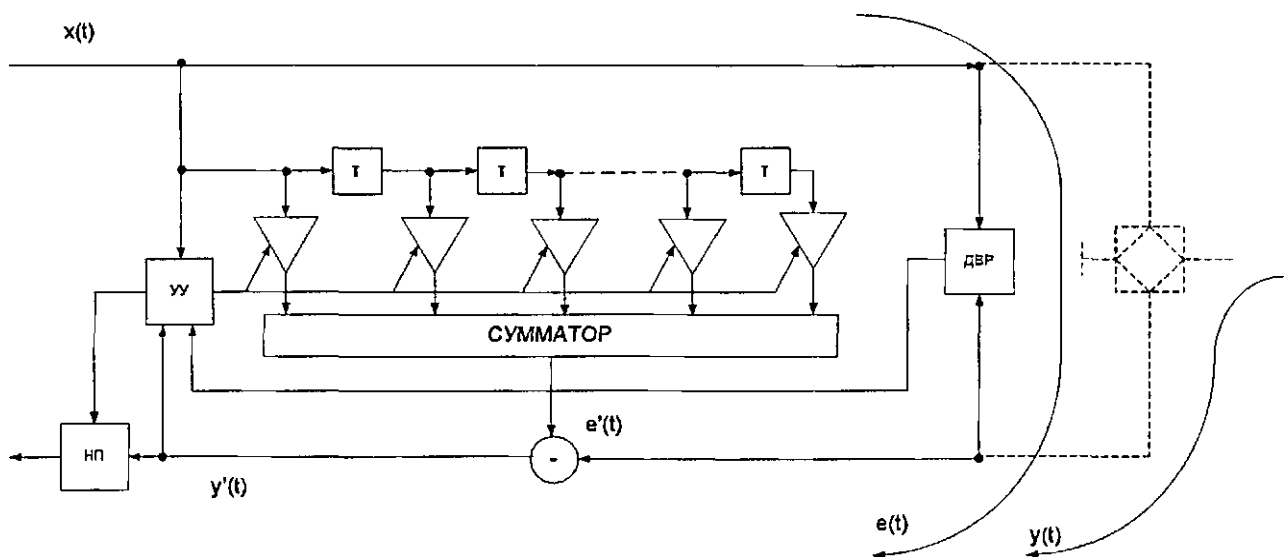


Рисунок 1.2 - Структурна схема ехокомпенсатора

ДВР - детектор зустрічної розмови

НП - нелінійний процесор

УУ - керуючий пристрій

Трансверсальний фільтр виконує функцію згортки вхідного сигналу з характеристикою  $h(t)$ , на підставі якої формують копію ехосигналу. Для подавлення струмів електричного еха з них віднімають отриману копію. Різницю між ехосигналом і його копією називають залишковим ехом, що характеризує міру подавлення еха.

*Алгоритми адаптивного налаштування.*

Нині виділяють два принципово різних класу алгоритмів, вживаних для цілей ехокомпенсації : алгоритми, що спираються на апріорі відомі властивості сигналів і загальні алгоритми, які не пред'являють спеціальних вимог до характеристик використовуваних сигналів [10].

*Метод найменших квадратів (МНК) і рекурентна процедура його реалізації.*

Цей метод спирається на інформацію про останні передавані сигнали і ехосигнали, що відповідають їм, і визначає такі значення коефіцієнтів у відведеннях лінії затримки, які мінімізують підсумовані в часі квадрати помилок, т. е. в якості критерію налаштування мінімізує квадрати відліків ехосигналу, підсумовані в часі. Іноді для виділення останніх помилок використовуються зважуючі вікна.

Основними перевагами цього методу є те, що він сходиться дуже точно і згодом розходиться трохи. До недоліків можливо віднести низьку швидкість збіжності і складність реалізації при практичному застосуванні (необхідність обчислення зворотної матриці, що призводить до складної апаратної реалізації).

*Метод найменших середніх квадратів (МНСК).*

Метод найменших середніх квадратів мінімізує очікуване значення квадратичної помилки, що є ехосигналом.

При цьому алгоритмі критерійною функцією служить математичне очікування квадрата помилки, і коефіцієнти адаптуються з використанням

стохастичного методу найшвидкого спуску. Критерійна функція може бути представлена в наступному виді:

$$D(j) = \sum [e^2(j)]. \quad (1.1)$$

Алгоритм нескладний у виконанні, але швидкість його збіжності залежить від потужності і розкиду власних значень сигналу, а також зміни потужності в часі. На мовному сигналі швидкість збіжності цього алгоритму невелика.

До недоліків можливо віднести хоч і швидшу в порівнянні з РМНК збіжність, але все-таки досить повільну, при цьому збіжність забезпечується неточна з постійною розбіжністю алгоритму.

#### *Метод нормалізованих середніх квадратів (НМНСК)*

Метод нормалізованих середніх квадратів (НМНСК) може розглядатися як метод найменших середніх квадратів з тимчасовою зміною розміру кроку адаптації.

Алгоритм нескладний в практичному виконанні, реалізується досить просто, але його обчислювальна складність на сьогодні вище, ніж МНСК. Він сходиться швидше РМНК і МНСК, але недостатньо точно і має тенденцію до розбіжності.

#### *Методи, що використовують властивості передаваного сигналу.*

Ці методи спираються в основному на дві властивості сигналів, вживаних для передачі дискретної інформації: передавана послідовність  $x(t)$  не корельована ні сама з собою при зрушенні на 1 відлік або більше, ні з передаваною послідовністю  $y(t)$  ближнього абонента:

$$r_n(\xi) = \lim_{n \rightarrow \infty} \left( \frac{1}{2N+1} * \sum_j = -N^x j * x_{j-\xi} \right) = \begin{cases} 1, \text{ если } \xi = 0 \\ 0, \text{ если } \xi \neq 0 \end{cases}$$

$$r_n(\xi) = \lim_{n \rightarrow \infty} \left( \frac{1}{2N+1} * \sum_j = -N^x j * x_{j-\xi} \right) = 0$$

#### *Кореляційний метод.*

Кореляційний метод припускає налаштування коефіцієнтів у відведеннях за критерієм мінімальної кореляції між сигналами прямого і зворотного напрямів передачі. Головне достоїнство цього методу полягає в можливості повного подавлення ехосигналів - як у присутності шумів, так і у присутності сигналів ближнього абонента. Головним недоліком методу є висока міра залежності

характеристик збіжності (головним чином, швидкості налаштування) від автокореляційних властивостей сигналу, що вимагає застосування скремблерів і складніших сходових фільтрів.

Гідністю цього методу є те, що принципово можливе повне подавлення ехосигналу. Реально це досягти скрутно із-за кінцевої розрядності представлення відліків і коефіцієнтів і кінцевої довжини фільтру. Недоліком методу є досить складна апаратна реалізація.

#### *Знакокореляційний метод.*

Знакокорреляційний метод налаштування є в цілому компромісним рішенням по складності алгоритму і характеристикам подавлення ехосигналів, складаючи деяку конкуренцію МНСК. Цей метод здійснює налаштування трансверсального фільтру за критерієм мінімальної кореляції між полярностями відліків сигналів прямого і зворотного напрямів передачі.

Для його реалізації визначається замість «повного» коефіцієнта взаємної кореляції між сигналами прямого і зворотного напрямів передачі тільки коефіцієнт знакової кореляції.

Гідністю знакокореляційного методу є проста схемна реалізація. Але є і цілий ряд недоліків : по-перше, при цьому методі повне подавлення еха принципово неможливе із-за постійної величини кроку адаптації  $\Delta h$ . По-друге, бінарний характер обумовлює досить низьку швидкість збіжності і в третіх, при визначенні величини  $\Delta h$  діють 2 суперечливих вимоги: потрібно збільшення  $\Delta h$  для підвищення швидкості збіжності, але це, з іншого боку, призводить до збільшення рівня залишкового еха.

### 1.3 Загальні відомості про ехокомпенсацію

Причиною еха в телефонних каналах є аналоговий пристрій, що називається диференціальною системою (див. рис. 3). Воно використовується для розбиття дуплексного каналу на два симплексних, і містить в собі пару трансформаторів. [11]

У зв'язку з просочуванням струму в дифсистемі, частина сигналу, що приймається, відбивається назад до свого джерела. Це відображення укупі із



затримками, що відбуваються при передачі сигналів, викликає наступне явище: той, що говорить чує відлуння власного голосу, що (суб'єктивно) дуже неприємно.

Цей ехокомпенсатор виконаний на базі алгоритму з використанням лінійного фільтру, що поблично адаптується. Є нелінійний процесор (NLP) для подавлення залишкової помилки ехокомпенсації, детектор подвійної розмови, механізм зміни швидкості адаптації у разі наявності гармонійних сигналів і ін.

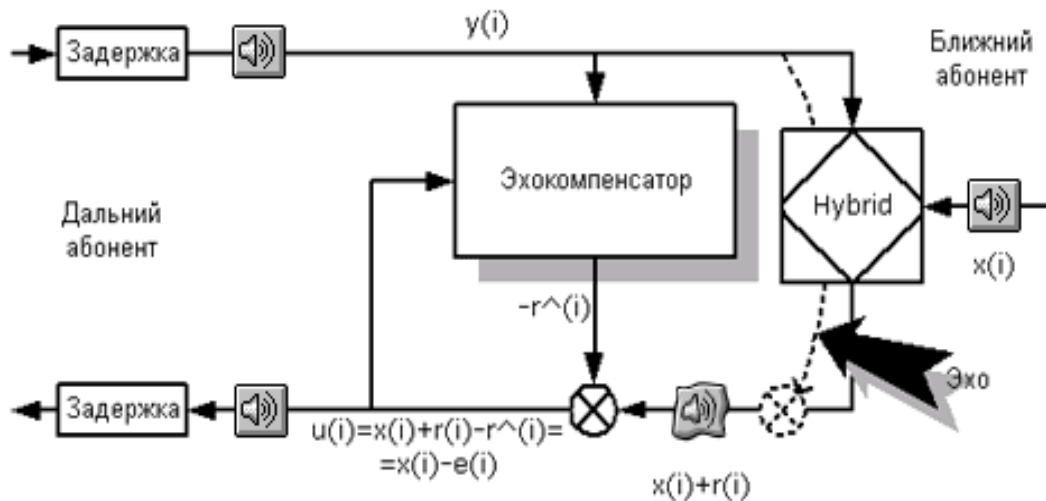


Рисунок 1.3 - Простий ехокомпенсатор

Сигнал  $u(i)$  є сигналом дальнього абонента (Far), сигнал  $x(i)$  є сигналом ближнього абонента (Near), сигнал  $u(i)$  є вихідним сигналом ехокомпенсатора (Out). Ехокомпенсатор має два входи, на один з яких подається сигнал ближнього абонента, на інший - сигнал дальнього абонента. Якщо ми детальніше розглянемо сам ЕК (рис. 1.3), то бачимо що основою є адаптивний фільтр і так як він працює в реальному часі, то йому відповідно потрібен найбільш швидкий алгоритм, наприклад можна використовувати швидке перетворення Фур'є (ШПФ). Щоб цей фільтр відрізняв зустрічний сигнал від еха, варто детектор зустрічної розмови (DBP), також в даній моделі присутні шумоподавляч (SH) для придушення сторонніх шумів і нелінійний процесор (NP) для управління процесом. Простежимо за ходом сигналу  $V(n)$ , цей сигнал поступає на шумоподавляч і далі на детектор зустрічної розмови (для тимчасового запису для аналізу), і на суматор в виді сигналу  $u(n)$ , де потім йде через процесор до абонента, далі від абонента йде сигнал  $x(n)$  назад і потрапляє на адаптивний фільтр і детектор. З детектора йде на адаптивний алгоритм перестановки

коефіцієнтів КІХ-фільтра, на якому є зворотний сигнал, що пройшов обробку ШПФ. В результаті з фільтра виходить сигнал, який обробляється зворотним перетворенням Фур'є (ЗШПФ) і цей сигнал  $y^*(n)$  надходить на суматор і віднімається з сигналу  $y(n)$ , в результаті ми отримуємо помилку  $e(n) = y(n) - y^*(n)$ , яка надходить на аналіз адаптивного алгоритму перестановки коефіцієнтів КІХ-фільтра, який підлаштовує коефіцієнти КІХ-фільтра таким чином, щоб помилка була мінімальною. В результаті ми і отримуємо ехоподавлення [12].

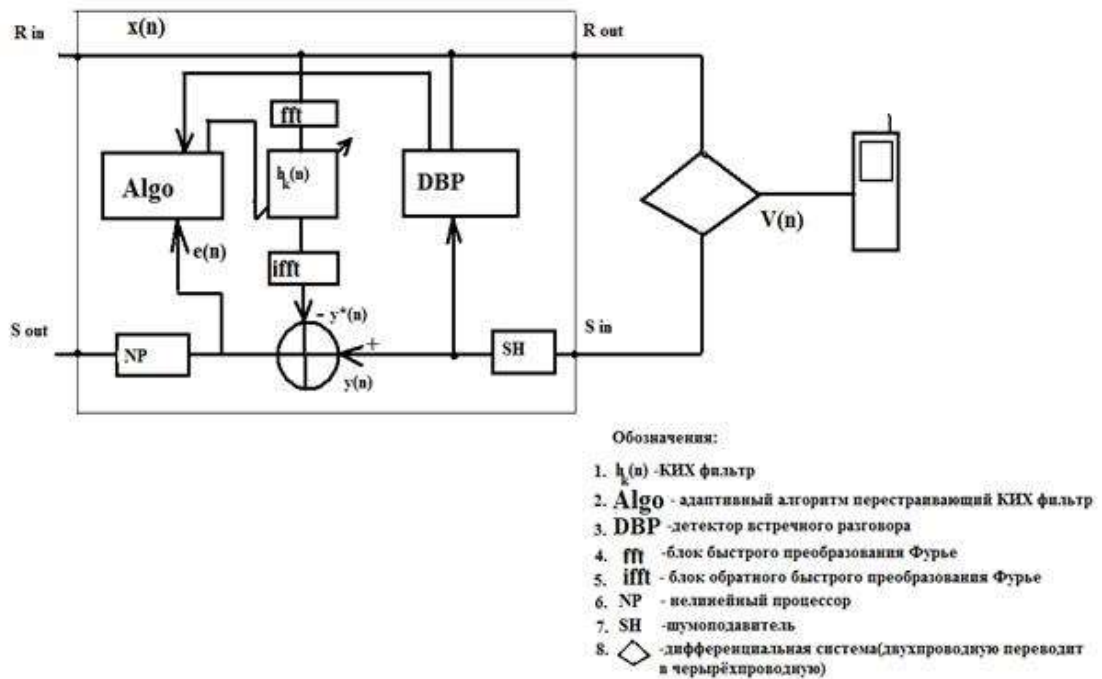


Рисунок 1.4 - детальніша схема ехокомпенсатора

Ехокомпенсатор є вбудованим пристроєм і для його реалізації використовується сигнальний процесор (СП), який в подальшому програмується під заданий алгоритм.

#### 1.4 Швидке перетворення Фур'є (ШПФ)

Нехай у нас є функція синуса  $x = \sin$  (рис. 5).

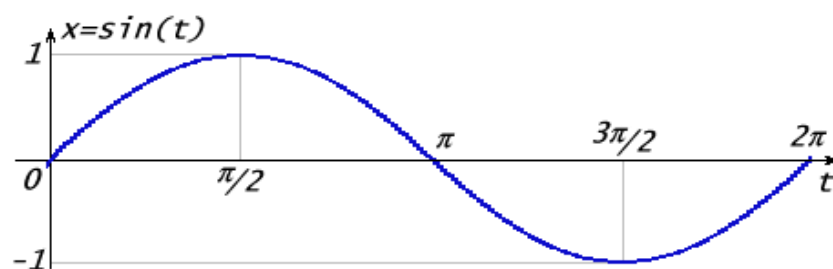


Рисунок 1.5 - Функція синуса  $x = \sin(t)$

Максимальна амплітуда цього коливання дорівнює 1. Якщо помножити його на деякий коефіцієнт  $A$ , то отримаємо той же графік, розтягнутий по вертикалі в  $A$  разів :  $x = A\sin(t)$ .

Період коливання дорівнює  $2\pi$ . Якщо ми хочемо збільшити період до  $T$ , то потрібно помножити змінну  $t$  на коефіцієнт. Це викличе розтягування графіку по горизонталі:  $x = A \sin (2\pi t/T)$ .

Частота коливання назад періоду:  $\nu = 1/T$ . Також говорять про кругову частоту, яка обчислюється за формулою:  $\omega = 2\pi\nu = 2\pi/T$ . Звідки:  $x = A \sin(\omega t)$ .

І, нарешті, є фаза, що означає як  $\varphi$ . Вона визначає зрушення графіку коливання вліво. В результаті поєднання усіх цих параметрів виходить гармонійне коливання або просто гармоніка на рис. 6.

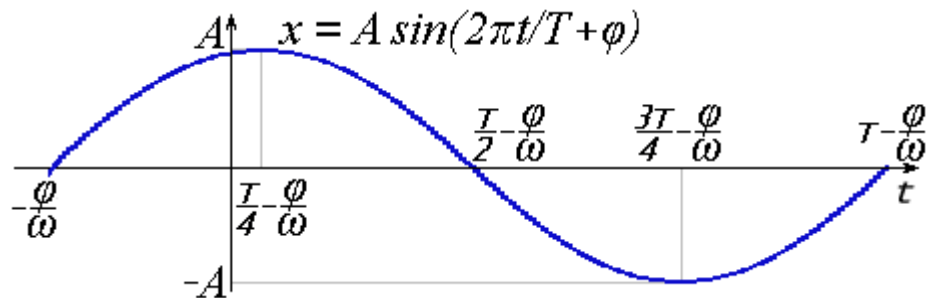


Рисунок 1.6 - Гармонійні коливання

Дуже схоже виглядає і вираження гармоніки через косинус на рис. 1.7.

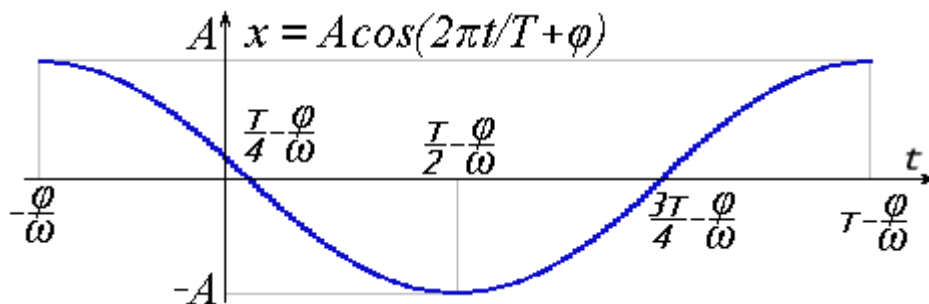


Рисунок 1.7 - Гармоніка через косинус

Великої різниці немає. Досить змінити фазу на  $\pi/2$ , щоб перейти від синуса до косинуса і назад. Далі матимемо на увазі під гармонікою функцію косинуса :

$$x = A \cos\left(\frac{2\pi t}{T} + \varphi\right) = A \cos(2\pi \nu t + \varphi) = A \cos(\omega t + \varphi) \quad (1.2)$$

У природі і техніці коливання, що описуються подібною функцією надзвичайно поширені. Наприклад, маятник, струна, водні і звукові хвилі і інше, і інше.

Перетворимо (1.2) по формулі косинуса суми :

$$x = A \cos \varphi \cos \left( \frac{2\pi}{T} t \right) - A \sin \varphi \sin \left( \frac{2\pi}{T} t \right) \cos 2\pi T - A \sin \varphi \sin \quad (1.3)$$

Виділимо в (1.3) елементи, незалежні від  $t$ , і позначимо їх як  $Re$  і  $Im$  (1.4 і 1.5) :

$$x = Re \cos \left( \frac{2\pi}{T} t \right) - Im \sin \left( \frac{2\pi}{T} t \right) \cos 2\pi T - Im \sin \varphi \quad (1.4)$$

$$Re = A \cos \varphi, \quad (1.5)$$

$$Im = A \sin \varphi$$

По величинах  $Re$  і  $Im$  можна однозначно відновити амплітуду і фазу початкової гармоніки :

$$\varphi = \arctg \left( \frac{Im}{Re} \right) \quad (1.6)$$

$$A = \sqrt{Re^2 + Im^2}$$

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (1.7)$$

Виконаємо над цією формулою наступні дії: розкладемо кожне комплексне  $X_k$  на уявну і дійсну складові  $X_k = Re_k + j Im_k$ ; розкладемо експоненту по формулі Ейлера на синус і косинус дійсного аргументу; перемножимо; внесемо  $1/N$  під знак суми і перегрупуємо елементи в дві суми:

Залишимо цю формулу доки осторонь і розглянемо дуже поширену ситуацію. Нехай у нас звукове або якесь інше коливання у вигляді функції  $x = f(t)$ . Нехай це коливання було записане у вигляді графіку для відрізка часу  $[0, T]$ . Для обробки комп'ютером треба виконати дискретизацію. Відрізок ділиться на  $N - 1$  частин і зберігаються значення функції  $x_0, x_1, x_2, \dots, x_N$  для  $N$  точок на межах відрізків  $t_0 = 0, t_1 = T/N, t_2 = 2T/N, \dots, t_n = nT/N, \dots, t_N = T$ .

В результаті прямого дискретного перетворення Фур'є були отримані  $N$  значень для  $X_k$ :

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} \quad (1.8)$$

Тепер, якщо застосувати зворотне дискретне перетворення Фур'є, то вийде початкова послідовність  $\{x\}$ . Початкова послідовність складалася з дійсних чисел, а послідовність  $\{X\}$  у загальному випадку комплексна. Тепер повернемося до формули (1.7). Ліворуч коштує дійсне число  $x_n$ , а справа - дві суми, одна з

яких помножена на уявну одиницю  $j$ . Самі ж суми складаються з дійсних доданків. Звідси витікає, що друга сума дорівнює нулю, якщо початкова послідовність  $\{x\}$  була дійсною. Відкинемо її і отримаємо:

$$x_n = \sum_{k=0}^{N-1} \left[ \frac{Re_k}{N} \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - \frac{Im_k}{N} \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \right] \quad (1.9)$$

Оскільки при дискретизації ми брали  $t_n = nT/N$  і  $x_n = f(t_n)$ , то можемо виконати заміну:  $n = t_n N/T$ . Отже, в синусі і косинусі замість  $2\pi kn/N$  можна написати  $2\pi kt_n/T$ . В результаті отримаємо:

$$x_n = f(t_n) = \sum_{k=0}^{N-1} \left[ \frac{Re_k}{N} \cos\left(\frac{2\pi kt_n}{T}\right) - \frac{Im_k}{N} \sin\left(\frac{2\pi kt_n}{T}\right) \right] \quad (1.10)$$

Зіставимо цю формулу з формулами (11) і (12) для гармоніки:

$$x = A \cos\left(\frac{2\pi t}{T} + \varphi\right) = A \cos(2\pi \nu t + \varphi) = A \cos(\omega t + \varphi) \quad x = A \cos(2\pi t T + \varphi) = A \cos(2\pi \nu t + \varphi) = A \cos \quad (1.11)$$

$$x = Re \cos\left(\frac{2\pi t}{T}\right) - Im \sin\left(\frac{2\pi t}{T}\right) \quad (1.12)$$

Ми бачимо, що сума (1.9) є сумою з  $N$  гармонійних коливань різної частоти, фази і амплітуди (1.13):

$$f(t_n) = \sum_{k=0}^{N-1} A_k \cos\left(\frac{2\pi t_n}{T_k} + \varphi_k\right) = \sum_{k=0}^{N-1} A_k \cos(2\pi t_n \nu_k + \varphi_k) = \sum_{k=0}^{N-1} G_k(t_n) \quad (1.13)$$

Далі будемо функцію 1.14 називати  $k$ -ою гармонікою.

$$G_k(t) = A_k \cos\left(\frac{2\pi t k}{T} + \varphi_k\right) \quad (1.14)$$

Амплітуда, фаза, частота і період кожної з гармонік пов'язані з коефіцієнтами  $X_k$  формулами:

$$X_k = Re_k + j Im_k$$

$$X_k = N A_k e^{j\varphi_k}$$

$$A_k = \frac{1}{N} \sqrt{Re_k^2 + Im_k^2}$$

$$\varphi_k = \arctg\left(\frac{Im_k}{Re_k}\right)$$

$$\nu = \nu_k; \quad T_k = \frac{T}{k}$$

Отже, фізичний сенс дискретного перетворення Фур'є полягає в тому, щоб представити деякий дискретний сигнал у вигляді суми гармонік. Параметри

кожної гармоніки обчислюються прямим перетворенням, а сума гармонік - зворотним.

*Загальний принцип ШПФ.*

Одна з причин того, що аналіз Фур'є [13] грає таку важливу роль в цифровій обробці сигналів, полягає в існуванні ефективних алгоритмів дискретного перетворення Фур'є. Згадаємо, що дискретне перетворення Фур'є (ДПФ) визначається вираженням

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{kn}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1.15)$$

де  $W_N = e^{-j(\frac{2\pi}{N})}$ . Зворотне дискретне перетворення Фур'є (ЗДПФ) має вигляд

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k)W_N^{-kn}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1.16)$$

У (1.15) і (1.16) як  $x(n)$ , так  $X(k)$  можуть бути комплексними. Вирази в (1.15) і (1.16) відрізняються тільки знаком експоненти від  $W_N$  і скалярним коефіцієнтом  $1/N$ . Тому міркування, що стосуються обчислювальних процедур для (1.15), застосовні з очевидними змінами до (1.16).

Щоб проілюструвати важливість ефективних обчислювальних алгоритмів, повчально спочатку розглянути безпосереднє обчислення ДПФ. Звідси видно, що для кожного значення  $k$  при безпосередньому обчисленні  $X(k)$  потрібно  $4N$  множень і  $(4N-2)$  складань дійсних чисел. Оскільки  $X(k)$  повинне обчислюватися для  $N$  різних значень  $k$ , безпосереднє обчислення дискретного перетворення Фур'є послідовності  $x(n)$  вимагає  $4N^2$  множень і  $N(4N-2)$  складань дійсних чисел або  $N^2$  множень і  $N(N-1)$  складань комплексних чисел. На додаток до множень і складань при виконанні обчислення ДПФ на універсальних або спеціалізованих цифрових обчислювальних машинах потрібно, звичайно, засоби для зберігання значень послідовності  $x(n)$  і коефіцієнтів  $W_N^{kn}$  і засоби звернення до пам'яті. Оскільки кількість запам'ятовувань і звернень до пам'яті в обчислювальних алгоритмах зазвичай пропорційно числу арифметичних операцій, то воно вважається розумною мірою складності обчислювального алгоритму або часу, необхідного для обчислень. Таким чином, прийнятною мірою ефективності безпосереднього обчислення дискретного перетворення Фур'є є той факт, що воно вимагає  $4N^2$  множень і  $N(4N-2)$  складань дійсних чисел. Оскільки кількість

обчислень, а отже, і час обчислень приблизно-пропорціональні  $N/2$ , то ясно, що при прямому методі необхідне число арифметичних операцій стає дуже великим при великих значеннях  $N$ . З цієї причини представляють значний інтерес обчислювальні процедури, що зменшують кількість множень і складань.

Більшість підходів до поліпшення ефективності обчислення ДПФ використовують наступні властивості величин  $W_N^{kn}$

$$W_N^{k(N-n)} = W_N^{kn} \quad (1.17)$$

$$W_N^{kn} = W_N^{k(N+n)} = W_N^{n(N+k)} \quad (1.18)$$

Наприклад, використовуючи першу властивість, т. е. властивість симетрії функції  $\cos$  і  $\sin$ , можна згрупувати доданки таким чином:

$$Re[x(n)]Re[W_N^{kn}] + Re[x(N-n)]Re[W_N^{k(N-n)}] = (Re[x(n)] + Re[x(N-n)])Re[W_N^{kn}] \quad (1.19)$$

$$\begin{aligned} -Im[x(n)]Im[W_N^{kn}] - Im[x(N-n)]Im[W_N^{k(N-n)}] = & -(Im[x(n)] - \\ -Im[x(N-n)])Im[W_N^{kn}] & \end{aligned} \quad (1.20)$$

Аналогічне угруповання можна зробити для інших доданків. За допомогою цього методу число множень можна скоротити приблизно удвічі. Можна також використати той факт, що для певних значень твору  $kn$  функції  $\sin$  і  $\cos$  набувають значень 1 або 0, при яких не потрібно множення. Проте при скороченнях такого типу кількостей обчислень все ще залишається приблизно пропорційним  $N^2$ . Друга властивість, тобто періодичність комплексної послідовності  $W_N^{kn}$ , дозволяє досягти істотно більшого скорочення кількості обчислень.

Обчислювальні алгоритми, що використовують як симетрію, так і періодичність послідовності  $W_N^{kn}$ , були відомі задовго до появи швидкодіючих ЕОМ. У той час віталася будь-яка схема, що зменшує кількість ручних обчислень навіть в 2 рази. Рунге (Runge), а пізніше Даниельсон (Danielson) і Лапцощ (Lanczos) описали алгоритми, при яких кількість обчислень була приблизно пропорційна  $N \log N$ , а не  $N^2$ . Проте ця відмінність не була занадто важливим для тих малих значень  $N$ , які можна було здійснити при ручних обчисленнях. У 1965 р. Кулі (Cooley) і Тьюкі (Tukey) опублікували алгоритм обчислення дискретного перетворення Фур'є, застосовний при складеному  $N$ , т. е. коли  $N$  є твором двох або більшого числа цілих чисел. Публікація цієї статті викликала

значний інтерес до дискретного перетворення Фур'є при обробці сигналів і привела до відкриття ряду обчислювальних алгоритмів, які стали відомі під назвою алгоритми швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). В цілому уся безліч таких алгоритмів часто називається БПФ. Основний принцип усіх цих алгоритмів полягає в розкладанні операції обчислення дискретного перетворення Фур'є послідовності довжини  $N$  на обчислення перетворень Фур'є з меншим числом точок. Способи, якими здійснюється цей принцип, призводять до різних алгоритмів. Усі вони порівнянні по ефективності. Перший, названий проріджуванням за часом, дістав таку назву від того, що в процесі обчислень  $x$  (індекс  $n$  часто асоціюється з часом) розкладається на підпослідовності, що зменшуються. У другому загальному класі алгоритмів послідовність коефіцієнтів дискретного перетворення Фур'є  $X(k)$  розкладається на менші підпослідовності, звідки йде назва проріджування по частоті.

#### 1.5 Рекомендації МСЕ G. 165 вживаних для створення ехокомпенсатора

Ехокомпенсатори - мовні обслуговуючі пристрої, розміщені в 4-хпроводній частині ланцюга і використовуювані для зменшення еха за допомогою віднімання передбачуваного еха з ехоланцюжка. Вони можуть бути охарактеризовані незалежно від шляху передачі або від віднімання еха аналоговим або цифровим засобом.

Рекомендація МСЕ G. 165 застосовується для створення ехокомпенсаторів, що використовують цифрові або аналогові технології, і призначається для використання в міжнародній мережі. Ехокомпенсатори, розроблені в цій рекомендації, будуть сумісні з будь-якою мережею.

Тести в рекомендації МСЕ G. 165 ґрунтуються на виконанні шуму в обмеженій смузі. Ехокомпенсатори рис. 8, ці тести, що проходять, можуть також виконуватися на мові. Розробники і користувачі ехокомпенсаторів гарантують необхідне мовне виконання.



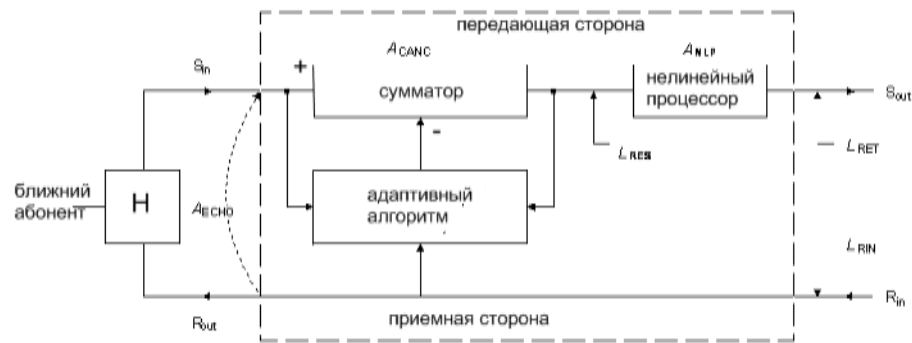


Рисунок 1.8 - Ехокомпенсатор за рекомендацією G. 165

де  $L$  - відносний рівень потужності сигналу, виражений в dBmO.

$A$  - послаблення або втрата сигналу, виражена в dB.

$H$  - регістр.

Регістр в ехокомпенсаторі, в якому зберігається імпульсна характеристика моделі ехотракта.

$A_{ECHO}$  - затухагасання ехосигналу (втрата поверненого еха)

Послаблення ехосигналу з точки  $R_{out}$  до точки  $S_{in}$  ехокомпенсатора із-за передачі і гібридних втрат в ехосигналі від ближнього абонента.

$A_{CANC}$  - подавлення (оцінка ехосигналу)

Послаблення ехосигналу після проходження через передавальну сторону ехокомпенсатора.

$L_{RES}$  - рівень залишкового еха

Рівень ехосигнала, який залишається в точці  $S_{out}$  операції ехокомпенсації після неповного подавлення ехосигналу. Він пов'язаний з рівнем прийому вхідного сигналу  $L_{Rin}$ :

$$L_{RES} = L_{Rin} - A_{ECHO} - A_{CANC}$$

$A_{COM}$  - комбінована втрата

Сума втрати еха, втрат компенсації, і втрат нелінійної обробки. Ця втрата зв'язує  $L_{Rin}$  з  $L_{RET}$ :

$$L_{RET} = L_{Rin} - A_{COM}, \quad \text{где } A_{COM} = A_{ECHO} + A_{CANC}$$

Ехо у будь-якій 2-хпроводной або комбінації 2-х дротяною і 4-х дротяній телефонній мережі, викликає повну нерозбірливість мови. Ехокомпенсатор може настроїтися, щоб зменшити ехо до стерпного рівня. Ехо, присутнє в точці  $S_{in}$

ехокомпенсатора, - це спотворена і затримана копія мови, що поступає, від далекого абонента, тобто ехо - мова, що поступає, модифікована ехотрактом. Ехотракт зазвичай описується імпульсною характеристикою (ІХ) рис. 9. Типова ІХ ехотракта має невелику ділянку з відмінними від нуля відліками тривалістю 4-8 мс із-за обмеження смуги і численних відображень, а велика її частина дорівнює нулю (чиста затримка  $t_r$ ) і фактично є відліками, що формують лінію затримки. Їх сума - затримка ехотракта  $t_d$ . Величини затримки і дисперсії мінятимуться залежно від властивостей ехотракта.

Для коректної обробки сигналу адаптивний фільтр повинен мати тривалість ІХ, рівну або більшу, ніж тривалість ІХ ехотракта.

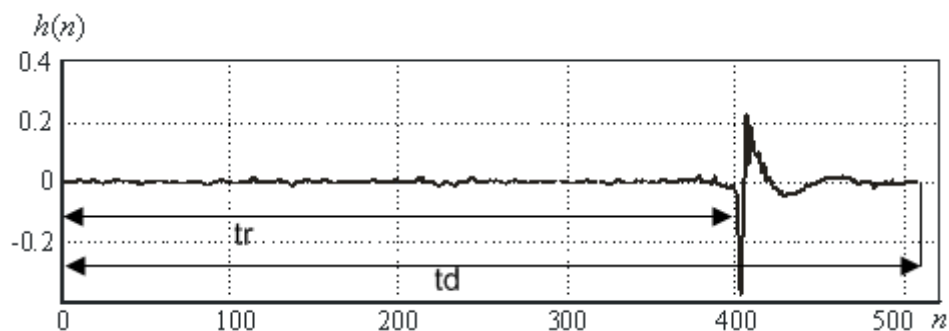


Рисунок 1.9 - Приклад імпульсної характеристики ехотракта

Ехокомпенсатори, розроблені в рекомендації Міжнародного Союзу Електрозв'язку ІТУ, - Т G. 165, будуть виконані правильно для втрати відлуння ( $A_{ECHO}$ ) 6 дБ або більше. Для  $A_{ECHO}$  менше, ніж 6 дБ, вони все ж можуть працювати, але з поганим виконанням.

Ехокомпенсатори можуть синтезувати копію імпульсної характеристики ехотракта. Багато ехокомпенсаторів моделюють ехотракт, використовуючи представлення вибіркового даних, що дискретизують з частотою Найквіста (8000Гц). Такий ехокомпенсатор, правильно функціонуючи, повинен мати достатню місткість для необхідної кількості відліків. Успішно демонструються ехокомпенсатори, що мають місткість від 8 до 64 мс. Максимальна затримка  $t_d$  ехотракта в мережі, в якій ехокомпенсатор використовується, визначає його необхідну місткість. Зазвичай, менша кількість елементів пам'яті не зможе здійснити необхідний синтез ехотракта; в той же час більше число елементів

пам'яті створюватиме небажаний додатковий шум завдяки тому, що невикористані осередки із-за оцінки шуму зазвичай ненульові.

Визнано, що ехокомпенсатор є додатковим паралельним ехотрактом. Якщо імпульсна характеристика моделі ехотракта сильно відрізняється від імпульсної характеристики ехотракта, то залишкове ехо може бути більша, ніж ехо в точці  $S_{in}$  із-за ехотракта. Ехотракти змінюються, коли ехокомпенсатор використовується в подальших зв'язках. Коли мовний сигнал подається в точку  $R_{in}$ , ехокомпенсатор повинен адаптуватися або зійтися до нового ехотракту, і бажано досить швидко, близько півсекунди. Також залишкове ехо має бути невеликим в порівнянні з рівнем отриманого мовного сигналу і характеристиками ехотракта.

Тести і рекомендації для виконання з вхідними сигналами, поданими в приймальні і передавальні сторони ехокомпенсатора.

У тестах передбачається, що нелінійний процесор може бути блокований, що буфер імпульсного відгуку ехотракта (N регістр) може бути очищений (обнулитися), і що адаптацію можна заборонити. Виконання ехокомпенсатора.

Вимоги викладені в описах тестів, зроблених для подання сигналів в точки  $R_{in}$  і  $S_{in}$  ехокомпенсатора і виміру  $S_{out}$  сигналів. Схема для проведення тестів показана на рис. 10.

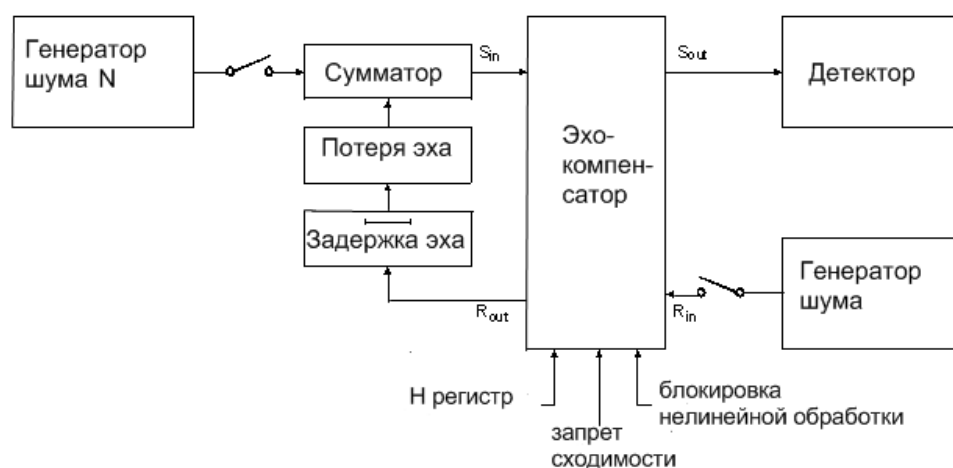


Рисунок 1.10 - Схема для проведення тестів з рекомендації МСЕ ITU - TG. 165

Шум з обмеженою смугою використовується як поданий вхідний тестовий сигнал. Загасання еха не залежить від частоти.

Основна мета ехокомпенсатора - управляти відлунням мовного сигналу. Це створюється синтезуванням копії імпульсної характеристики ехотракта і використанням її для генерації оцінки еха, яка віднімається з фактичної ехоланцюжка. Синтез має бути виконаний з використанням мовного вхідного сигналу. Із-за труднощі визначення мовного тестового сигналу, наступні тести - типові і покладаються на використання обмеженого шуму в першу чергу для зручності і повторюваності вимірів. Мовні сигнали не використані в тестах. Тест №1 визначає стійкий рівень залишкового і поверненого еха. Цей тест припускає перевірку того, що стійкий стан подавлення (оцінки ехосигналу)  $A_{CANC}$  здатне створити досить низький рівень залишкового ехосигналу  $L_{RES}$ .

*Тест №2 - тест на збіжність.*

Цей тест припускає перевірку того, що ехокомпенсатор сходиться швидко для усіх комбінацій рівнів вхідного сигналу, ехотрактів і змін певного ехотракта і що рівень поверненого еха досить низький. Тест також перевіряє, чи достатнє значення стійкого стан подавлення  $A_{CANC}$  ( $E_{RLE}$ ) для створення рівня залишкового еха, який досить низький для дозволу використання нелінійної обробки. Загалом, якщо усі інші змінні не змінюються, більш високий рівень  $E_{RLE}$  або менша величина  $L_{RES}$  передбачають меншу залежність від функціонування нелінійного процесора.

N реєстр спочатку очищається і адаптація блокується. Детектор подвійної розмови включається в режим подвійної розмови із застосуванням сигналів  $Sin$  і  $Rin$ . Сигнал в точці  $Sin$  віддаляється і одночасно адаптація розблоковується. Міра адаптації, виміряна рівнем поверненого еха  $L_{RET}$ , залежатиме від характеристик збіжності ехокомпенсатора і часу виявлення подвійної розмови.

Завдання тесту - очистити N реєстр і заблокувати адаптацію. Сигнал N додається до рівня - 10dBmO і сигнал додається до точки  $Rin$ . Потім N віддаляється і одночасно адаптація блокується рис. 11.

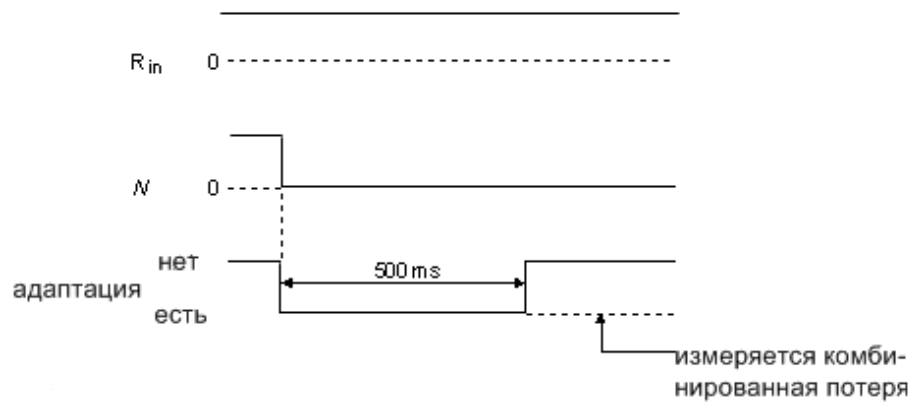


Рисунок 1.11 - Проведення тесту №2

Через 500 мс блокування адаптації і вимір рівня поверненого еха  $L_{RET}$ . Нелінійний процесор має бути розблокований.

Вимога.

За умови, що  $N$  регістр спочатку обнуляється, для усіх величин  $L_{Rin} \geq -30 \text{ dBm}$  і  $\_$ , і впродовж 500 мс і для усіх величин втрати відлуння  $\geq 6 \text{ dB}$  і затримка ехотракта  $td \leq \Delta \text{ мс}$ . Комбінована втрата ( $A_{COM} = A_{ECHO} + A_{CANC} + A_{NLP}$ ) буде  $\geq 27 \text{ dB}$ .

Тест №3 - виконання по умові подвійної розмови.

Дві частини цього тіста припускають тестувати виконання компенсатора за різними умовами. У тестах робиться припущення, що з виявленням подвійної розмови виміру переходять до блокування або уповільнення адаптації, щоб уникнути надмірне загасання в компенсаторі.

Тест №3а припускає перевірку того, що детектування (виявлення подвійної розмови) не так чутливо за умови, коли ехо і низький рівень мовного сигналу від ближнього абонента неправдиво викликають операцію детектора подвійної розмови в протяжності, коли адаптація не відбувається. Завдання тесту - очистити  $N$  регістр; потім для деякої величини затримки еха і втрати еха, сигнал додається до  $t.Rin$ . Одночасно рис. 12 сигнал з перешкодами, який досить низький в рівні, несерйозно перешкоджає здатності ехокомпенсатора сходитися, подається в  $t.Sin$ . Цей сигнал не повинен змусити детектор подвійної розмови (детектор подвійної розмови (ДДР) служить для уникнення розбіжності ехокомпенсатора під час одночасної розмови обох абонентів) активізуватися,

повинні відбутися адаптація і компенсація. Через 1 секунду адаптація гальмує і залишкове ехо вимірюється.

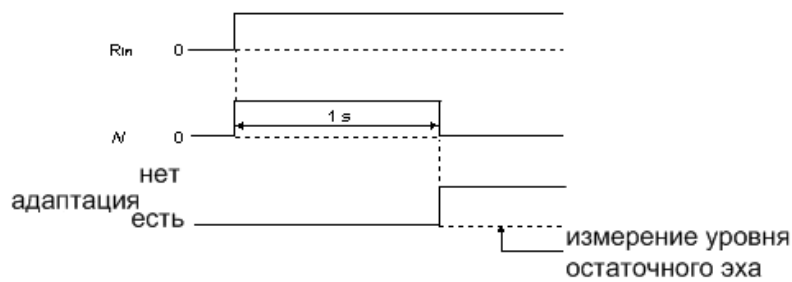


Рисунок 1.12 - Вимірювання залишкового еха

Регістр  $N$  спочатку звертається в нуль для усіх величин  $-10dBm \leq LRin \leq -25dBm$   $N = LRin - 15dB$ ,  $A_{ECHO} \geq 6dB$  і затримка ехотракта,  $td \leq \Delta$  мс, збіжність повинна статися впродовж 1 сек. і  $L_{RES}$  має бути  $\leq N$ .

Тест №3b припускає перевірку того, що детектор подвійної розмови досить чутливий і діє досить швидко, щоб запобігти великій розбіжності під час подвійної розмови. Завдання тесту - повна збіжність ехокомпенсатора для цього ехотракта. Сигнал після подається в точку  $Rin$ . Одночасно рис. 13 сигнал  $N$  подається в точку  $Sin$ , він має рівень більше, ніж  $LRin$ . Це повинно змусити детектор подвійної розмови включитися в роботу. Через деякий довільний час адаптація блокується і вимірюється залишкове ехо.

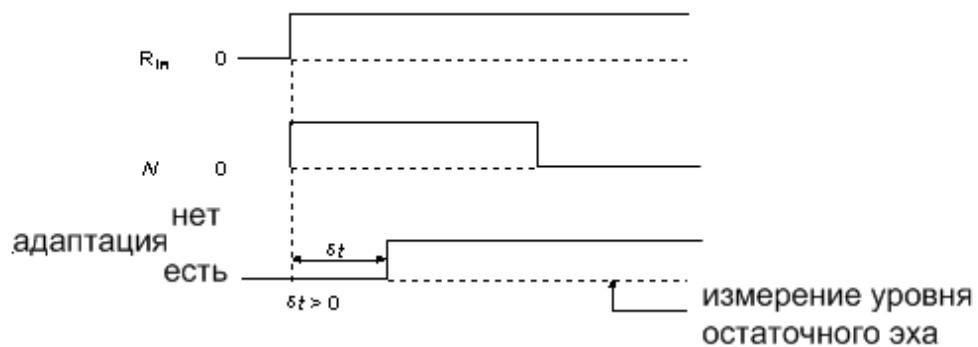


Рисунок 1.13 - Сигнал  $N$  подається в точку  $Sin$

Вимога.

Ехокомпенсатор спочатку в стані повної збіжності для усіх величин  $-10dBm \leq LRin \leq -30dBm$  і для усіх величин  $N > LRin$  і для усіх величин втрати еха  $A_{ECHO} \geq 6dB$ , і затримка ехотракта  $td \leq \Delta$  мс, рівень залишкового

еха після одночасного подання  $LRin$  і  $N$  для деякого проміжку часу не повинен збільшуватися більше, ніж на 10 дБ відносно стійкого стану.

*Тест №4 - Тест на міру просочування.*

Цей тест припускає перевірку того, що час просочування не занадто маленький, т. е. що вміст  $N$  регістра не звертається в нуль занадто швидко.

Завдання тесту полягає в тому, щоб повністю сходився ехокомпенсатор для цього ехотракта і щоб потім видалити усі сигнали з ехокомпенсатора. Через 2 хвилини вміст  $N$  регістра обнуляється, сигнал подається в точку  $Rin$  і вимірюється залишкове ехо.

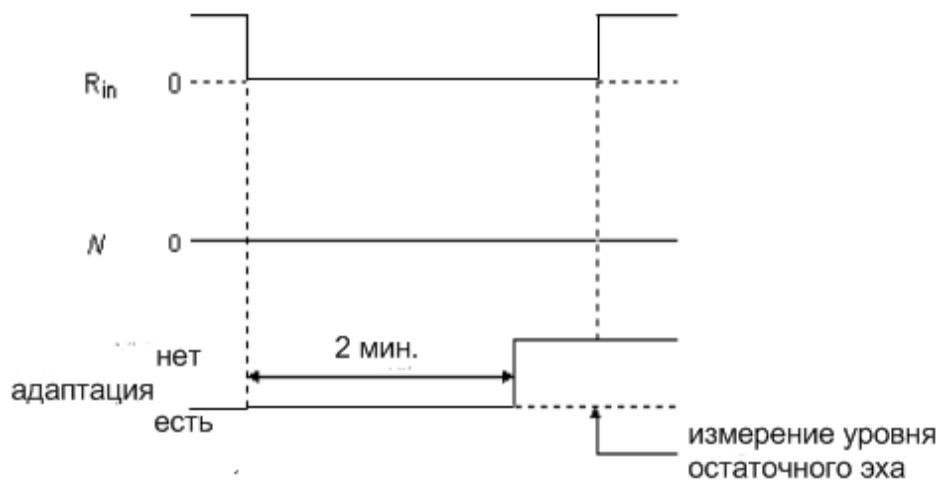


Рисунок 1.14 - Тест №4

Вимога.

Для ехокомпенсатора спочатку в стані повної збіжності для усіх величин  $-10dBm_0 \leq LRin \leq -30dBm_0$ , через 2 хвилини після видалення сигналу в точці  $Rin$ , рівень залишкового еха не повинен збільшуватися більше ніж на 10 дБ від стійкого рівня (рис. 14).

Тест №5 - тест на нескінченну збіжність втрати поверненого еха.

Тест припускає перевірку того, що ехокомпенсатор має деякі можливості (засоби) для запобігання небажаній генерації еха. Це може відбуватися, коли  $N$  регістр містить модель ехотракта, будь-яку з передування або поточного зв'язку, і ехотракт відкривається (ланцюг еха зникає), поки сигнал поданий в точку  $Rin$ .

Завдання тесту - щоб порожниною сходився ехокомпенсатор для цього ехотракта. Ехотракт після уривається, поки сигнал подається в точку  $Rin$ . Через

500 мс переривання ехотракта має бути вимірний повернений ехосигнал в точці  $S_{out}$ (рис. 15).

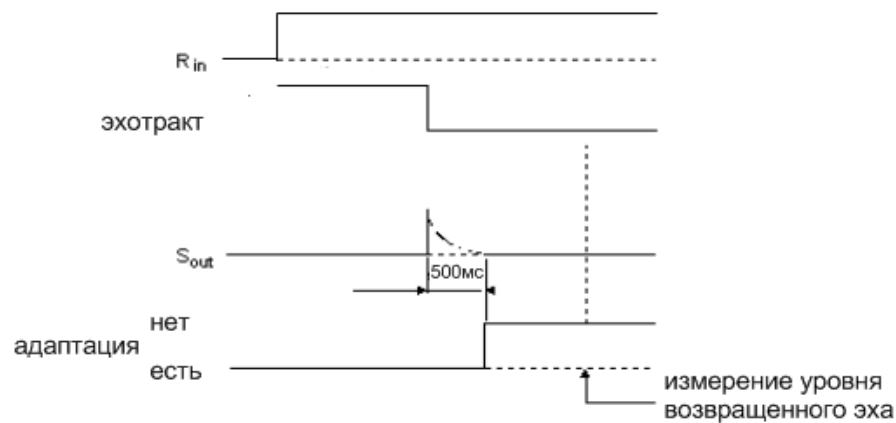


Рисунок 1.15 - Тест № 5

Вимога.

З ехокомпенсатором спочатку в стані, що повністю сходиться, для усіх величин втрати еха  $\geq 6\text{dB}$  і для усіх величин  $-10\text{dBmO} \leq L_{Rin} \leq -30\text{dBmO}$ , рівень поверненого еха, через 500 мс має бути  $\leq -37\text{dB}$  [10].

### 1.6 Тестування ехокомпенсатора

Протестуємо наш ехокомпенсатор за стандартом G. 165:

Тест №1 визначимо стійкий рівень залишкової і поверненого еха. Цей тест припускає перевірку того, що стійкий стан подавлення (оцінки ехосигналу)  $A_{CANC}$  здатне створити досить низький рівень залишкового ехосигналу  $L_{RES}$ .

Вимога.

За умови, що  $N$  регістр спочатку обнуляється і нелінійний процесор заблокований, для значень рівня отриманого вхідного сигналу  $0\text{dBmO} \leq L_{Rin} \leq -30\text{dBmO}$ , для усіх величин втрати еха  $\geq 6\text{dB}$ , затримки ехотракта  $t_d \leq \Delta$  мс ( $\Delta$  представляє затримку ехотракта  $t_d$ , для якого розробляється ехокомпенсатор), рівень залишкового ехосигналу  $L_{RES}$  має бути менший або дорівнює залежності, показаній на рис. 16.



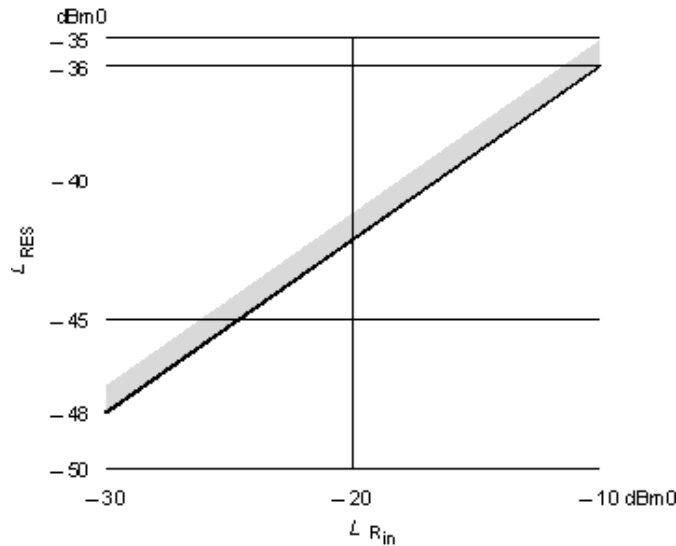


Рисунок 1.16 - Залежність між рівнем прийнятого вхідного сигналу ( $L_{Rin}$ ) і рівнем залишкового еха ( $L_{RES}$ )

Рівень поверненого еха має бути менший -  $65\text{dBm0}$  для усіх величин  $0\text{dBm0} \leq L_{Rin} \leq -30\text{dBm0}$ .

При проведенні першого тіста для блокового Фур'є методу найменших квадратів (БФМНК) і для порівняння нормалізованого методу найменших квадратів (НМНК) отримали такий результат, що наш ехокомпенсатор відповідає поставленим вимогам і при малих відліках практично не виникає різниці у виборі алгоритму МНК, але при подальшому збільшенні відліків НМНК краще компенсує ехо чим БФМНК.

Тест №2 - тест на збіжність. Цей тест припускає перевірку того, що ехокомпенсатор сходиться швидко для усіх комбінацій рівнів вхідного сигналу, ехотрактів і змін певного ехотракта і що рівень поверненого еха досить низький. Тест також перевіряє, чи достатнє значення стійкого стан подавлення  $A_{CANC}$  ( $E_{RLE}$ ) для створення рівня залишкового еха, який досить низький для дозволу використання нелінійної обробки. Загалом, якщо усі інші змінні не змінюються, більш високий рівень  $E_{RLE}$  або менша величина  $L_{RES}$  передбачають меншу залежність від функціонування нелінійного процесора.

Н реєстр спочатку очищається і адаптація блокується. Детектор подвійної розмови включається в режим подвійної розмови із застосуванням сигналів  $Sin$  і  $iRin$ . Сигнал в точці  $Sin$  віддаляється і одночасно адаптація розблоковується.

Міра адаптації, виміряна рівнем поверненого еха  $L_{RET}$ , залежатиме від характеристик збіжності ехокомпенсатора і часу виявлення подвійної розмови.

Завдання тесту - очистити N регістр і заблокувати адаптацію. Сигнал N додається до рівня  $-10\text{dBmO}$  і сигнал додається до точки  $Rin$ .

Через 500 мс блокування адаптації і вимір рівня поверненого еха  $L_{RET}$ . Нелінійний процесор має бути розблокований.

Вимога.

За умови, що N регістр спочатку обнуляється, для усіх величин  $0\text{dBmO} \leq L_{Rin} \leq -30\text{dBmO}$  і, впродовж 500 мс і для усіх величин втрати еха  $\geq 6\text{dB}$  і затримка ехотракта  $t_d \leq \Delta$  мс. Комбінована втрата ( $A_{COM} = A_{ECHO} + A_{CANC} + A_{NLP}$ ) буде  $\geq 7\text{dB}$ .

Тобто і при тїсті №2 ми отримали, що наш ехокомпенсатор відповідає поставленим вимогам і при малих відліках практично не виникає різниці у виборі алгоритму МНК, але при подальшому збільшенні відліків НМНК краще компенсує ехо чим БФМНК.

### 1.7 Постановка задачі

Метою даної роботи є поліпшення характеристик процесу ехокомпенсації в режимі одночасної розмови абонентів.

Для реалізації поставленої мети необхідно вирішити наступні завдання:

1 Виконати аналітичний огляд існуючих методів подавлення електричного еха.

2 Розробити математичні і комп'ютерні моделі: е, ехокомпенсатора, радіоканалу, мовних сигналів, шумів.

3 Розробити структурну схему ехокомпенсатора і алгоритм його роботи.

4 Досліджувати ефективність запропонованої схеми ехокомпенсації за допомогою імітаційного моделювання.

5 На підставі виконаних досліджень запропонувати спосіб управління процесом ехокомпенсації на мережах зв'язку.

### Висновки:

У першому розділі було розглянуто застосування адаптивних методів обробки в питаннях ехокомпенсації в телефонії. Були проведені дослідження, що стосуються поведінки найбільш поширеного адаптивного методу - БПФ в ситуації подвійної розмови.

Отримані в ході цієї роботи результати можуть знайти застосування в розробці і модифікації існуючих систем ехокомпенсації в телефонному зв'язку, а також при розробці алгоритмів цифрової обробки даних на базі сигнальних процесорів TMS320.

Надалі отримані знання і досвід досліджень ми хотіли б застосувати на практиці, тобто на сигнальних процесорах TMS320.

## РОЗДІЛ 2. СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

Дослідження властивостей різних алгоритмів адаптації ехокомпенсатора в умовах функціонування у складі мобільного терміналу (МТ) їх взаємодії при спільному використанні

Раніше було відмічено, що умови функціонування станційного ЕК і вбудованого ЕК мобільного терміналу мають ряд істотних відмінностей з точки зору шляхів підвищення якості телефонної передачі. Було також показано, що умови функціонування станційного ЕК в мобільних з'єднаннях істотно відрізняються від умов функціонування ЕК у складі фіксованої мережі.

Головна відмінність умов функціонування ехокомпенсаторів в мобільному з'єднанні від каналу фіксованої мережі полягає у високій вірогідності появи шуму з високим рівнем в тракці передачі ЕК МТ і в тракці прийому станційного ЕК. В той же час вимоги, подавлення ехосигналів, що пред'являються до міри, в каналах мобільного зв'язку можуть мати менш строгий характер в порівнянні з фіксованою мережею.

Різні також умови формування ехосигналів в МТ і на стороні фіксованої мережі, що у свою чергу визначає відмінності в режимах роботи ЕК, оптимальних в сенсі досягнення найбільш високої якості телефонної передачі.

Розробка ЕК, архітектура і характеристики якого забезпечать оптимальні для мобільного зв'язку якість телефонної передачі, повинна спиратися на кількісні і якісні результати експериментальних досліджень, що відбивають властивості різних алгоритмів подавлення ехосигналів, а також можливі нюанси їх взаємодії при спільному використанні в реальних мережевих умовах.

Відсутність необхідної інформації в наявних у розпорядженні літературних джерелах вимагає проведення самостійних експериментальних досліджень; цій темі присвячений справжній розділ.

Експериментальні дослідження пропонується проводити методами математичного і машинного моделювання на реальних мовних сигналах і шумах. Такий підхід вимагає розробки відповідного комплексу математичних і машинних моделей основних методів подавлення ехосигналів і вузлів

устаткування, що визначають умови їх функціонування у складі мереж мобільного зв'язку.

## 2.1 Розробка моделі досліджень

Виходячи з результатів першого розділу, модель дослідження повинна включати об'єднані загальною концепцією математичні і машинні моделі наступних процесів і вузлів :

- ЕК, що функціонує за принципом НМНСК, оскільки цей алгоритм адаптації забезпечує найбільш високу в порівнянні з іншими початкову швидкість збіжності, достатню з точки зору абонентських вимог до якості телефонної передачі.

- ЕК, що функціонує по кореляційному алгоритму адаптації, оскільки тільки цей алгоритм забезпечує можливість подавлення ехосигналів до рівня нижче рівня шуму в каналі так, щоб дія ефекту електричного еха, що заважає, на перевищувало дії шумів, діючих в каналах мобільного зв'язку, що заважає.

- ехотракта, що включає акустичний і електричний тракти формування ехосигналів з можливістю імітації повільних параметричних дій, а також кодери і декодери А87.6/14 по специфікації рекомендації G.711, і системи передачі, використовуючі предиктивні алгоритми стискування мовних сигналів.

- радіотракту, що включає кодер і декодер GSM, а також функцію керованого внесення помилок передачі в ущільнений потік.

- сигналів і шумів, що утворюють реальну статистику сигналів, помилок і шумів в каналі мобільного зв'язку.

### 2.1.1 Розробка математичної і машинної моделей ехокомпенсатора, що функціонує по алгоритму адаптації НМНСК

На рисунку 2.1 приведена схема моделі досліджень ехокомпенсатора, що функціонує по алгоритму адаптації НМНСК.

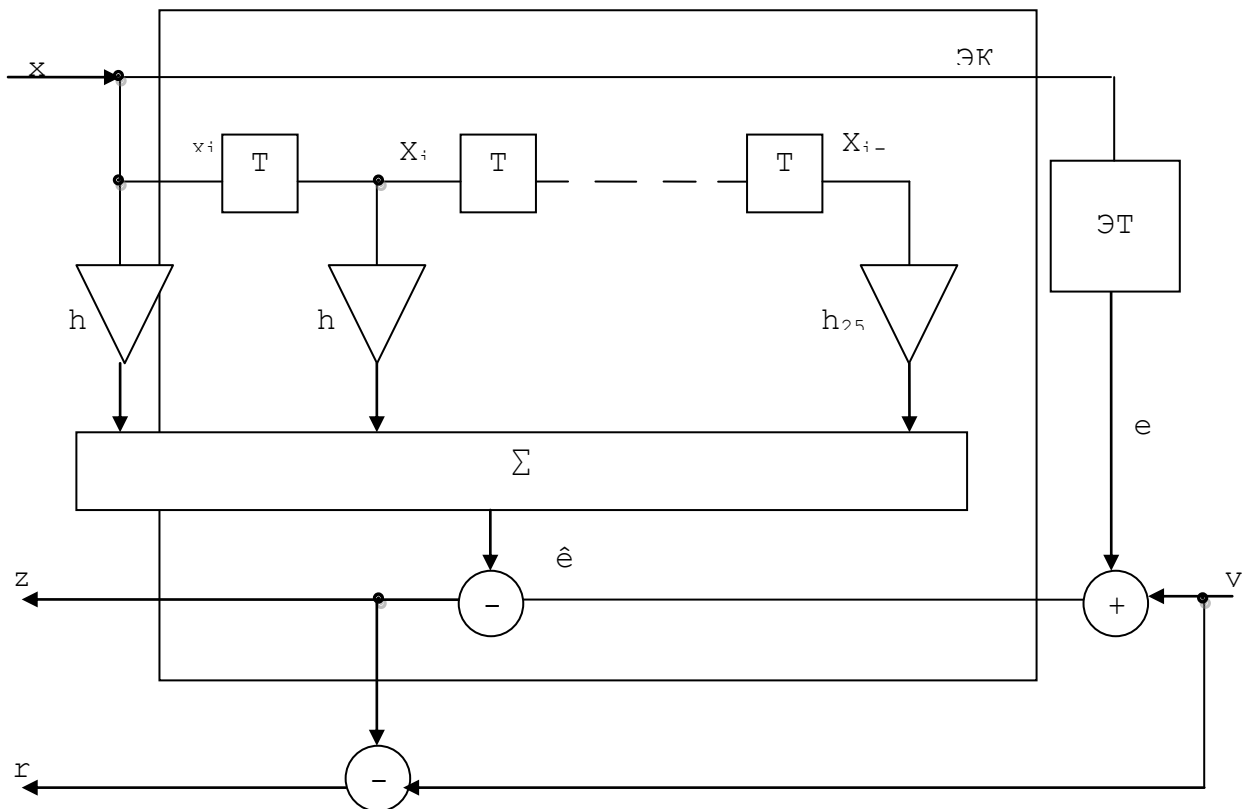


Рисунок 2.1 - Схема моделі досліджень ехокомпенсатора

Процес збіжності в динаміці аналізується як по чистому залишковому ехосигналу  $r_i$  так і по сумарному з шумом сигналу  $z_i$  на виході тракту передачі ЕК за критерієм втрати розбірливості і чутності на тлі шуму.

Адаптація коефіцієнтів  $h_i$  робилася відповідно до вираження

$$h_j(i+1) = h_j(i) + \frac{e_i * x_{i-j} * \beta}{(D_i + m)} \quad (2.1)$$

де  $\beta$  - параметр адаптації, що змінюється в процесі експерименту;

$m \approx \frac{16}{32768}$  - константа, використовувана для запобігання діленню на нуль.

$$D_i = \sum_{j=0}^{255} (x_{i-j} - \sum_{k=0}^{255} x_{i-k})^2 \quad (2.2)$$

$D_i$  - дисперсія сигналу на вході тракту прийому ЕК;

$x_i$  - відлік сигналу прямого напрямку, що приймається;

$e_i$  - сигнал прямого напрямку з ехосигналом;

$y_i$  - сигнал зворотного напрямку.

Копія еха сигналу

$$\hat{e}_i = \sum_{j=0}^{255} x_{i-j} * h_j \quad (2.3)$$

Залишкове ехо (копія ехосигналу віднімається з сигналу прямого напрямку)

$$z_i = y_i + e_i - \hat{e}_i \quad (2.4)$$

Різницевий сигнал, що характеризує міру подавлення еха

$$r_i = z_i - y_i \quad (2.5)$$

Сигнали в основних точках моделі в цілях скорочення об'єму обчислень зберігаються в накопичувачі ПК у вигляді файлів, що допускають використання на багатьох етапах експериментальних досліджень.

Введення і виведення сигналів здійснюють в шістнадцятирозрядній сітці у форматі Intel, їх представлення в програмі реалізоване у форматі Real, що перетворюється з формату, що вводиться, інтерпретується як Integer\*2.

2.1.2 Розробка математичної і машинної моделей ЕК, що функціонує по кореляційному алгоритму адаптації

Функціональна схема ехокомпенсатора, що функціонує по кореляційному алгоритму адаптації, аналогічна представлений на рисунку 2.1.

Процес збіжності в динаміці аналізується по чистому залишковому ехосигналу  $r_i$ , так і по сумарному з шумом сигналу  $z_i$  на виході тракту передачі ЕК за критерієм втрати розбірливості і чутності на тлі шуму.

Адаптація коефіцієнтів  $h_i$  робилася відповідно до вираження (2.1).

Модельна реалізація ехокомпенсаторів, заснованих на методі НМНСК і кореляційному методі відрізняється тільки способом адаптації коефіцієнтів у відведеннях. Дисперсія сигналу і діючі в межах моделі сигнали аналогічні описаним для алгоритму НМНСК.

$$h_j(i+1) = h_j(i) + \frac{\sum_{\xi=0}^{M-1} e^{(i-\xi)*x(i-j-\xi)}}{(D_i+m)*\rho}, \quad (2.6)$$

де  $\rho$  - параметр адаптації, що змінюється в процесі експерименту;

$$D_i = \sum_{j=0}^{255} (x_{i-j} - \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{255} x_{i-k})^2 \quad (2.7)$$

$m \approx \frac{16}{32768}$  константа, використовувана для запобігання діленню на нуль

$M$ - інтервал усереднювання.

Сигнали в основних точках моделі в цілях скорочення об'єму обчислень зберігаються в накопичувачі ПК у вигляді файлів, що допускають використання на багатьох етапах експериментальних досліджень.

Введення і виведення сигналів здійснюють в двобайтовому виді у форматі Intel, їх представлення в програмі реалізоване у форматі Real, що перетворюється з формату, що вводиться, інтерпретується як Integer\*2.

### 2.1.3 Розробка математичної і машинної моделей ехотракта

Відповідно до результатів експериментальних досліджень, проведених на реальних мережах мобільного зв'язку [17], імпульсна характеристика ехотракта на сучасних мережах зосереджена в діапазоні 5...7 відліків, за винятком ехотрактів, утворених бездротовими радіоподовжувачами стандарту DECT. При використанні радіоподовжувачів DECT імпульсна характеристика ехотракта може мати 2 ділянки значимої частини, розділених інтервалом  $\sim 20$  мс.

В той же час положення значимої ділянки IX на осі часу може мати дуже широкий розкид - від 0 до 64 мс і більше.

Зважаючи на діючі норми [9] на допустиме значення часу кінцевої затримки для ЕК, призначених для використання у складі мереж мобільного зв'язку, пропонується представлення ехотракта у вигляді матриці (таблиці) значень відліків IX

$$g_j, j = 0...511$$

що відповідає регламентованому значенню часу кінцевої затримки, рівному 64 мс.

Таблиці  $g_j$  для різних ехотрактів пропонується зберігати у вигляді окремих файлів на жорсткому диску на ПК, віднісши функцію імітації параметричних дій в окремий блок програмної обробки.

Обчислення значення відліку ехосигналу (без урахування наявності шуму або сигналу зустрічної розмови), що пройшов через ехотракт, в запропонованій моделі здійснюється відповідно до вираження:

$$e_i = \sum_{j=0}^{N-1} x_{i-j} * g_j * k_{ij} \quad (2.8)$$

де  $N=512$  - порядок фільтру, імітуючого ехотракт;



$g_j$  - відліки ІХ ЕТ;

$x_j$  - відліки сигналу на вході ЕТ;

$k_{ij}, j=0...N-1$  - матриця коефіцієнтів, що враховують зміну  $j$ -того відліку ІХ ЕТ у момент часу  $i$  (при обчисленні  $i$ -того відліку ехосигналу).

В цілях зниження трудомісткості розробки програмної частини моделей, складності і об'єму експерименту, для моделювання систем кодер - декодер А87.6/13 G.711 пропонується використання штатних вбудованих засобів перетворення звукового редактора Cool Edit 96, а для імітації роботи систем передачі, що використовують предиктивні алгоритми стискування мови – спеціалізоване ПЗ рекомендацією G.729, призначене для налаштування кодеків [14].

Зважаючи на значну інерційність механічних процесів, що формують параметричні дії на акустичний тракт поширення ехосигналів через матеріал корпусу МТ, в порівнянні з процесом обробки сигналів, видається допустимим використання лінійної апроксимації при імітації параметричних явищ в ЕТ МТ.

Розроблена модель ЕТ забезпечує можливість імітації трьох найбільш типових видів параметричних дій :

а. Загальна зміна загасання сигналів в ЕТ.

б. Параметрична зміна умов поширення або відображення відлуння однієї точки (неоднорідності).

в. Параметрична зміна форми ІХ ЕТ при збереженні значення загального загасання ехосигналов, представлене в моделі як «перетікання» точки відображення на іншу позицію за шкалою часу.

. Загальна зміна загасання

$$k_{ij} = k_i = k_0 + i \cdot k_1 \quad (2.9)$$

$$e_i = \sum_{j=0}^{N-1} x_{i-j} * g_j * k_{ij} = k_i \sum_{j=0}^{N-1} x_{i-j} * g_j \quad (2.10)$$

$$k_i = \begin{cases} k_0, & i < T_1 * f_0 \\ k_0 + k_1 * (i - T_1 * f_0), & T_1 * f_0 \leq i \leq T_2 * f_0 \\ 1, & i > T_2 * f_0 \end{cases} \quad (2.11)$$

де  $f_0$  - частота дискретизації,

$$k_1 = \frac{1-k_0}{f_0 * (T_2 - T_1)} \quad (2.12)$$

а. параметри впливу  $k$   $0 < 1$ ,  $T_1$  і  $T_2$  є вхідними параметрами моделі.

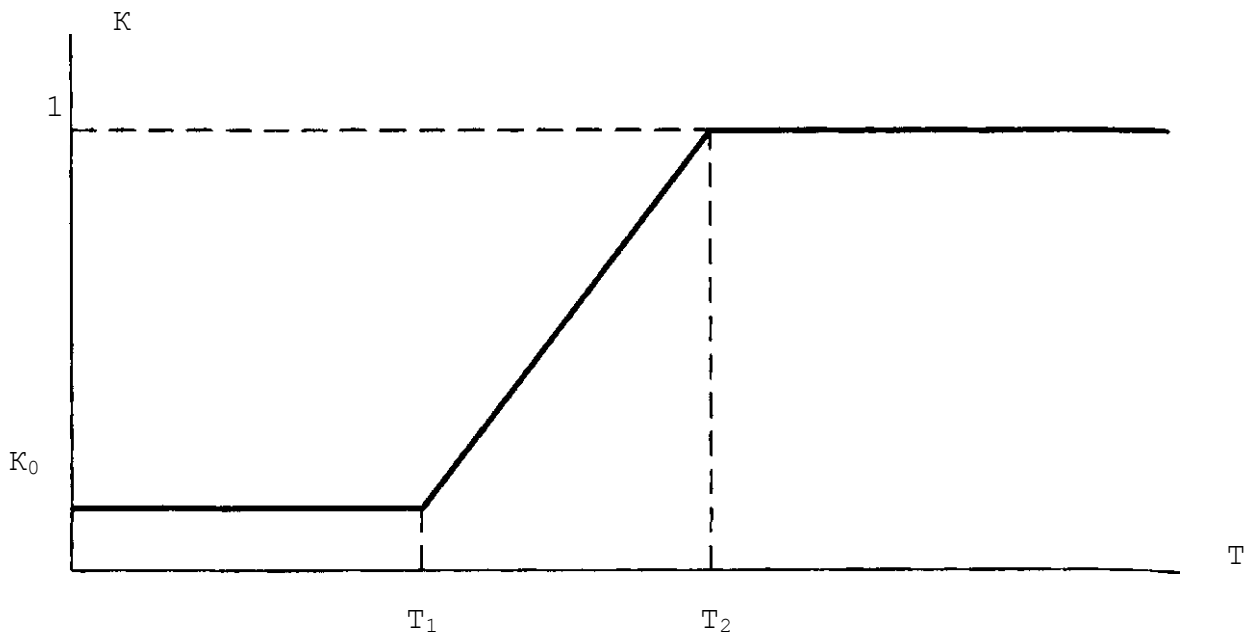


Рисунок 2.2 - Діаграма вираження 2.12

б. Параметрична зміна умов поширення однієї точки

$$k_y = \begin{cases} 1, j \neq m \\ k_0 + k_1 * (i - T_1 * f_0), j = m, T_1 * f_0 \leq i \leq T_2 * f_0 \\ k_0, j = m, i < T_1 * f_0 \\ 1, j = m, i > T_1 * f_0 \end{cases} \quad (2.13)$$

$$e_1 = \sum_{j=0}^{N-1} x_{i-j} * g_j * k_y = \sum_{j=0}^{m-1} x_{i-j} * g_i + (k_0 + k_1 * i) * x_{i-m} + \sum_{j=m+1}^{N-1} x_{i-j} * g_i \quad (2.14)$$

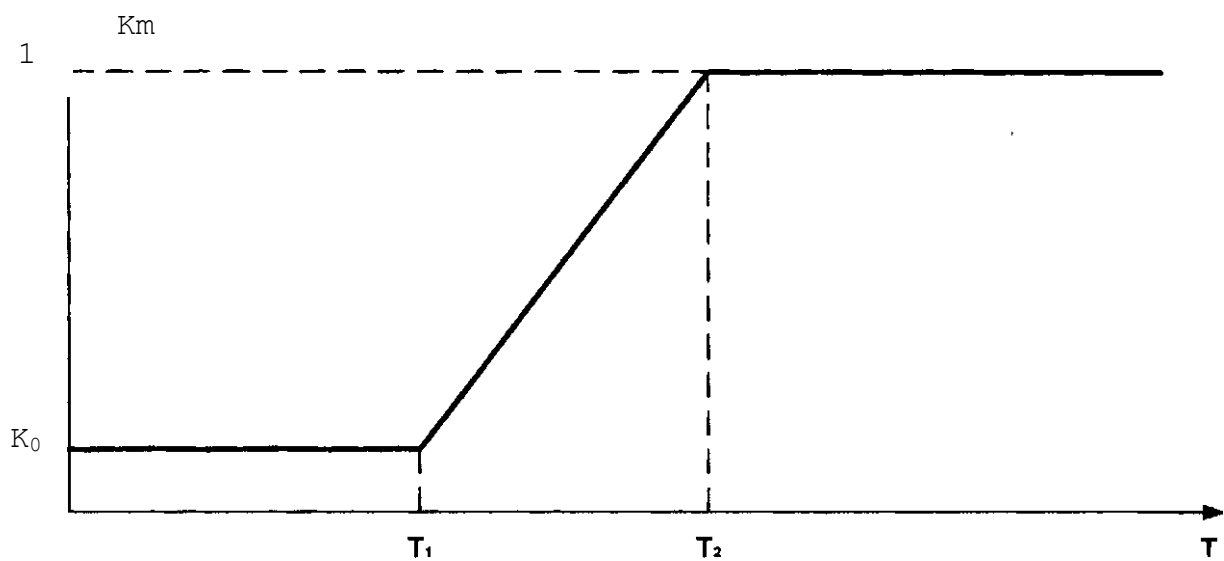


Рисунок 2.3 - Діаграма вираження 2.13

в. «перетікання» точки відображення

$$k_y = \begin{cases} 1, j \neq m \neq l \\ k_0 + k_1 * (i - T_1 * f_d), j = m, T_1 * f_d \leq i \leq T_2 * f_d \\ 1 - k_1 * (i - T_1 * f_d), j = l, T_1 * f_d \leq i \leq T_2 * f_d \\ k_0, \begin{cases} j = m, i < T_1 * f_d \\ j = l, i > T_2 * f_d \end{cases} \\ 1, \begin{cases} j = m, i > T_1 * f_d \\ j = l, i < T_2 * f_d \end{cases} \end{cases} \quad (2.15)$$

$$e_i = \sum_{j=0}^{m-1} x_{i-j} * g_j + \sum_{j=m+1}^{l-1} x_{i-j} * g_i + \sum_{j=l+1}^{N-1} x_{i-j} * g_i + x_{i-m} * (k_0 + k_1 * (-i)) + x_{i-j} * (1 - k_1 * (-i)) \quad (2.16)$$

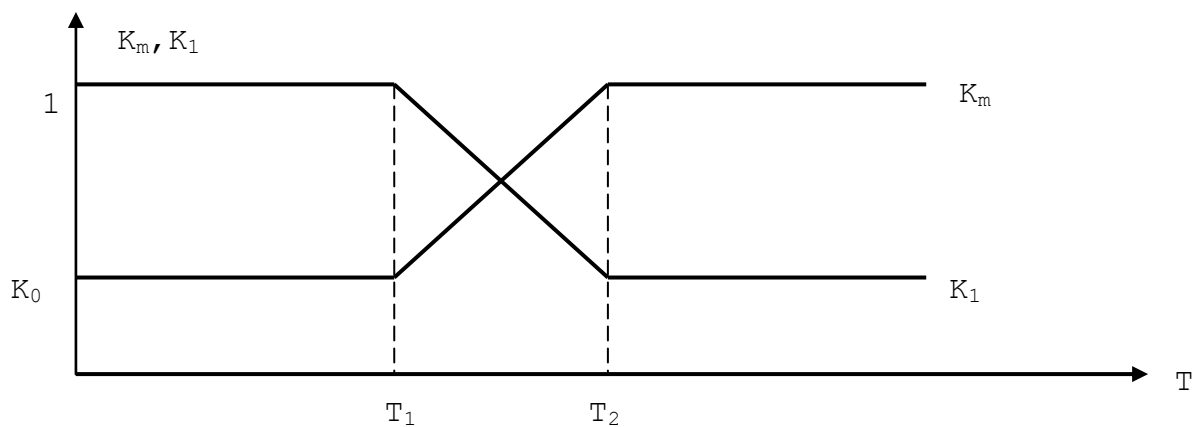


Рисунок 2.4 - Діаграма вираження 2.15

Параметри дії  $k_0 < 1$ ,  $T_1$  и  $T_2$  ( $T_1 < T_2$ ) встановлюються експериментатором вручну за запитом програми.

Параметричні зміни ІХ ЕТ у рамках розробленої моделі вводяться після обчислення відліку  $e_i$ .

Сигнали в основних точках моделі в цілях скорочення об'єму обчислень зберігаються в накопичувачі ПК у вигляді файлів, що допускають використання на багатьох етапах експериментальних досліджень.

Блок-схема алгоритму моделювання ЕТ представлена на рисунку 2.5.

Введення і виведення сигналів здійснюють в шістнадцятирозрядній сітці у форматі Intel, їх представлення в програмі реалізоване у форматі Real, що перетворюється з формату, що вводиться, інтерпретується як Integer, - 2.

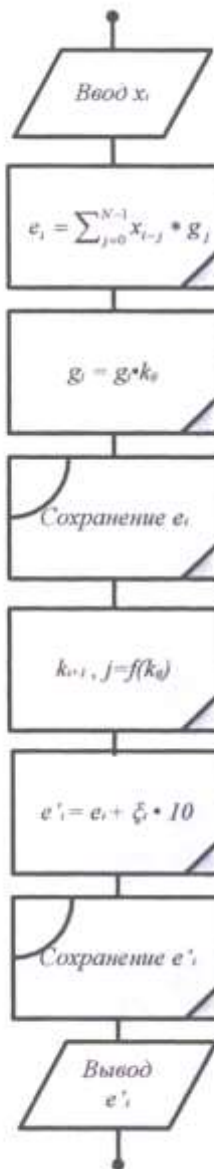


Рисунок 2.5 - Блок-схема алгоритму моделювання ЕТ

#### 2.1.4 Розробка моделі радіоканалу

При моделюванні впливу характеристик радіоканалу на роботу ЕК представляється допустимим абстрагуватися від специфіки формування радіосигналів і поширення радіохвиль і обмежитися представленням радіоканалу у вигляді сукупності кодера і декодера GSM, розділеним ланцюгом, що імітує помилки передачі.

Аналогічно системі кодер - декодер А87.6/13 G.711, в роботі пропонується моделювання системи кодер - декодер GSMc використанням вбудованих засобів редактора Cool Edit 96, а внесення помилок в ущільнений потік із затримкою

вірогідність на рівні біт по логіці що «виключає або», керованій інверсії біта, що забезпечує можливість, по зовнішньому логічному сигналу. Блок-схема алгоритму моделювання радіоканалу приведена на рисунку 2.6.

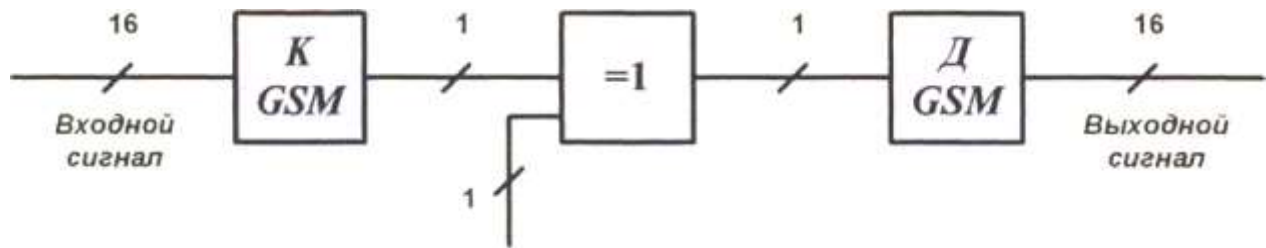


Рисунок 2.6 - Блок-схема алгоритму моделювання радіоканалу

Моделювання процесу поширення сигналу через радіоканал робиться в три етапи:

- 1) Перетворення сигналу у формат GSM встроєними засобами редактора Cool Edit 96 зі збереженням результатів в окремих файлах.
- 2) Внесення помилок в перетворений сигнал.
- 3) Перетворення ураженого помилками сигналу засобами редактора Cool Edit 96 зі збереженням результату в окремому файлі.

2.1.5 Розробка моделей мовних сигналів, сигналів помилки і шумів, використовуваних в процесі досліджень

У рамках представленої моделі досліджень пропонується проведення експериментів на реальних мовних сигналах. В якості основного мовного сигналу пропонується використання відрізка мови, рекомендованого МСЕ-Т для налаштування систем передачі, що використовують предиктивні алгоритми стискування мови [15]. Для забезпечення необхідної точності результатів моделювання використовуються 30 відрізків мовного сигналу, 15 чоловічого і 15 жіночого голосів на росіянинові, англійській і французькій мовах, масштабованих по потужності у відповідність з характеристиками відрізка мови, прийнятого як основний. Такий підхід представляється правомірним, оскільки основний відрізок мови враховує статистику рівнів, активності і пік чинника мовних сигналів в реальних телефонних каналах.

Моделювання і оптимізація характеристик детекторів мови і зустрічної розмови не є метою роботи і не входять в круг завдань, що вирішуються в її

рамках; у цьому світлі представляється допустимим в експериментах, що відносяться до активної мови, видаляти з мовного відрізка паузи замість заморожування процесів обробки (і, зокрема, адаптації ЕК) на час дії пауз.

Помилки передачі модулюються лінійним конгруентним генератором псевдовипадкової послідовності(ПСП)  $x_i$ , що функціонує відповідно до вираження

$$x_i = (A * x_{i-1} + B) \text{ mod } C,$$

$$\text{где } A = 1664525$$

$$B = 32767$$

$$C = 4294967296$$

Період повторення ПСП, що формується використанням генератором, складає  $2^{32}$  відліки.

Генерація ПСП забезпечує рівномірний розподіл величини  $x$  в діапазоні 0 ... 65535.

Формування сигналу помилки  $\eta_i$  заданою вірогідністю  $\rho$  здійснюється порівнянням кожного чергового відліку  $x_i$  з порогом  $\Delta$ .

$$\Delta = 65535 * \rho$$

За принципом

$$\eta_i = \begin{cases} 0, & x_i > \Delta \\ 1, & x_i \leq \Delta \end{cases}$$

При цьому одиничне значення  $\eta_i$  інтерпретируется як помилка і сигнал на виході програми

$$z_i = x_i \text{ XOR } \eta_i, \text{ тобто}$$

$$z_i = x_i, \text{ якщо } \eta_i = 0$$

$$z_i = \bar{x}_i, \text{ якщо } \eta_i = 1$$

Блок-схема алгоритму моделювання ЕТ представлена на рисунку 2.7.

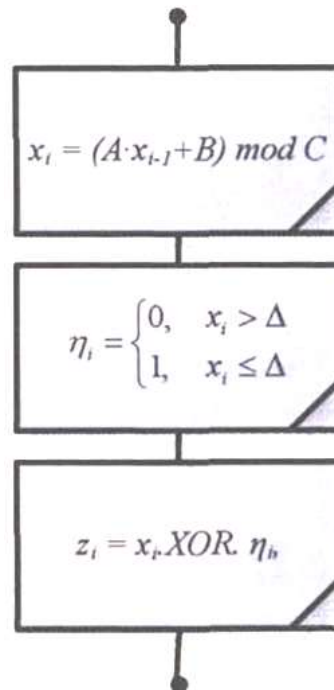


Рисунок 2.7 - Блок-схема алгоритму моделювання ЕТ

Головна вимога, що пред'являється до моделювання шуму, полягає у відсутності кореляційного зв'язку з ПСП, передачі, що імітує помилки, і мовним сигналом.

Враховуючи періодичний характер генерованої ПСП, використання аналогічного механізму генерації шумового процесу не представляється правомірним. З цих позицій в експериментальних дослідженнях використовується апаратно генерований за допомогою генератора Г2-47. Шум оцифрований звуковою платою ПК у форматі Intel, аналогічному формату представлення мовних сигналів. Відрізок шумового сигналу тривалістю 45 секунд рівнем мінус 6 дБ в спектрі 0,3 ... 3,4 кГц записаний в окремий файл; масштабування шуму здійснюється вбудованими засобами редактора CoolEdit96.

## 2.2 Дослідження впливу характеристик сигналів і каналу на властивості збіжності основних алгоритмів ЕК

Результати досліджень поведінки ЕК в різних умовах експлуатації демонструють складний хаотичний характер кривої збіжності ЕК на інтервалах усереднювання, значимих з точки зору психофізичного сприйняття і таких, що визначають дію, що заважає, ехосигналів, проникаючих в зворотний напрям передачі в процесі адаптації. Таке положення диктує необхідність детального

дослідження динаміки загасання, що вноситься ЕК, для ехосигналів, на досить довгих відрізках розмови, що включають як ділянку початкового налаштування (адаптації), так і інтервали можливої дії зовнішніх чинників, що заважають. Мета апроксимації кривої збіжності якими-небудь аналітичними функціями в справжній роботі не ставиться.

У рамках роботи під терміном «інтервал збіжності» використовується значення інтервалу часу з моменту початку адаптації ЕК (обнулення  $h$  - регістра) до моменту досягнення процесом адаптації стану, що забезпечує стабільне значення загасання ехосигналів, з вказівкою значення цього загасання.

### 2.2.1 Дослідження динаміки подавлення ехосигналів ЕК, що функціонує по алгоритму НМНСК у «чистому» каналі

Тут і далі під словосполученням «чистий» канал розуміється канал, для якого справедливо наступне :

- відсутні шуми в тракті передачі ЕК;
- відсутня нелінійність;
- відсутні параметричні дії.

Також в умовах експерименту приймається, що в тракті прийому діє мовний сигнал, а імпульсна характеристика ехотракта лінійна [16].

Схема дослідження динаміки подавлення ехосигналів ЕК, що функціонує по алгоритму НМНСК в «чистому» каналі приведена на рисунку 2.8.

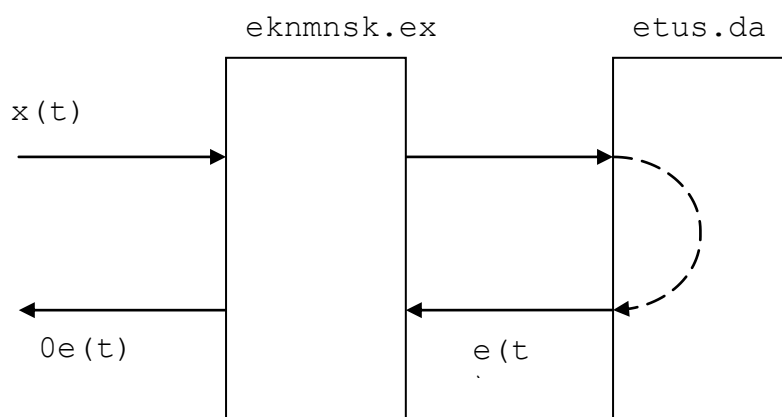


Рисунок 2.8 - Схема дослідження динаміки подавлення ехосигналів ЕК, що функціонує по алгоритму НМНСК в «чистому» каналі



де  $x(t)$  - сигнал на вході ЕК,  
 $e(t)$  - ехосигнал,  
 $oe(t)$  - залишковий ехосигнал.

На рисунку 2.9 приведено представлення імпульсної характеристики ехотракта по трьох відліках.



Рисунок 2.9 - Імпульсна характеристика ехотракта по трьох відліках

При дослідженні впливу характеристик сигналів і каналу на властивості збіжності основних алгоритмів ЕК аналізуються три види потужності :

$P_{ср}$  - рівень середньої потужності, дБм0 на усьому інтервалі аналізу;

$P_{П50мс}$  - рівень потужності, усереднений на інтервалі 50 мс, що відповідає виразному (розбірливому) характеру мови;

$P_{Пик2мс}$  - піковий рівень потужності, усереднений на інтервалі 2 мс, що не задовольняє умові розбірливості складів.

Динаміка подавлення ехосигналів ЕК, що функціонує по алгоритму НМНСК, в «чистому» каналі аналізується на залишковому ехосигналі, файл сигналу  $oe0.pcm$ , параметр адаптації  $\beta$  для сигналу  $oe0.pcm$  складає 0,1.

Результати досліджень дозволяють зробити висновок, що алгоритм сходиться впродовж інтервалу часу протяжністю в одну секунду, ехо пригнічується повністю (на рівні чутності).

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 0...1с складають:  $P_{ср} = -42,2$  дБМО,  $P_{П50мс} = -34,4$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -31,4$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі часу від 1 с складають:  $P_{ср} = -66,8$  дБМО,  $P_{П50мс} = -55,2$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -51,1$  дБМО.

Проаналізуємо динаміку подавлення ехосигналів ЕК, що функціонує по алгоритму НМНСК, в «чистому» каналі на залишковому ехосигналі, файл сигналу `oe0.rst`, при іншому значенні параметра адаптації  $\beta$ ,  $\beta$  складає 0,01.

Алгоритм сходиться значно повільніше, ніж у попередньому випадку, хоча відносно швидко - на тимчасовому інтервалі 2,5с.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 0...2,5с складають:  $P_{cp} = -36,6$  дБМО,  $P_{П150мс} = -27,1$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -24,0$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 2,5...8с складають:  $P_{cp} = -48,8$  дБМО,  $P_{П150мс} = -37,2$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -33,2$  дБМО.

Для інших 29 досліджуваних відрізків мовних сигналів результати експериментів аналогічні.

### 2.2.2 Дослідження впливу характеристик мовного сигналу на збіжність алгоритму НМНСК

На жаль, розглянута ситуація відсутності шуму в тракці передачі ЕК абсолютно нетипова для умов експлуатації, особливо у складі устаткування МТ. Навпаки, рівень цього шуму при експлуатації МТ поза приміщеннями може досягати дуже високих значень.

Відсутність в наявних літературних джерелах даних за характеристиками збіжності ЕК за наявності шуму в тракці передачі зумовило необхідність проведення відповідних досліджень [17].

Дослідження проведені з використанням розроблених моделей.

Як вхідні використовувалися реальні мовні сигнали; усі ілюстрації наводяться для відрізка мови, рекомендованого МСЕ-Т для цілей налаштування систем предиктивного ущільнення мовних каналів - файл `speech.in`.

Як файли шумового сигналу використовувався файл шуму, апаратно згенерованого генератором Г2-47 і оцифрованого за допомогою звукової карти ПК. Файли мають наступні рівні потужності (таблиця 2.1), забезпечені масштабуванням початкового шумового файлу, що має рівень мінус 12 дБМО.

Таблиця 2.1 - Рівні потужності шумового файлу

shum10.pcm	мінус 28	дБМО
shum15.pcm	мінус 33	дБМО
shum20.pcm	мінус 38	дБМО
shum25.pcm	мінус 43	дБМО
shum30.pcm	мінус 48	дБМО
shum35.pcm	мінус 53	дБМО
shum40.pcm	мінус 59	дБМО

Пік-фактор шуму не перевищує 5 дБ. Характеристики шумових файлів зведені в таблицю 2.2.

Таблиця 2.2 - Характеристики шумових файлів

	0 ... 2с			2 ... 17с		
	середнє	50 мс	2 мс	середнє	50 мс	2 мс
shum10.pcm	-28,06	-27,11	-23,07	-28,11	-27,15	-22,82
shum15.pcm	-32,96	-32,01	-27,97	-33,01	-32,05	-27,72
shum20.pcm	-37,85	-36,91	-32,87	-37,91	-36,95	-32,62
shum25.pcm	-42,86	-41,91	-37,87	-42,91	-41,94	-37,62
shum30.pcm	-48,19	-47,24	-43,21	-48,24	-47,28	-42,95
shum35.pcm	-53,52	-52,58	-48,53	-53,56	-52,61	-48,28

Схема дослідження впливу характеристик мовного сигналу на збіжність алгоритму НМНСК приведена на рисунку 2.10.

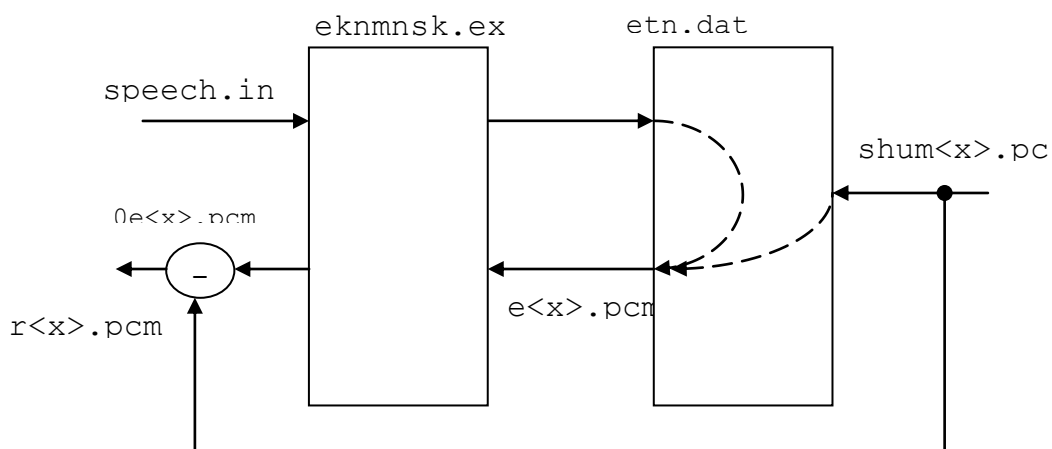


Рисунок 2.10 - Схема дослідження впливу характеристик мовного сигналу на збіжність алгоритму НМНСК

де  $\langle x \rangle$  характеризує рівень шуму (- 10...- 40 дБМО, як наведено в таблиці вище),

speech.in - сигнал на вході ЕК

$e\langle x \rangle$ - ехосигнал,

$oe\langle x \rangle$  - залишковий ехосигнал,

$r\langle x \rangle$  -неподавлене ехо.

Вид залишкового ехосигналу `oe10.pcm` при рівні шумового сигналу - 10 дБМО, отриманого в ході проведеного експерименту, приведений на рисунку 2.11.

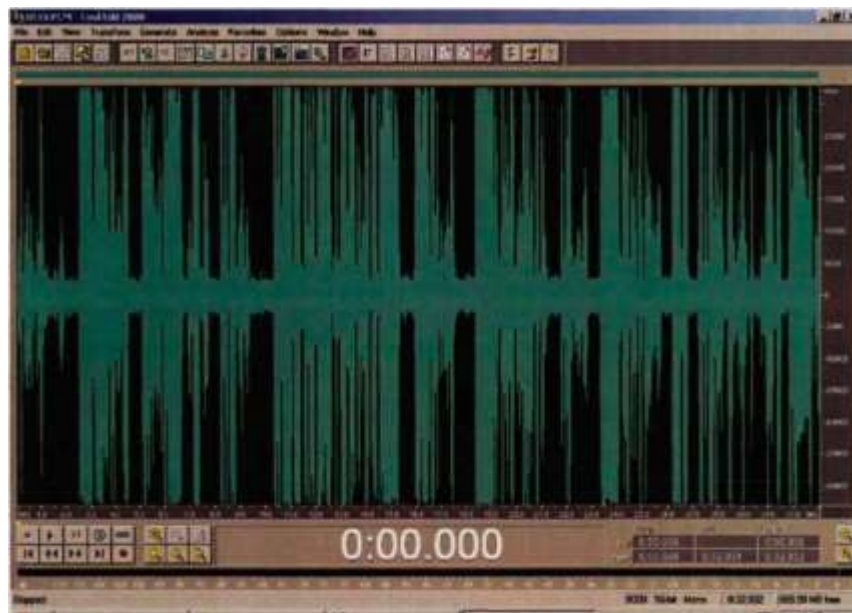


Рисунок 2.11 - Вид залишкового ехосигналу -10дБ

Проаналізуємо впливи характеристик мовного сигналу на збіжність алгоритму НМНСК на сигналі непригніченого еха для різних рівнів шуму.

Для файлу `r10.pcm` яскраво виражені значні перевантаження на усьому інтервалі аналізу.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу `r10.pcm` складають:

$$P_{\text{ср}} = - 7,95 \text{ дБМО}, P_{\text{П50мс}} = - 0,93 \text{ дБМО}, P_{\text{Пик2мс}} = + 1,14 \text{ дБМО}.$$

Для файлу `r15.pcm` відзначається сходження алгоритму на тимчасовому інтервалі 0...2с, потім алгоритм розходиться з виникненням значних перевантажень.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу `r15.pcm` на інтервалі 0...2с складають:  $P_{\text{ср}} = - 20,97 \text{ дБМО}$ ,  $P_{\text{ср}} = - 10,26 \text{ дБМО}$ ,  $P_{\text{Пик2мс}} = - 7,82 \text{ дБМО}$ .

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу r15.pcm на інтервалі від 2с складають:  $P_{cp} = - 11,07$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 0,78$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = + 0,72$  дБМО.

Для файлу r20.pcm відзначається сходження алгоритму на тимчасовому інтервалі 0...2с, потім алгоритм розходиться з виникненням перевантажень, менш значних, ніж у попередньому випадку.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу r20.pcm на інтервалі 0...2с складають:  $P_{cp} = - 25,6$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 14,94$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 12,39$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу r20.pcm на інтервалі від 2с складають:  $P_{cp} = - 15,17$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 0,97$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = + 0,3$  дБМО.

Для файлу r25.pcm відзначається сходження алгоритму на тимчасовому інтервалі 0...2с, потім алгоритм розходиться з виникненням перевантажень, менш значних, ніж у попередньому випадку.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу r25.pcm на інтервалі 0...2с складають:  $P_{cp} = - 30,13$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 19,5$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 16,549$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу r25.pcm на інтервалі від 2с складають:  $P_{cp} = - 20,13$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 3,96$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 1,54$  дБМО.

Для файлу r30.pcm відзначається сходження алгоритму на тимчасовому інтервалі 0...2с, потім алгоритм розходиться без перевантажень.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу r30.pcm на інтервалі 0...2с складають:  $P_{cp} = - 34,19$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 23,63$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 20,19$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу r30.pcm на інтервалі від 2с складають:  $P_{cp} = - 25,48$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 1,28$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 6,19$  дБМО.

Для файлу r35.pcm відзначається сходження алгоритму на тимчасовому інтервалі 0...2с, потім алгоритм розходиться в ступені, що ще мів, ніж у попередньому випадку.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу r35.pcm на інтервалі 0...2с складають:  $P_{cp} = - 37,11$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 26,22$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 22,76$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу r35.pcm на інтервалі від 2с складають:  $P_{cp} = - 30,84$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 14,64$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 11,56$  дБМО.

Залежності середнього і пікового рівнів потужності від рівнів потужності шуму в тракці передачі ЕК за результатами проведеного експерименту приведені на рисунку 2.12.

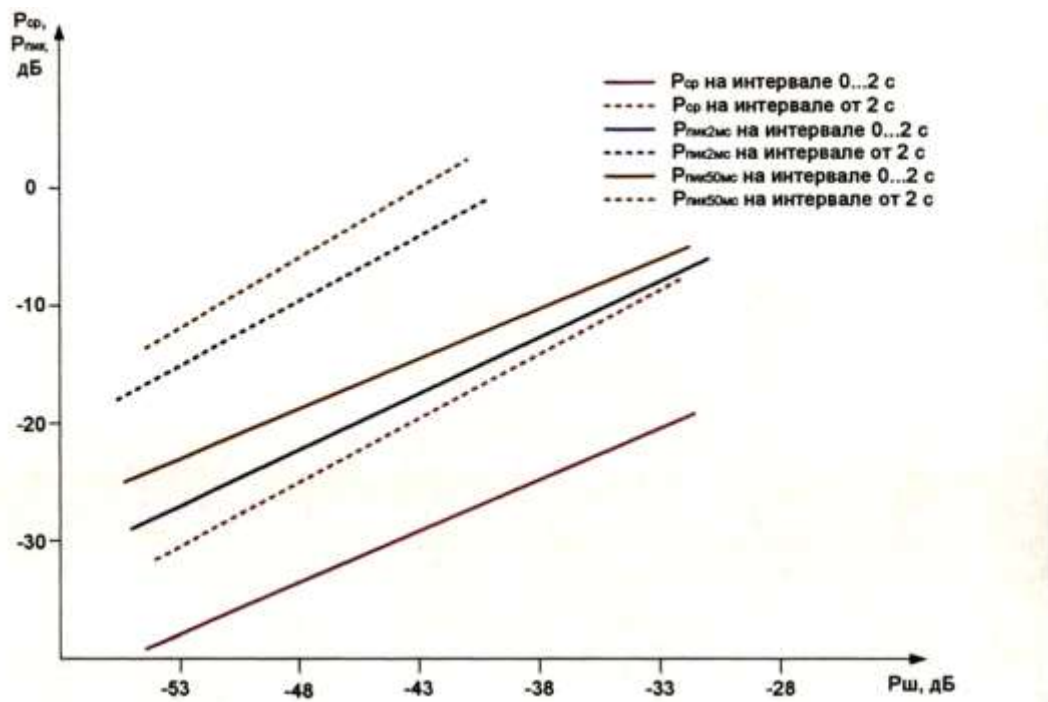


Рисунок 2.12 - Залежності середнього і пікового рівнів потужності від рівнів потужності шуму в тракці передачі ЕК

Для інших 29 досліджуваних відрізків мовних сигналів результати експериментів аналогічні.

Висновки:

1. Алгоритм НМНСК надзвичайно чутливий до наявності пауз в сигналі тракту прийому при дії шуму в тракці передачі. Паузи тривалістю 0,3 ... 0,5 з (типові для мови) здатні привести ЕК до значних перевантажень, що мають безповоротний характер.

2. ЕК, що експлуатується в умовах МТ систем мобільного зв'язку, повинен оснащуватися не стільки детектором зустрічної розмови, скільки детектором мови тракту прийому. За наявності пауз в мовному сигналі тракту прийому (чи при  $P_{пм} < P_{пд}$ ) процес адаптації повинен зупинятися на увесь час пауз.

### 2.2.3 Дослідження впливу шуму на характеристики збіжності кореляційного алгоритму адаптації ЕК

Відомо, що в каналах мобільного зв'язку ехосигнал відзначається абонентами як головний чинник, що заважає, навіть на тлі шуму рівної середньої потужності. Такий стан речей зазвичай має місце в реальних каналах з підвищеним рівнем шуму при використанні для подавлення ехосигналів ЕК, найменших квадратів (НМНСК, РМНК), що адаптуються по алгоритмах.

Результати дослідження причин і кількісних характеристик цього явища, приведені в попередніх розділах, дають основу для висновку про неусувний його характер і недостатність алгоритмів адаптації, заснованих на методі найменших квадратів, для забезпечення якісного компенсаційного подавлення ехосигналів в каналах мобільного зв'язку.

Для подолання ситуації, що склалася, пропонується використання кореляційного алгоритму адаптації.

Широкому використанню кореляційного алгоритму адаптації на мережах зв'язку перешкоджають дві проблеми.

Одна з них полягає в надмірній складності реалізації ЕПП, що функціонують відповідно до кореляційного алгоритму, пов'язаної з нелінійним характером залежності об'єму устаткування і об'єму обчислень від довжини (порядку) трансверсального фільтру.

Друга проблема полягає в невисокій швидкості збіжності алгоритму на характерних для реальних ехотрактів порядках трансверсального фільтру, що досягають 512 при допустимому значенні часі кінцевої затримки, рівному 64 мс.

У роботі пропонується використання властивості зосередженості імпульсної характеристики сучасних ехотрактів в діапазоні 5 - 7 значимих відліків для зниження порядку трансверсального фільтру до 8. Локалізацію значимої ділянки імпульсної характеристики ехотракта пропонується здійснити з допомогою ЕК, що адаптується по алгоритму НМНСК, що найшвидше сходиться, властивості якого детально досліджені в попередніх розділах. Крім того, значне скорочення об'ємів обчислень (обчислювальній складності)

кореляційного алгоритму може бути досягнуте використанням компактної реалізації, описаної в [10].

Наступні розділи глави присвячені дослідженню властивостей кореляційного алгоритму адаптації ЕК; дослідження проводяться на фільтрі 8-го порядку. Головною метою досліджень є дослідження можливостей забезпечення повноцінного подавлення ехосигналів на тлі рівних по потужності шумів прийнятними з точки зору практичної реалізації засобами.

Дослідження проводяться на спеціально розробленій моделі, описаній в розділі 2.1.1, на тих же відрізках мовного сигналу і шуму, що і дослідження властивостей алгоритму НМНСК і в тих же умовах розкиду загасання ехотрактів. Схема експерименту представлена на рисунку 2.13.

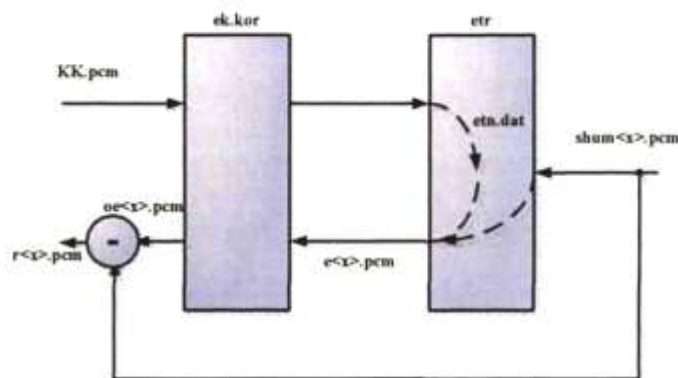


Рисунок 2.13 - Схема дослідження впливу шуму на характеристики збіжності кореляційного алгоритму адаптації ЕК

Позначення аналогічні приведеним раніше, при цьому позначення  $\langle x \rangle$  відповідає значенню рівня шуму, причому при значенні  $x$ , що становить 10, шум по рівню перевищує ехосигнал.

Аналіз результатів експерименту показує, що для файлу `oe10.pcm` ехосигнал в шумі практично не чутний, що головним, що заважає чинник являється шум, а не ехосигнал. Потужнісні характеристики сигналу на аналізованому інтервалі складають:  $P_{cp} = -27,31$  дБМО,  $P_{П50мс} = -18,72$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -13,31$  дБМО.

Сигнал файлу `r10.pcm` має рівень нижче в порівнянні з НМНСК (на 8 ... 9 дБ). Інтервал збіжності складає приблизно 1 с. Потужнісні характеристики сигналу на аналізованому інтервалі складають:  $P_{cp} = -35$  дБМО,  $P_{П50мс} = -19,23$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -13,65$  дБМО.



Для файлу oe20.pcm потужнісні характеристики сигналу на аналізованому інтервалі складають:  $P_{cp} = - 37,1$  дБМО,  $P_{П50мс} = - 28,52$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 23,12$  дБМО.

Для файлу г20.pcm потужнісні характеристики сигналу на аналізованому інтервалі складають:  $P_{cp} = - 44,77$  дБМО,  $P_{П50мс} = - 29,03$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 23,46$  дБМО.

Вид залишкового ехосигналу oe10.pcm, отриманого в ході проведеного експерименту, приведений на рисунку 2.14.



Рисунок 2.14 - Вид залишкового ехосигналу oe10.pcm

Висновки:

1. Кореляційний алгоритм при усереднюванні по 256 відлікам при  $\rho=5$  забезпечує таке подавлення ехосигналу, що його середній рівень виявляється нижче середнього рівня шуму, діючого в тракці передачі ЕК, на 8 ... 9 дБ.

2. Перевага в ступені подавлення ехосигналу у присутності шуму по відношенню до алгоритму НМНСК складає також 8 ... 9 дБ.

Аналіз розгляду процесу в динаміці дає наступні результати.

Для файлу г10.pcm.

Потужнісні характеристики аналізованого г10.pcm сигналу на інтервалі 0. .2с складають:  $P_{cp} = - 14,72$  дБМО,  $P_{П50мс} = - 2,8$  дБМО,  $P_{пик2мс} = + 0,25$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу г10.pcm на інтервалі 2 ... 17с складають:  $P_{cp} = - 34,33$  дБМО,  $P_{П50мс} = - 19,23$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 13,65$  дБМО.

Для файлу r20.pcm.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу r20.pcm на інтервалі 0. .2с складають:  $P_{cp} = - 22,63$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 9,24$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 5,02$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу r20.pcm на інтервалі 2 ... 17с складають:  $P_{cp} = - 44,05$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 29,03$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 23,46$  дБМО

Для інших 29 досліджуваних відрізків мовних сигналів результати експериментів аналогічні.

#### Висновок:

На ділянках без різких викидів кореляційний алгоритм забезпечує за рахунок інерційності більш високу міру подавлення (на 1 ... 3 дБ) в порівнянні з алгоритмом НМНСК.

#### 2.2.4 Дослідження і оптимізація впливу параметра $\rho$ на збіжність кореляційного алгоритму адаптації ЕК в різних шумових умовах

Схема дослідження і оптимізація впливу параметра  $\rho$  на збіжність кореляційного алгоритму адаптації ЕК в різних шумових умовах приведена на рисунку 2.15.

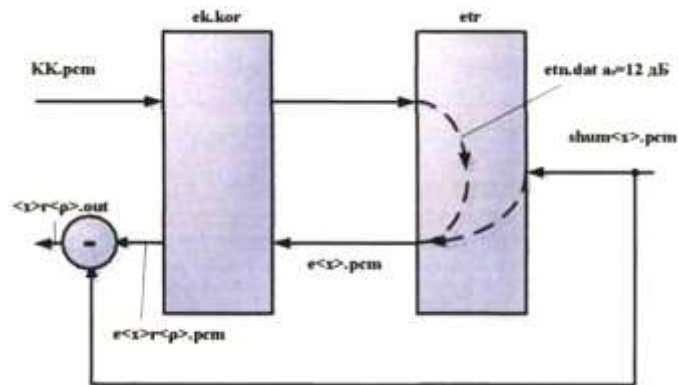


Рисунок 2.15 - Схема дослідження впливу шуму на характеристики збіжності кореляційного алгоритму адаптації ЕК

Позначення аналогічні приведеним раніше, при цьому позначення  $\langle x \rangle$  відповідає значенню рівня шуму,  $\langle \rho \rangle$  відповідає значенню параметра адаптації  $\rho$ .

У даному експерименті використовувався шумовий файл з рівнем шуму  $P_{ш} = - 28$  дБ (файл shum10.pcm).

Результати експерименту зведені в таблицю 2.3.

Таблиця 2.3 - Експеримент з рівнем шуму - 28 дБ

$\rho$	$T_{сх}$	$P_{ср}$	$P_{п50мс}$	$P_{пик2мс}$
		0... $T_{сх}/T_{сх}$ далі	0... $T_{сх}/T_{сх}$ далі	0 ... $T_{сх}/T_{сх}$ далі
1	$\rightarrow 0$	- 18,46	-2,34	+ 0,27
5	1 ... 1,8 с	- 35/- 39	- 19,23/-21,07	- 13,65/- 16,31
10	2 ... 2,2с	-36,88/-43	-20,25/-28,05	- 13,43/-24,63
50	3,5 ... 5 с	-38,77 /-44,73	-20,77/-30,87	- 17,23/-26,26
100	$\sim 8$ с	- 40,42 / - 42,79	-26,07/-33,03	-22,41 /-27,52

Далі в експерименті використовувався шумовий файл з рівнем шуму  $P_{ш} = - 38$  дБ (файл shum20.pcm).

Результати експерименту зведені в таблицю 2.4.

Таблиця 2.4 - Експеримент з рівнем шуму - 38 дБ

$\rho$	$T_{сх}$	середнє	50 мс	2 мс
		0... $T_{сх}/T_{сх}$ далі	0... $T_{сх}/T_{сх}$ далі	0 ... $T_{сх}/T_{сх}$ далі
1	$\rightarrow 0$	-26,08/-13,11	-6,36/- 17,09	-0,73/-11,3
5	1,1 с	-44/-49,91	-29,03/-30,87	-23,46/-26,11
10	2,05 с	-46,67/-52,82	-30,06/-37,85	-23,24/- 34,42
50	5с	- 48,68 / - 53,19	-34,02/-37,14	- 27,46 / - 32,95
100	$\sim 8$ с	-49,52/-49,52	- 37,68/-38,94	- 34/- 34,6

Вид ехосигналу e20.pcm, отриманого в ході проведеного експерименту, приведений на рисунку 2.16.



Рисунок 2.16 - Вид ехосигналу e20.pcm

Для інших 29 досліджуваних відрізків мовних сигналів результати експериментів аналогічні.

Висновки:

1. Вибір параметра  $\rho$  в діапазоні 5 ... 10 забезпечує прийнятні з точки зору досяжної якості телефонної передачі характеристики ЕК — швидкість і динаміку збіжності.

2. Для забезпечення непомітного характеру ехосигналів на тлі шуму інтервал усереднювання при обчисленні кореляції має бути збільшений до 512 при вибраній швидкості збіжності (параметр  $\rho = 5 \dots 10$ ).

Для перевірки проведемо усереднювання на 512 відліках.

Для файлу oe10.pcm ехосигнал на тлі шуму практично не чутний.

Для файлу r10.pcm - сигнал має середній рівень на 14 дБ нижче рівня шуму (- 39 дБ).

2.2.5 Дослідження збіжності кореляційного алгоритму адаптації ЕК у відсутності ехосигналу

Схема дослідження збіжності кореляційного алгоритму адаптації ЕК у відсутності ехосигналу приведена на рисунку 2.32.

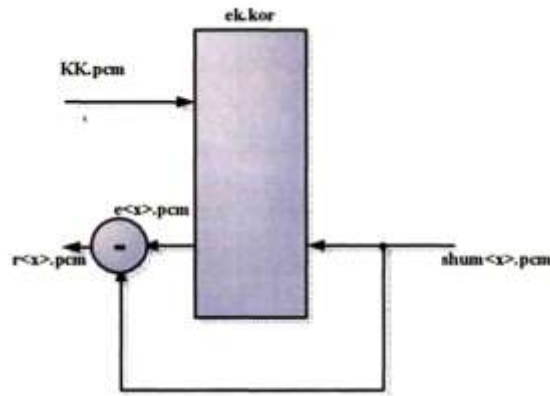


Рисунок 2.17 - Схема дослідження збіжності кореляційного алгоритма адаптації ЕК у відсутності ехосигналу

Позначення аналогічні приведеним раніше, при цьому позначення  $\langle x \rangle$  відповідає значенню рівня шуму.

Проведемо аналіз результатів експерименту.

Для файлу e10.pcm:

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу e10.pcm на інтервалі 0...3с складають:  $P_{cp} = -16,98$  дБМО,  $P_{П50мс} = -4,65$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -1,06$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу e10.pcm на інтервалі 3 ... 18с складають:  $P_{cp} = -27,55$  дБМО,  $P_{П50мс} = -19,56$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -13,18$  дБМО.

Для файлу r10.pcm:

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу r10.pcm на інтервалі 0. .3с складають:  $P_{cp} = -17,31$  дБМО,  $P_{П50мс} = -4,65$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -0,86$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізуємо ого сигналу r10.pcm на інтервалі 3 ... 18с складають:  $P_{cp} = -36,67$  дБМО,  $P_{П50мс} = -20,25$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -13,34$  дБМО.

Для файлу e20.pcm:

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу e20.pcm на інтервалі 0...3с складають:  $P_{cp} = -25,96$  дБМО,  $P_{П50мс} = -12,33$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -8,19$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу e20.pcm на інтервалі 3 ... 18с складають:  $P_{cp} = -37,36$  дБМО,  $P_{П50мс} = -19,37$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -22,98$  дБМО.

Для файлу r20.pcm:

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу r20.pcm на інтервалі 0. .3с складають:  $P_{cp} = -26,23$  дБМО,  $P_{П50мс} = -12,34$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -8,27$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу r20.pcm на інтервалі 3 ... 18с складають:  $P_{cp} = - 46,47$  дБМО,  $P_{П50мс} = - 30,06$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 23,24$  дБМО.

Для файлу e30.pcm:

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу e30.pcm на інтервалі 0...3с складають:  $P_{cp} = - 36,26$  дБМО,  $P_{П50мс} = - 22,26$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 18,52$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу e30.pcm на інтервалі 3 ... 18с складають:  $P_{cp} = - 47,71$  дБМО,  $P_{П50мс} = - 39,7$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 33,31$  дБМО.

Для файлу r30.pcm:

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу r30.pcm на інтервалі 0...3с складають:  $P_{cp} = - 36,61$  дБМО,  $P_{П50мс} = - 22,67$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 18,6$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу r30.pcm на інтервалі 3 ... 18с складають:  $P_{cp} = - 56,82$  дБМО,  $P_{П50мс} = - 40,39$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 33,56$  дБМО.

Для файлу e40.pcm:

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу e40.pcm на інтервалі 0. .3с складають:  $P_{cp} = - 46,98$  дБМО,  $P_{П50мс} = - 33,38$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 29,24$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу e40.pcm на інтервалі 3 ... 18с складають:  $P_{cp} = - 58,46$  дБМО,  $P_{П50мс} = - 50,05$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 43,6$  дБМО.

Для файлу r40.pcm:

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу r40.pcm на інтервалі 0. .3с складають:  $P_{cp} = - 47,24$  дБМО,  $P_{П50мс} = - 33,39$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 29,32$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу r40.pcm на інтервалі 3 ... 18с складають:  $P_{cp} = - 67,49$  дБМО,  $P_{П50мс} = - 50,68$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 43,86$  дБМО.

Залежності середнього і пікового рівнів потужності від рівнів потужності шуму в тракці передачі ЕК за результатами проведеного експерименту приведені на рисунку 2.18.

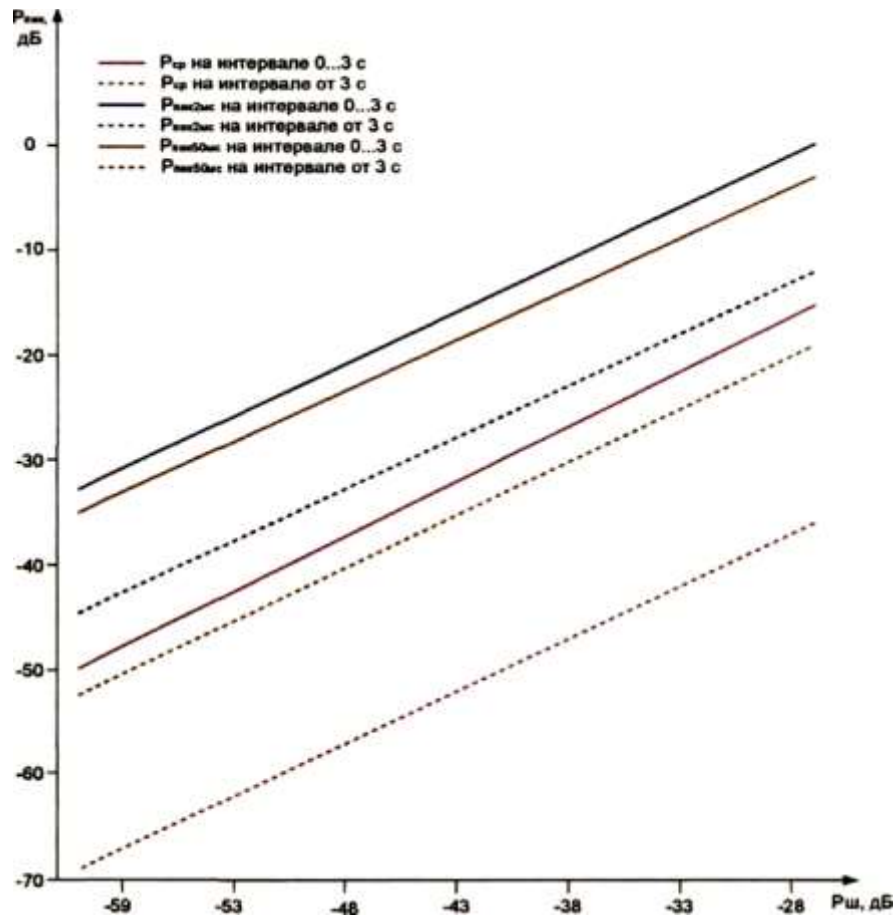


Рисунок 2.18 - Залежності середнього і пікового рівнів потужності від рівнів потужності шуму в тракці передачі ЕК

Для інших 29 досліджуваних відрізків мовних сигналів результати експериментів аналогічні.

Висновок:

Використання кореляційного алгоритму адаптації ЕК забезпечує можливість зниження дії залишкового ехосигналу, що заважає, до незначимого рівня по відношенню до рівня шуму, діючого в тракці передачі. У відсутності реального ехосигналу за наявності шуму в тракці передачі ЕК, що функціонує по кореляційному алгоритму адаптації, не створює ехосигналу з рівнем, помітним на тлі шуму, при  $N = 512$ . Середній рівень ехосигналу, що створюється ЕК при  $N = 256$  нижче середнього рівня шуму, діючого в тракці передачі, на 9 ... 11 дБ.

2.2.6 Дослідження впливу інтерполяційної обробки на характеристики збіжності кореляційного алгоритму адаптації ЕК

Відсутність однозначного лінійного зв'язку між сигналами на вході і виході систем інтерполяційного стискування мовних сигналів, має бути (і

являється) чинником, що дестабілізує роботу компенсаційного механізму подавлення ехосигналів і проявляється як при використанні алгоритму НМНСК, так і при використанні кореляційного алгоритму. Справжній розділ присвячений дослідженню впливу інтерполяційної обробки на характеристики його збіжності.

Схема дослідження впливу інтерполяційної обробки на характеристики збіжності кореляційного алгоритму адаптації ЕК приведена на рисунку 2.19.

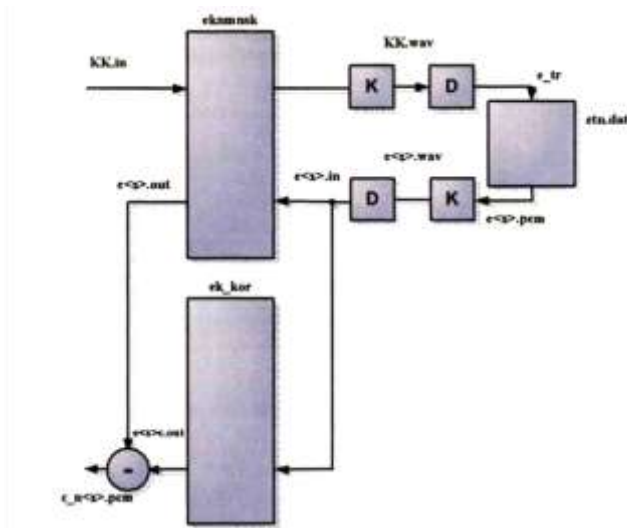


Рисунок 2.19 - Схема дослідження впливу інтерполяційної обробки на характеристики збіжності кореляційного алгоритму адаптації ЕК

Дослідження проведені паралельно для обох досліджуваних алгоритмів адаптації з метою зіставлення результатів.

Результати експерименту при значенні параметра адаптації  $\beta = 0,01$  і значенні параметра адаптації  $\rho = 10$  приведені нижче.

Для файлу e12.out потужнісні характеристики сигналу на аналізованому інтервалі складають:  $P_{cp} = -41,19$  дБМО,  $P_{п50мс} = -27,78$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -23,71$  дБМО.

Для файлу e12c.out потужнісні характеристики сигналу на аналізованому інтервалі складають:  $P_{cp} = -41,77$  дБМО,  $P_{п50мс} = -27,22$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -23,38$  дБМО.

Для файлу e\_n12c.out потужнісні характеристики сигналу на аналізованому інтервалі складають:  $P_{cp} = -47,91$  дБМО,  $P_{п50мс} = -33,46$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -28,58$  дБМО.

Для файлу e18.out потужнісні характеристики сигналу на аналізованому інтервалі складають:  $P_{cp} = -47,08$  дБМО,  $P_{п50мс} = -33,68$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -29,47$  дБМО.



Для файлу e18c.out потужностні характеристики сигналу на аналізованому інтервалі складають:  $P_{cp} = -47,61$  дБМО,  $P_{п50мс} = -33,27$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -28,38$  дБМО.

Для файлу c\_n18.out потужностні характеристики сигналу на аналізованому інтервалі складають:  $P_{cp} = -53,58$  дБМО,  $P_{п50мс} = -39,52$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -34,8$  дБМО.

Для файлу e24.out потужностні характеристики сигналу на аналізованому інтервалі складають:  $P_{cp} = -52,25$  дБМО,  $P_{п50мс} = -39,09$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -35,29$  дБМО.

Для файлу e24c.out потужностні характеристики сигналу на аналізованому інтервалі складають:  $P_{cp} = -52,39$  дБМО,  $P_{п50мс} = -39,12$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -34,85$  дБМО.

Для файлу c\_n24.out потужностні характеристики сигналу на аналізованому інтервалі складають:  $P_{cp} = -58,62$  дБМО,  $P_{п50мс} = -44,42$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -40,96$  дБМО.

Вид ехосигналу e24.pcm, отриманого в ході проведеного експерименту, приведений на рисунку 2.20.



Рисунок 2.20 - Вид ехосигналу e24.pcm

Схема експерименту для зміни загального загасання ехосигналу приведена на рисунку 2.21

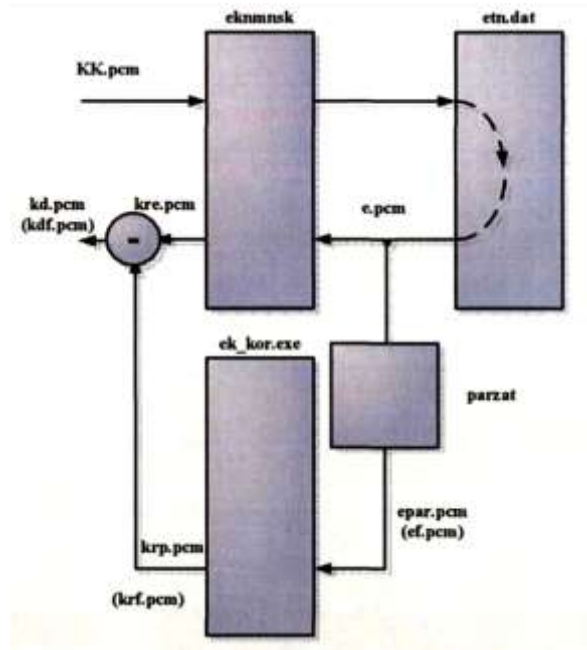


Рисунок 2.21 - Схема дослідження для зміни загального загасання ехосигналу

Де позначення *parzat* відповідає програмі, що імітує параметричну дію в ехотракте відповідно до моделі загальної зміни загасання сигналів в ЕТ, *e.pcm* - файл ехосигналу без параметричної дії, *erar.pcm* - ехосигналу, схильний до параметричної дії, *KK.pcm* - сигнал на вході ЕК, *kre.pcm* - залишковий ехосигнал, *kr.pcm* - непригнічений ехосигнал, *d.pcm* - різностний ехосигнал. Для другого виду дії, тривалість якої відповідає довжині інтервалу збіжності *ef.pcm* - ехосигнал, схильний до параметричної дії, *rf.pcm* - непригнічений ехосигнал, *df.pcm* - різністний ехосигнал.

Результати дослідження зміни загального загасання ехосигналу (перший вид дії).

Для файлу *kre.pcm*.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу *kre.pcm* на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = - 48,95$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 39,07$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 34,85$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу *kre.pcm* на інтервалі 1 ... 10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 65,77$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 45,79$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 42,32$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу *kre.pcm* на інтервалі 1 ... 17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 81,27$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 69,3$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 63,78$  дБМО.

Для файлу kgr.pcm.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kgr.pcm на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = -65,76$  дБМО,  $P_{п50мс} = -55,99$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -51,87$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kgr.pcm на інтервалі 1 ... 10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -63,82$  дБМО,  $P_{п50мс} = -50,81$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -43,58$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kgr.pcm на інтервалі 1 ... 17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -62,26$  дБМО,  $P_{п50мс} = -51,08$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -45,62$  дБМО.

Для файлу kdr.pcm (різницевий сигнал).

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kdr.pcm на інтервалі 0...1с (до початку параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -50,12$  дБМО,  $P_{п50мс} = -40,38$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -36,15$  дБМО.

Потужнісні параметричні характеристики аналізованого сигналу kdr.pcm на інтервалі 1 ... 10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -63,23$  дБМО,  $P_{п50мс} = -48,32$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -44,06$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kdr.pcm на інтервалі 1...17с (після дії) складають:  $P_{cp} = -67,5$  дБМО,  $P_{п50мс} = -51,1$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -45,6$  дБМО.

Вид ехосигналу kre.pcm, отриманого в ході проведеного експерименту, приведений на рисунку 2.22.



Рисунок 2.22 - Вид ехосигналу kre.pcm

В результаті аналізу проведеного експерименту можливо зробити висновок, що під час дії різниця звичайного і схильного до параметричної дії сигналів дуже значна.

Після завершення параметричної дії ЕК необхідно деякий час для адаптації до режиму імпульсної характеристики ехотракта, що встановився.

Отримані результати демонструють здатність алгоритму адаптуватися до параметричних дій, що мають низьку швидкість (час дії більше інтервалу збіжності).

Результати дослідження зміни загального загасання ехосигналу (другий вид дії).

Для файлу kre.pcm.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kre.pcm на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp}=-48,95$  дБМО,  $P_{п50мс}=-39,07$  дБМО,  $P_{пик2мс}=-34,85$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kre.pcm на інтервалі 1... 10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 65,77$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 45,79$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 42,32$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kre.pcm на інтервалі 1... 17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 81,27$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 69,3$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 63,78$  дБМО.

Для файлу krf.pcm.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу krf.pcm на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = - 65,11$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 46,23$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 41,98$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу krf.pcm на інтервалі 1... 10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 74,19$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 54,45$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 50,18$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу krf.pcm на інтервалі 1... 17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 61,62$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 45,17$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 39,72$  дБМО.

Для файлу kdf.pcm (різницевий сигнал).

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kdf.pcm на інтервалі 0...1с(до початку дії) складають:  $P_{cp} = - 53,58$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 43,99$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 39,81$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kdf.pcm на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 70,58$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 50,65$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 47,19$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kdf.pcm на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 61,68$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 45,19$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 39,74$  дБМО.

В результаті аналізу отриманих результатів можливо зробити висновок, що реакцію ЕК можна представити відрізком ехосигналу з тривалістю, що відповідає часу адаптації і ще одним відрізком ехосигналу при відновленні імпульсної характеристики.

Проведемо аналогічні дослідження при зміні тільки однієї точки відображення.

Результати дослідження зміни загального загасання ехосигналу (перший вид дії).

Для файлу kge.pcm.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kge.pcm на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = - 48,95$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 39,07$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 34,85$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kge.pcm на інтервалі 1... 10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -65,77$  дБМО,  $P_{п50мс} = -45,79$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 42,32$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kge.pcm на інтервалі 1... 17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 81,27$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 69,3$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 63,78$  дБМО.

Для файлу kgr.pcm.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kgr.pcm на інтервалі 0... 1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = -49,6$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 9,74$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 35,83$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kgr.pcm на інтервалі 1... 10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 62,8$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 48,71$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 42,57$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kgr.pcm на інтервалі 1... 17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 67,26$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 51,16$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 45,72$  дБМО.

Для файлу kdr.pcm(різницевий сигнал).

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kdr.pcm на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = - 50,77$ дБМО,  $P_{п50мс} = - 41,08$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 36,85$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kdr.pcm на інтервалі 1 ... 10 с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 63,61$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 48,94$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 44,68$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kdr.pcm на інтервалі 1 ... 17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 67,77$  дБМО,  $P_{п50мс} = -51,31$ БМО,  $P_{Пик2мс} = - 45,89$  дБМО.

Результати дослідження зміни загального загасання ехосигналу (другий вид дії).

Для файлу kge.pcm.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kge.pcm на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = - 48,95$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 39,07$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 34,85$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kge.pcm на інтервалі 1 ... 10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 65,77$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 45,79$ дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 42,32$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kge.pcm на інтервалі 1 ... 17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -81,27$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 69,3$ дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 63,78$  дБМО.

Для файлу krf.pcm.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу krf.pcm на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = - 50,06$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 40,82$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 36,94$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу krf.pcm на інтервалі 1 ... 10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 67,74$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 47,63$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 43,88$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу krf.pcm на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 61,57$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 45,15$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 39,72$  дБМО.

Для файлу kdf.pcm(різницевий сигнал).

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kdf.pcm на інтервалі 0... 1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = - 56,02$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 46,3$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 42,05$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kdf.pcm на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 74,13$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 54,09$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 49,92$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kdf.pcm на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 67,76$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 45,24$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 39,8$  дБМО.

Вид ехосигналу kre.pcm, отриманого в ході проведеного експерименту, приведений на рисунку 2.23.



Рисунок 2.23 - Вид ехосигналу kre.pcm

Проведемо аналогічні дослідження при «перетіканні» точки відображення.

Результати дослідження зміни загального загасання ехосигналу (перший вид дії).

Для файлу kre.pcm.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kre.pcm на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = - 48,95$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 39,07$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 34,85$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kre.pcm на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 65,77$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 45,79$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 42,32$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kre.pcm на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 81,27$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 69,3$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 63,78$  дБМО.

Для файлу kgr.pcm.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kgr.pcm на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = - 49,66$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 39,79$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 35,88$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kgr.pcm на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 61,64$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 47,34$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 43,96$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kgr.pcm на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 66,43$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 49,22$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 43,46$  дБМО.

Для файлу kdr.pcm (різницевий сигнал).

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kdr.pcm на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = - 50,75$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 41,06$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 36,82$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kdr.pcm на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 62,48$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 51,29$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 46,32$  дБМО.



Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kdr.pcm на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 66,56$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 49,19$ дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 43,42$  дБМО.

Результати дослідження зміни загального загасання ехосигналу (другий вид дії).

Для файлу kre.pcm.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kre.pcm на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = - 48,95$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 39,07$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 34,85$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kre.pcm на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 65,77$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 45,79$ дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 42,32$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kre.pcm на інтервалі 1...17с(після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 81,27$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 69,3$ дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 63,78$  дБМО.

Для файлу krf.pcm.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу krf.pcm на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = - 50,07$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 40,82$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 36,94$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу krf.pcm на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 67,75$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 47,64$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 43,89$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу krf.pcm на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 60,3$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 43,08$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 37,37$  дБМО.

Для файлу kdf.pcm(різницевий сигнал).

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kdf.pcm на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = -56,04$  дБМО,  $P_{п50мс} = -46,27$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 42,03$  дБМО

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kdf.pcm на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 72,68$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 52,76$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 49,46$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу kdf.pcm на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 60,33$  дБМО,  $P_{п50мс} = - 43,07$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 37,35$  дБМО.

Вид ехосигналу kre.pcm, отриманого в ході проведеного експерименту, приведений на рисунку 2.24.



Рисунок 2.24 - Вид ехосигналу kre.pcm

Для інших 29 досліджуваних відрізків мовних сигналів результати експериментів аналогічні.

### 2.3 Розробка архітектури комбінованого ЕК

Архітектура комбінованого ЕК, як було вказано раніше, повинна включати елементи підтримки механізму компенсації ехосигналів, його адаптації по алгоритмах НМНСК і кореляційному, а також механізм локалізації значимої частини імпульсної характеристики ехотракта [18].

Пряме рішення задачі розробки комбінованого ЕК об'єднанням двох ЕК, що функціонує по різних алгоритмах, не забезпечує необхідних і очікуваних відповідно до отриманих у рамках справжньої роботи результатів характеристик подавлення ехосигналів. Цей висновок зроблений на підставі результатів

експериментальних досліджень, проведеною відповідно до схеми досліджень, рисунку 2.25.

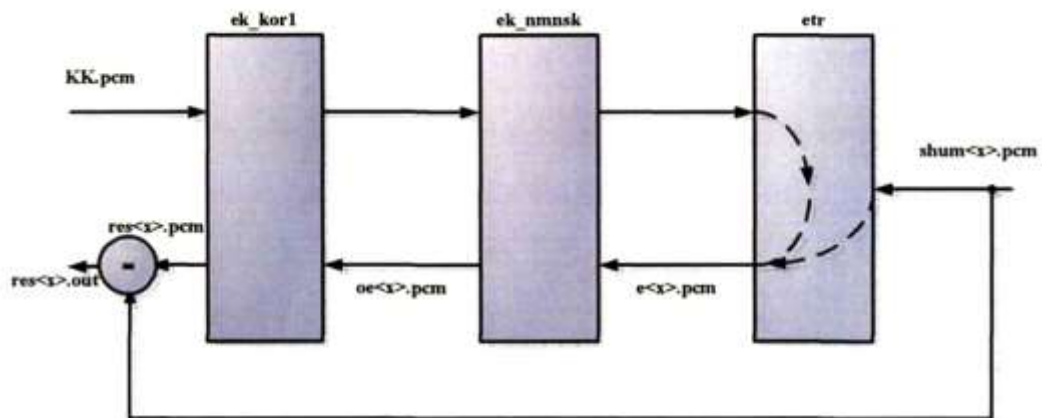


Рисунок 2.25 - Схема досліджень розробки комбінованого ЕК

Для прикладу в таблиці 2.5 представлені типові результати, отримані для базового випробувального мовного сигналу при  $x = 10$  і  $20$  дБ,  $\rho=5$ ,  $\beta=0,01$ ,  $A_e = 12$  дБ за умови, що імпульсна характеристика ехотракта зосереджена на відріжку часу, що перекривається трансверсальними фільтрами обох ЕК.

Таблиця 2.5 - Результати, отримані для випробувального мовного сигналу

	0 ... 2с			4 ... 17 с		
	середнє	50 мс	2 мс	середнє	50 мс	2 мс
res10.out	-12,14	-1,74	+0,09	-25,65	-13,9	-10,63
res20.out	-20,36	-7,85	-4,17	-35,41	-23,87	-20,66

Зіставляючи приведені в таблиці 2.5 результатів з отриманими раніше для алгоритмів НМНСК і кореляційного, неважко бачити, що додаткове подавлення ехосигналу, що забезпечується при комбінованому пригніченні по відношенню і пригніченню при адаптації по чистому алгоритму НМНСК, складає всього 1 ... 2 дБ. Загальне ж подавлення ехосигналу комбінованим ЕК гірше, ніж при використанні чисто кореляційного ЕК.

Отримані результати, що суперечать, на перший погляд, загальній логіці роботи ЕК, можуть бути пояснені різною довжиною трансверсальних фільтрів, що адаптуються по алгоритмах НМНСК і кореляційному [19]. З відомою упевненістю можна висунути гіпотезу про те, що в межах  $M$  значимих відліків

імпульсної характеристики ехотракта кореляційний алгоритм успішно пригнічує ехосигнали відповідно до результатів раніше описаних досліджень, а безпосередній ехосигнал формується надмірними  $1M$ -м ланками повного трансверсального фільтру, що адаптується по алгоритму НМНСК. Запропонована гіпотеза вимагає зміни архітектури комбінованого ЕК і подальшої перевірки.

Зміна архітектури повинна полягати у виключенні «зайвих» ланок повного трансверсального фільтру, що адаптується по алгоритму НМНСК, з процесу формування копії ехосигналу, що віднімається з сигналу зворотного напрямку, що передається у бік далекого по відношенню до ЕК абонента.

Таким чином, в процесі виміру імпульсної характеристики ехотракта і локалізації її значимої частини мають бути задіяні усе  $N$  ланок трансверсального фільтру, що адаптується по алгоритму НМНСК, тоді як в процесі компенсації ехосигналів в каналі - тільки  $M$  ланок обох трансверсальних фільтрів, що відповідають значимій ділянці імпульсної характеристики ехотракта. Пропонована концепція може бути реалізована в різних варіантах архітектури, оптимальних для різних типів використовуваних ресурсів.

Один з варіантів архітектури комбінованого ЕК, що не претендує на оптимізацію ресурсів, представлений на рисунку 2.26.

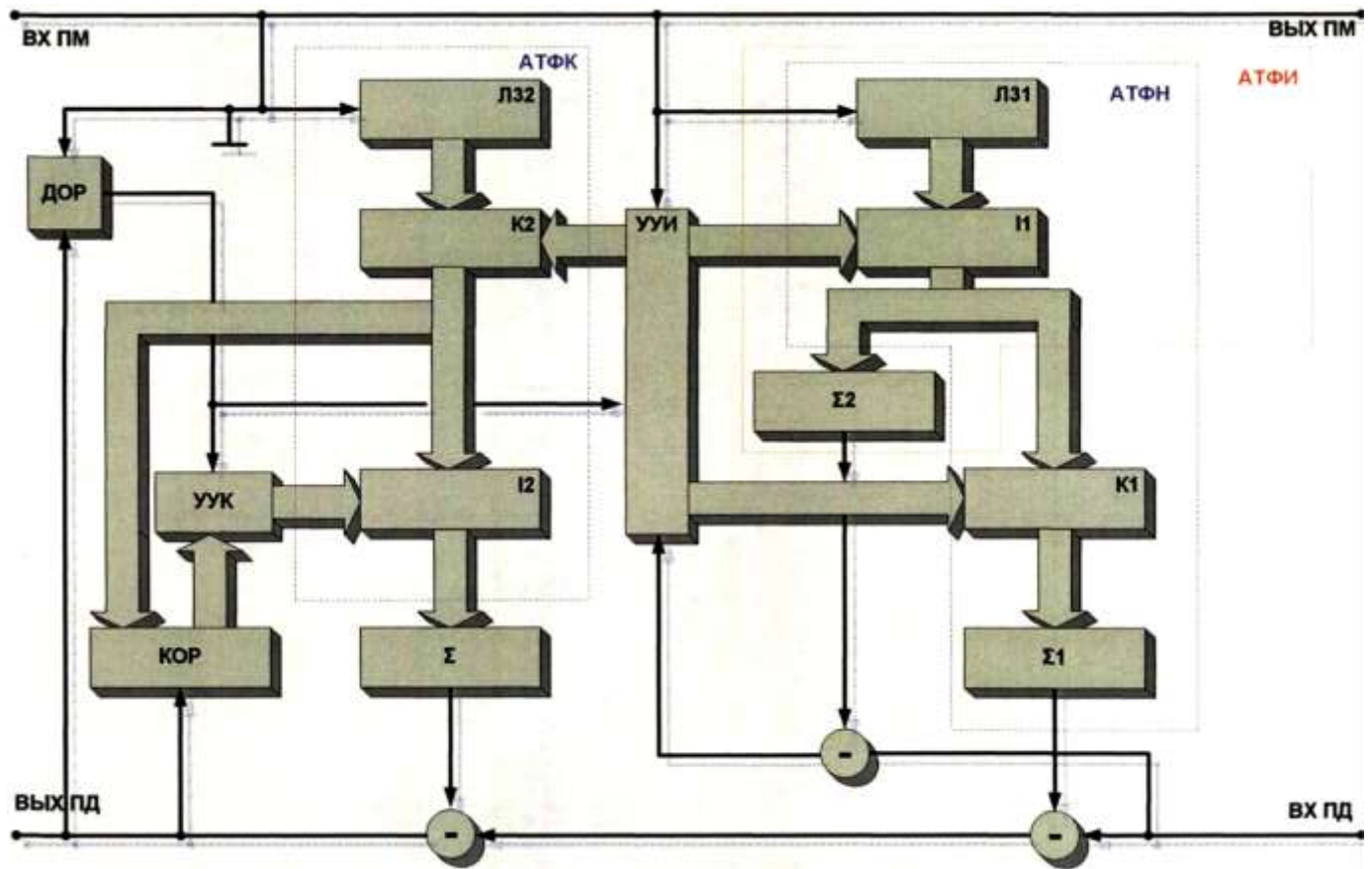


Рисунок 2.26 - Варіант архітектури комбінованого ЕК

На рисунку 2.26 позначені:

ЛЗ1, ЛЗ2 - лінії затримки з відведеннями (основа трансверсальних фільтрів);

АТФИ - вимірювальний адаптивний трансверсальний фільтр;

АТФК - адаптивний трансверсальний фільтр вузла кореляційного типу компенсації ехосигналу;

АТФН - трансверсальний фільтр вузла компенсації ехосигналів, НМНСК, що адаптується по алгоритму;

К1, К2-ключі;

И1, И2 - блоки керованого загасання (основа трансверсальних фільтрів);

$\Sigma$  - суматори;

КОР - корелятор;

УУИ - облаштування управління вимірювального вузла;

УУК - облаштування управління кореляційного вузла;

ДОР - детектор односторонньої розмови.

Архітектура включає два вузли компенсаційного подавлення ехосигналів: що адаптується по алгоритму НМНСК, розташованого ближче до крайової диференціальної системи (джерелу ехосигналу), і що адаптується по кореляційному алгоритму.

Розміщення вузла НМНСК ближче до джерела ехосигналу пов'язане з виконанням цим вузлом функції виміру імпульсної характеристики ехотракта. Крім того, більш висока в порівнянні з кореляційним алгоритмом швидкість збіжності забезпечує плавніший перехідною процес подавлення ехосигналу в порівнянні з альтернативним розміщенням вузлів. Окрім названих вузлів, до складу архітектури комбінованого ЕК входять детектор одностороннього розмова, що перешкоджає розладу компенсатора за відсутності сигналу в тракті прийому.

Вузол НМНСК включає повний трансверсальний фільтр, - у рамках моделі 256 порядку, - на основі лінії затримки ЛЗ1 і блоку керованого загасання И1, коефіцієнти у відведеннях якого формуються за допомогою облаштування управління УУИ, що управляє.

Паралельно налаштуванню адаптивного трансверсального фільтру АТФИ УУИ здійснює локалізацію значимої частини імпульсної характеристики ехотракта по положенню максимального по модулю значення коефіцієнта у відведеннях трансверсального фільтру за умови, що це значення перевищує те, що відповідає максимально допустимому загасанню ехосигналу в мобільному з'єднанні.

Номери відліків, - по три в різні боки від максимального, якщо номер максимального більше трьох і сім перших, якщо менше (відповідно до наявної статистики виду імпульсної характеристики ехотракта), - передаються в

комутатор  $K1$ , здійснюючи таким чином вибір тих ланок трансверсального фільтру, які слідє використовувати для цілей компенсації ехосигналів. Лінія затримки  $L31$ , блок  $\Pi$ , комутатор  $K1$  і суматор  $\Sigma$  утворюють трансверсальний фільтр АТФН, що здійснює швидке початкове подавлення ехосигналів по алгоритму НМНСК. Лінія  $L31$  в сукупності з блоком  $\Pi$  і суматором  $\Sigma$  складають фільтр АТФИ, що реалізовує функцію виміру імпульсної характеристики ехотракта.

Номери відліків, що відповідають значимій частині імпульсної характеристики ехотракта, передаються також з УУИ у вузол кореляційного ЕК з аналогічною метою вибору активних ланок АТФК; вибір здійснюється за допомогою комутатора  $K2$ , включеного безпосередньо в структуру АТФК між лінією затримки  $L32$  і блоком керування підсилювачів  $I2$ .

Управління процесом адаптації кореляційного вузла комбінованого ЕК здійснює облаштування управління УУК з використанням корелятора КОР відповідно до вираження (2.5).

Головним достоїнством пропонованої архітектури є поєднання процесів виміру імпульсної характеристики ехотракта і налаштування швидкозходящого вузла подавлення ехосигналів, що дозволяє прискорити процес компенсаційного подавлення ехосигналів на початковій ділянці налаштування. З точки зору ресурсоемності прийнятнішою видається архітектура комбінованого ЕК, що поєднує лінію затримки для усіх трьох структур трансверсальних фільтрів, як це показано на рисунку 2.27.

Комбінований ЕК будується на основі єдиної лінії затримки, виконаної на елементах затримки  $EZ_0 \dots EZ_{N-1}$ . Облаштування УУИ, що управляє, реалізує процес адаптації коефіцієнтів у відведеннях  $K_{n0} \dots K_{n-1}$  по алгоритму НМНСК з метою виміру імпульсної характеристики ехотракта і локалізації її значимої ділянки. Результати локалізації використовуються для управління роботою ключів  $K_0 \dots K_{N-1}$ , активних ланок трансверсального фільтру, що здійснюють вибір, для формування компенсаційного сигналу синхронного однойменних відведень для кореляційного вузла і для безпосереднього віднімання з сигналу зворотного напрямку передачі.

Кореляційний вузол адаптується по сигналах з виходів кореляторів, представлених на рисунку 2.27 операціями множення і інтеграції. Інтеграція ведеться на інтервалі 256 останніх відліків (512 для моделі ek\_kor2). Компенсація залишкового ехосигналу здійснюється підсумовуванням сигналів з виходів активних відведень  $K_k \dots K_{k-1}$ .

Такий вид архітектури вимагає удвічі меншого об'єму пам'яті для реалізації ліній затримки, при цьому дещо збільшуючи кількість операцій переміщення даних для підтримки функції комутації. Характеристики подавлення ехосигналів ЕК, виконаним у відповідності представленою архітектурою, ідентичні характеристикам ЕК, виконаного відповідно до рисунка 2.27.

Запропонована архітектура лягла в основу математичної і програмної моделей, використовуваних при проведенні подальших досліджень.



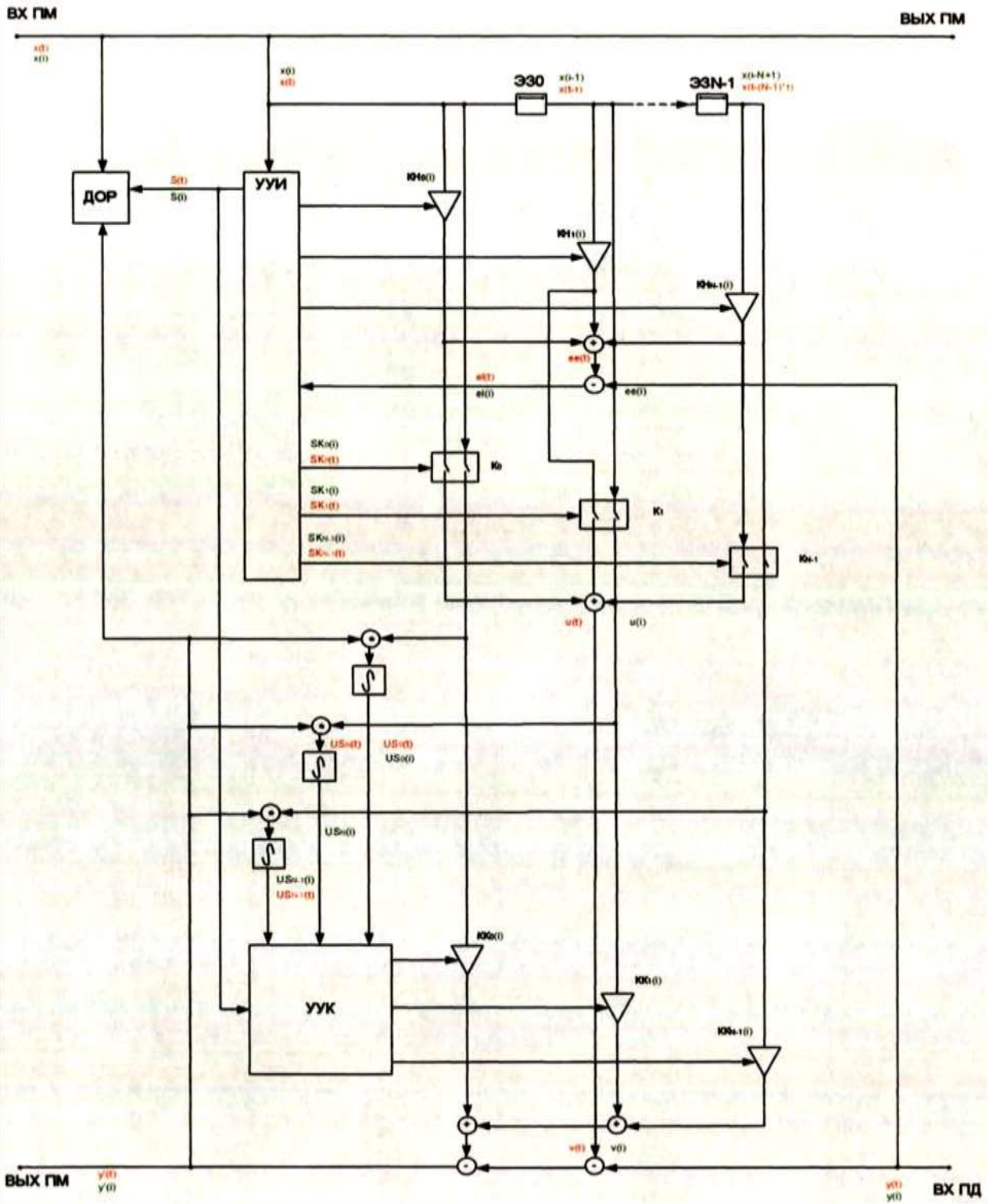


Рисунок 2.27 - Архітектура комбінованого ЕК

де УУИ - облаштування управління вимірювального вузла;  
 УУК - облаштування управління кореляційного вузла;  
 ДОР - детектор односторонньої розмови;  
 ЭЭ<sub>0</sub>-ЭЭ<sub>N-1</sub> - елементи затримки.

## 2.4 Розробка математичної моделі комбінованого ехоподавляча

Проведення подальших досліджень, так само як і реалізація комбінованого ехоподавляча і оптимізація його характеристик, диктує необхідність математичного опису функцій усіх вузлів пристрою і їх взаємодії. Розробці цього опису, що становить математичну модель комбінованого ехоподавляча, присвячений справжній розділ.

Модель будується в прив'язці до архітектури, представленої на рисунку 2.27, проте приведені вирази без порушення спільності підходу неважко розповсюдити на інші види архітектуру.

З урахуванням необхідності подальшої розробки алгоритмічної моделі і прикладного програмного забезпечення виведення основних виразів наводиться в порядку послідовності їх обчислення в реальному ЕП.

Модель будується повністю дискретної в часі логіки - також в цілях уніфікації подальшої реалізації.

У момент часу  $i$  на вхід тракту прийому ЕП поступає відлік сигналу  $x(i)$ . У відведеннях лінії затримки у цей момент збережені попередні відліки, починаючи з  $x(i - N - 1)$  до  $x(i - 1)$ .

Сигнал на виході трансверсального фільтра, що реалізовує процес виміру імпульсної характеристики ехотракта, описується вираженням дискретної згортки по усіх відведеннях.

$$ee(i) = \sum_{j=0}^{N-1} x(i-j) * KH(j) \quad (2.16)$$

Різністний сигнал, по якому здійснюється адаптивна настройка трансверсального фільтра, визначається виразом

$$el(i) = y(i) - ee(i) \quad (2.17)$$

Керуючий сигнал  $s(i)$  на виході детектора одностороннього розмови визначається виразом

$$s(i) = \text{sign} \left\{ D_x(i) - \frac{1}{M-1} \sum_{j=0}^{M-1} (y_{i-j} - \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} y_{i-k})^2 - U_0 \right\} \quad (2.18)$$

$$\text{де} \quad D_x(i) = \frac{1}{M-1} \sum_{j=0}^{M-1} (x_{i-j} - \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} x_{i-k})^2 \quad (2.19)$$

поточнезначення сигналу  $x_i$ ,

$M$  - інтервал усереднювання дисперсії

$y(i)$  - відлік сигналу на вході тракту передачі ЕП у момент  $i$

$U_0$  - поріг реєстрації наявності мови в тракті прийому.

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0; \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (2.20)$$

Компенсуючий сигнал на того, що адаптується по алгоритму НМНСК :

$$u(i) = \sum_{j=0}^{N-1} x(i-j) * KN_j(i) * SK_j(i) \quad (2.21)$$

Компенсуючий сигнал на виході трансверсального фільтру того, що адаптується по кореляційному алгоритму:

$$v(i) = \sum_{j=0}^{N-1} x(i-j) * KK_j(i) * SK_j(i) \quad (2.22)$$

Відлік сигналу на виході тракту передачі ЕК у момент  $i$ :

$$y'(i) = y(i) - u(i) - v(i) \quad (2.23)$$

Керуючі сигнали  $SK_m(i)$  ( $m=0 \dots N-1$ ) формуються за результатами виміру імпульсної характеристики ехотракта, як було відмічено раніше, порядок трансверсальних фільтрів, що формують компенсуючі сигнали, доцільно обмежити 5 ... 7 з урахуванням наявної мережевої статистики виду (форми) імпульсної характеристики реальних ехотрактів. Глобальний екстремум імпульсної характеристики визначається по значеннях коефіцієнтів  $KN_j$ , що адаптуються.

$$K_{j_{\max}}(i) = \max_{j=0 \dots N-1} |KN_j(i)| \quad (2.24)$$

$j_{\max}(i) \rightarrow K_{j_{\max}}(i)$  - номер відліку імпульсної характеристики ехотракта, що відповідає глобальному екстремуму.

Значима ділянка імпульсної характеристики ехотрактів зазвичай розташована по обидві сторони від глобального екстремуму, тоді, позначивши як LD кількість відведень, що враховуються, до, а як LP — після глобального екстремуму, якщо  $j_{\max} \leq LD$ , то

$$SK_m(i) = \begin{cases} 1, & 0 \leq m \leq LD + LP \\ 0, & m > LD + LP \end{cases} \quad (2.25)$$

Якщо ж  $j_{\max} > LD$ , то

$$SK_m(i) = \begin{cases} 0, & m < j_{max}(i) - LD, \\ 1, & j_{max}(i) - LD \leq m \leq j_{max}(i) + LP, \\ 0, & m > j_{max}(i) + LP \end{cases} \quad (2.26)$$

Адаптація коефіцієнтів у відведеннях КН трансверсального фільтру по алгоритму НМНСК здійснюється по сигналу  $e_l(i)$  відповідно до вираження

$$KH_j(i) = KH_j(i - 1) + S(i) * \frac{e_l(i) * x(i-j) * \beta}{D_x(i) + B} \quad (2.27)$$

де  $\beta$ - параметр адаптації, відповідно до проведеного дослідження оптимальне з точки зору швидкості адаптації значення  $\beta=0,01$ ;

$B$  — мала константа, використовувана в цілях запобігання діленню на нуль.

Функції поточної кореляції, що визначають адаптацію трансверсального фільтру по кореляційному алгоритму

$$US_k(i) = \sum_{j=i-MK+1}^1 y'(i-j) * x(i-j-k) * SK(i-j-k) \quad (2.28)$$

де  $MK$  - інтервал усереднювання функції взаємної кореляції.

Адаптація коефіцієнтів у відведеннях КК трансверсального фільтру по кореляційному алгоритму здійснюється відповідно до вираження:

$$KK_n(i) = KK_n(i - 1) + S(i) \frac{US_n(i)}{(D_x(i) + B) * \rho}, \quad (2.29)$$

де  $\rho$ - параметр адаптації.

Приведена сукупність математичних виразів є достатнім описом функцій вузлів комбінованого ЕК і їх взаємодії, вона складає математичну модель комбінованого ЕК і може служити основою для алгоритмічної моделі.

## 2.5 Розробка алгоритму взаємодії функціональних вузлів комбінованого ехокомпенсатора

Алгоритм функціонування комбінованого ЕК будується на основі розробленої математичної моделі.

Блок-схема алгоритму на рисунку 2.28 розроблена з урахуванням особливостей подальшої реалізації на мікропроцесорній елементній базі. Для забезпечення роботи в реальному часі обробка сигналу віднесена в перериваючу підпрограму. З операцій основної програми проведена тільки ініціалізація змінних.

Алгоритм програми, призначеної для проведення оптимізаційних експериментальних досліджень і не розрахованої на обробку сигналу в реальному часі, зациклений по тілу перериваючої підпрограми. Вихід з циклу здійснюється після закінчення одного з вхідних файлів.



## 2.6 Розробка методики дослідження впливу характеристик мобільних з'єднань на збіжність комбінованого ЕК

Результати аналізу основної групи чинників, що визначають якість телефонної передачі по ехо захищеним каналах мобільного зв'язку, проведеного в попередніх розділах, дають основу для включення в круг досліджень наступних чинників, що роблять дестабілізуючий вплив на збіжність ЕК :

- виду імпульсної характеристики ехотракта, особливо часу кінцевої затримки і загасання ехосигналів;
- рівня шуму в напрямках передачі;
- зустрічної розмови;
- імпульсної перешкоди в каналі і ехотракті;
- параметричних дій в ехотракті.

Дослідження проводяться за допомогою раніше розроблених моделей (рисунок 2.29).

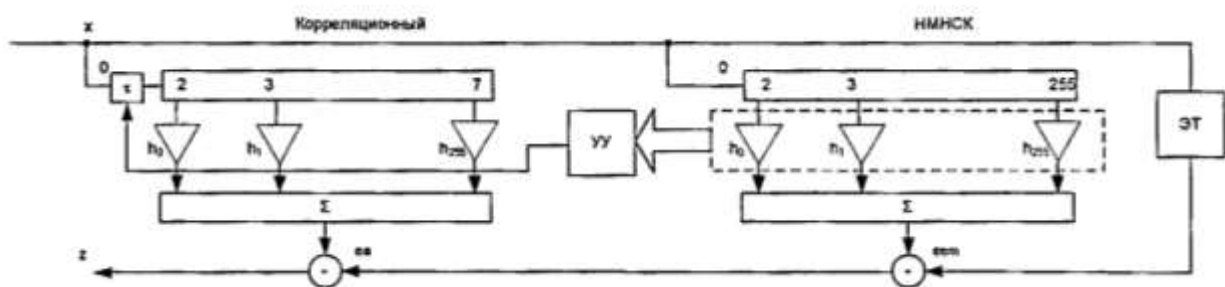


Рисунок 2.29 - Блок-схема моделі експериментальних досліджень комбінованого алгоритму

УУ- керуючий пристрій

ЭТ- ехотракт

Суть схеми алгоритму, приведеної на рисунку 2.29 полягає в тому, що ЕК НМНСК настроюється по усіх 256 відведеннях, але копія ехосигналу формується тільки тими з них, по яких настроюється кореляційний алгоритм.

Умови проведення експериментів:

- діапазон розкиду  $a_3$  складає 6 ... 27 дБ;

- діапазон розкиду тривалості імпульсної характеристики ехотракта складає 1 ... 7 відліків.

Як файли шумового сигналу використовувався файл шуму, апаратно згенерованого генератором Г2-47 і оцифрованого за допомогою звукової карти ПК. Файли мають рівні потужності і характеристики, приведені в розділі 2.2.2.

Дослідження проводилися при значеннях параметрів адаптації, отриманих раніше,  $\beta = 0,01$  (0,01 ... 0,02) і  $\rho=5$  (5 ... 10).

Досліджувані в ході експериментів сигнали і їх запис в математичній формі приведені нижче.

Сигнал  $e(t)$  є сигналом ехотракта.

Сигнал  $e_e(t)$  є різницевий сигнал залишкового еха для алгоритму адаптації НМНСК -  $r(t)_{\text{нмнск}}$ .

Сигнал  $e_{em}(t)$  є різницевим сигналом залишкового еха для кореляційного алгоритму адаптації -  $r(t)_{\text{кореляційного}}$ .

Сигнал  $e$  є різницевим сигналом залишкового еха для  $e(t) - \text{shum}(t)$ .

Сигнал  $z(t)$  є різницевим сигналом залишкового еха для двох алгоритмів адаптації - НМНСК і кореляційного:  $r(t)_{\text{нмнск}} - r(t)_{\text{кореляційного}}$ .

Схема дослідження впливу характеристик мобільних з'єднань на збіжність комбінованого ЕК приведена на рисунку 2.30.

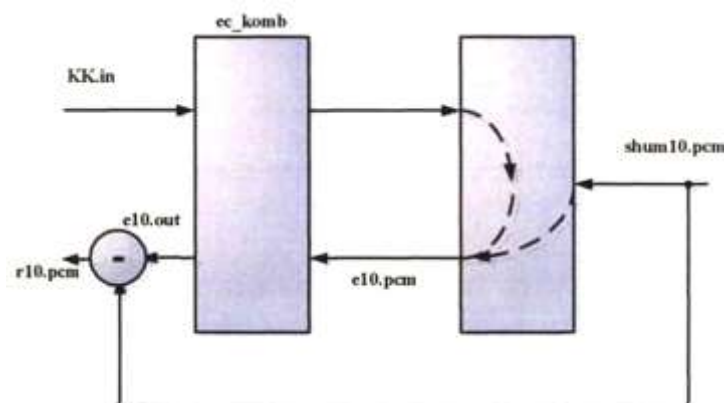


Рисунок 2.30 - Схема дослідження впливу характеристик мобільних з'єднань на збіжність комбінованого ЕК

Де позначення 10 характеризує рівень шуму (-10дБм0),



КК.in - сигнал на вході ЕК,  
 e10.pcm-ехосигнал при заданому рівні шуму,  
 e 10.out - залишковий ехосигнал,  
 r10.out - неподавлене ехо.

Проведемо дослідження загальної збіжності комбінованого ЕК

Схема дослідження загальної збіжності комбінованого ЕК приведена на рисунку 2.31.

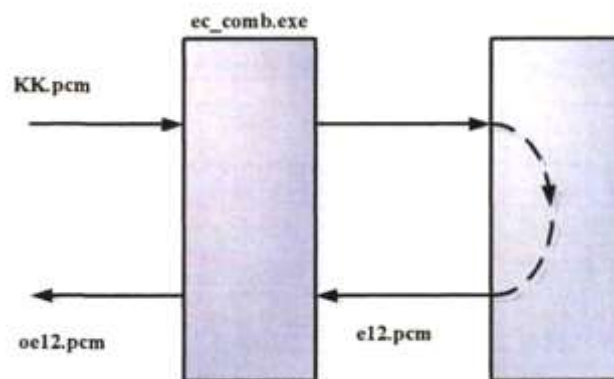


Рисунок 2.31 - Схема дослідження загальної збіжності комбінованого ЕК

Де позначення 12 характеризує рівень шуму;

КК.pcm - сигнал на вході ЕК,;

e12.pcm - ехосигнал при заданому рівні шуму;

oe12.pcm - залишковий ехосигнал.

Відзначається сходження алгоритму на тимчасовому інтервалі 0...2с.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 0...2с складають:  $P_{cp} = -38,37$  дБМО,  $P_{П50мс} = -29,34$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -25,72$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі від 2с складають:  $P_{cp} = -50,13$  дБМО,  $P_{П50мс} = -36,48$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -32,05$  дБМО.

Залишковий ехосигнал oe12.pcm, отриманий в ході проведеного експерименту, приведений на рисунку 2.32.

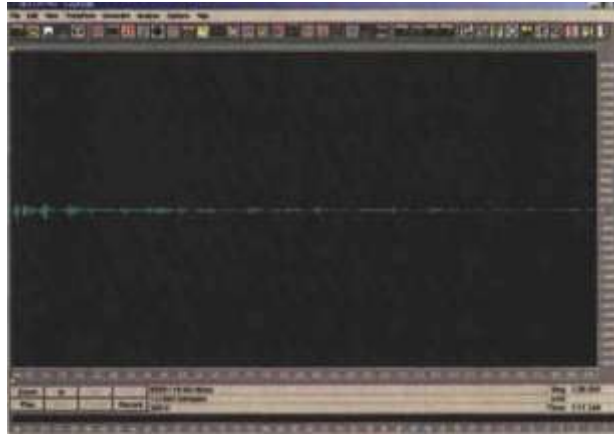


Рисунок 2.32 - Залишковий ехосигнал oe12.pcm

Проведемо дослідження загасання ехосигналу.

Спочатку проведемо дослідження холостого ходу.

В цьому випадку процес виникнення ехосигналів відбувається у відсутність диференціальної системи, ехосигнал генерується самим ЕК.

Схема дослідження холостого ходу приведена на рисунку 2.33.

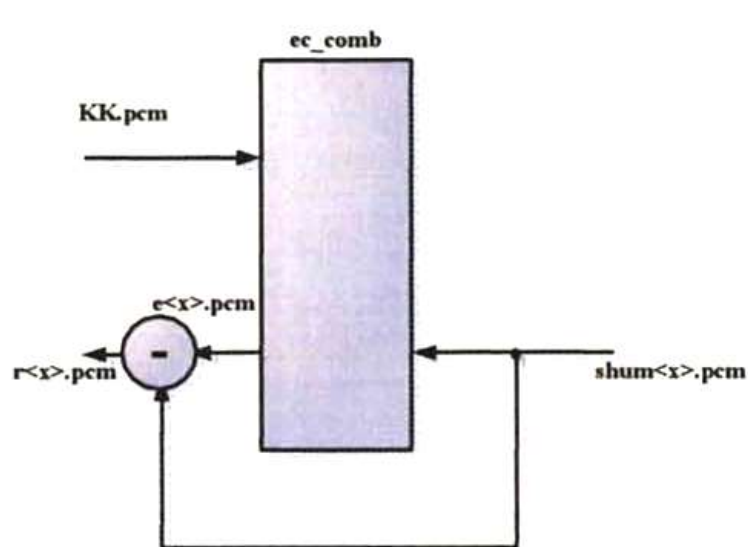


Рисунок 2.33 - Схема холостого ходу

Де позначення  $\langle x \rangle$  характеризує рівень шуму (- 10...- 40 дБМО, як наведено в таблиці вище),

KK.pcm - сигнал на вході ЕК

e $\langle x \rangle$ - ехосигнал,

r $\langle x \rangle$  - непригнічене ехо.

За результатами експерименту.

Потужнісні характеристики для файлу r10.pcm на інтервалі 0...2с складають:  $P_{\text{ср}} = -15,62$  дБМО,  $P_{\text{П150мс}} = -4,65$  дБМО,  $P_{\text{Пик2мс}} = -0,62$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу r10.pcm на інтервалі від 2с складають:  $P_{\text{ср}} = -36,88$  дБМО,  $P_{\text{П150мс}} = -20,25$  дБМО,  $P_{\text{Пик2мс}} = -13,43$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу r20.pcm на інтервалі 0...2с складають:  $P_{\text{ср}} = -24,49$  дБМО,  $P_{\text{П150мс}} = -12,34$  дБМО,  $P_{\text{Пик2мс}} = -8,27$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу r20.pcm на інтервалі від 2с складають:  $P_{\text{ср}} = -46,7$  дБМО,  $P_{\text{П150мс}} = -30,06$  дБМО,  $P_{\text{Пик2мс}} = -23,26$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу r30.pcm на інтервалі 0...2с складають:  $P_{\text{ср}} = -34,79$  дБМО,  $P_{\text{П150мс}} = -22,67$  дБМО,  $P_{\text{Пик2мс}} = -18,6$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу r30.pcm на інтервалі від 2с складають:  $P_{\text{ср}} = -57,04$  дБМО,  $P_{\text{П150мс}} = -40,39$  дБМО,  $P_{\text{Пик2мс}} = -33,56$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу r40.pcm на інтервалі 0...2с складають:  $P_{\text{ср}} = -45,59$  дБМО,  $P_{\text{П150мс}} = -33,39$  дБМО,  $P_{\text{Пик2мс}} = -29,32$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу r40.pcm на інтервалі від 2с складають:  $P_{\text{ср}} = -67,63$  дБМО,  $P_{\text{П150мс}} = -50,68$  дБМО,  $P_{\text{Пик2мс}} = -43,86$  дБМО.

Різницевий сигнал r10.pcm, отриманий в ході проведеного експерименту, приведений на рисунку 2.34.



Рисунок 2.34 - Різницевий сигнал r10.pcm

Проведемо дослідження збіжності комбінованого ЕК при різних рівнях шуму.

Схема дослідження збіжності при різних рівнях шуму приведена на рисунку 2.35.

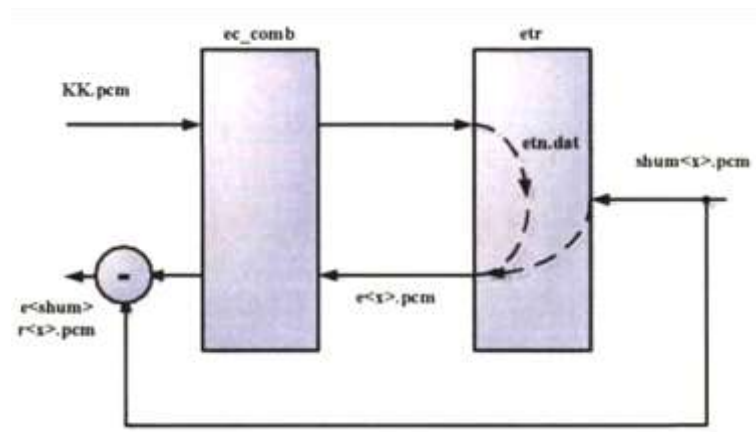


Рисунок 2.35 - Схема дослідження збіжності комбінованого ЕК при різних рівнях шуму

Де позначення <x> характеризує рівень шуму - 10...- 40 дБМО,

KK.pcm - сигнал на вході ЕК,

e<x>- ехосигнал,

r <x> -неподавлене ехо.

За результатами експерименту.

Потужнісні характеристики для файлу e10r1.pcm на інтервалі 0...2с складають:  $P_{cp} = - 5,38$  дБМО,  $P_{П50мс} = - 1,42$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -1,3$  8дБМО

Потужнісні характеристики для файлу e10r1.pcm на інтервалі від 2с складають:  $P_{cp} = - 18,02$  дБМО,  $P_{П50мс} = - 2,35$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = + 0,09$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу e10r5.pcm на інтервалі 0...2с складають:  $P_{cp} = - 14,45$  дБМО,  $P_{П50мс} = - 2,76$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = + 0,03$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу e10r5.pcm на інтервалі від 2с складають:  $P_{cp} = - 27,28$  дБМО,  $P_{П50мс} = - 18,72$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 13,31$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу e10 r10.pcm на інтервалі 0...2с складають:  $P_{cp} = - 15,32$  дБМО,  $P_{П50мс} = - 4,65$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = - 1,04$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу e10r10.pcm на інтервалі від 2с складають:  $P_{cp} = -27,58$  дБМО,  $P_{П150мс} = -19,56$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -13,18$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу e10 r50.pcm на інтервалі 0...2с складають:  $P_{cp} = -14,08$  дБМО,  $P_{П150мс} = -3,12$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = +0,11$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу e10 r50.pcm на інтервалі від 2с складають:  $P_{cp} = -27,63$  дБМО,  $P_{П150мс} = -21,79$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -17,8$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу e10r100.pcm на інтервалі 0...2с складають:  $P_{cp} = -16,04$  дБМО,  $P_{П150мс} = -6,09$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -2,89$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу e10r100.pcm на інтервалі від 2с складають:  $P_{cp} = -27,53$  дБМО,  $P_{П150мс} = -30,06$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -23,26$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу e20r1.pcm на інтервалі 0...2с складають:  $P_{cp} = -6,28$  дБМО,  $P_{П150мс} = -1,33$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = +0,63$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу e20r1.pcm на інтервалі від 2с складають:  $P_{cp} = -25,71$  дБМО,  $P_{П150мс} = -6,35$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -0,71$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу e20r5.pcm на інтервалі 0...2с складають:  $P_{cp} = -22,6$  дБМО,  $P_{П150мс} = -9,25$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -5,06$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу e20r5.pcm на інтервалі від 2с складають:  $P_{cp} = -37,09$  дБМО,  $P_{П150мс} = -28,52$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -23,12$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу e20r10.pcm на інтервалі 0...2с складають:  $P_{cp} = -24,04$  дБМО,  $P_{П150мс} = -12,03$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -7,85$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу e20r10.pcm на інтервалі від 2с складають:  $P_{cp} = -37,39$  дБМО,  $P_{П150мс} = -29,37$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -22,99$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу e20r50.pcm на інтервалі 0...2с складають:  $P_{cp} = -23,13$  дБМО,  $P_{П150мс} = -11,41$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -8,22$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу e20r50.pcm на інтервалі від 2с складають:  $P_{cp} = -37,35$  дБМО,  $P_{П150мс} = -30,35$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -26,66$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу e20 r100.pcm на інтервалі 0...2с складають:  $P_{cp} = -25,28$  дБМО,  $P_{П150мс} = -15,25$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -11,9$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу e20r100.pcm на інтервалі від 2с складають:  $P_{cp} = -37,02$  дБМО,  $P_{П50мс} = -28,84$  дБМО,  $P_{Пик2мс} = -24,8$  дБМО.

Ехосигнал e10r5.pcm, отриманий в ході проведеного експерименту, приведений на рисунку 2.36.



Рисунок 2.36 - Ехосигнал e10r5.pcm

Проведемо дослідження збіжності комбінованого ЕК за наявності трьох точок відображення ехотракта при параметричних діях. Схема дослідження збіжності комбінованого ЕК за наявності трьох точок відображення ехотракта при параметричних діях приведена на рисунку 2.37.

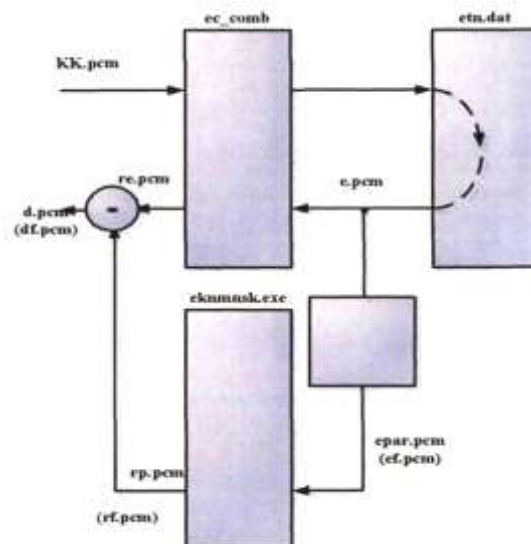


Рисунок 2.37 - Схема дослідження збіжності комбінованого ЕК за наявності трьох точок відображення ехотракта при параметричних діях

де .рст - файл ехосигналу без параметричної дії,  
 ераг.рст - ехосигнала, схильний до параметричної дії,  
 КК.рст - сигнал на вході ЕК,  
 ге.рст - залишковий ехосигнал,  
 гр.рст - непригнічений ехосигнал,  
 д.рст - різницевий ехосигнал.

Для другого виду дії, тривалість якої відповідає довжині інтервалу збіжності

rf.рст - ехосигнал, схильний до параметричної дії,  
 rf.рст -неподавленний ехосигнал,  
 df.рст - різницевий ехосигнал.

Результати дослідження зміни загального загасання ехосигналу (перший вид дії).

Для файлу ге.рст.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = -35,74$  дБМО,  $P_{П50мс} = -28,67$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -25,0$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -44,84$  дБМО,  $P_{П50мс} = -32,32$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -26,31$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -31,7$  дБМО,  $P_{П50мс} = -40,44$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -34,88$  дБМО.

Для файлу гр.рст.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = -36,3$  дБМО,  $P_{П50мс} = -28,16$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -24,51$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -43,82$  дБМО,  $P_{П50мс} = -31,68$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -27,08$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -47,65$  дБМО,  $P_{П150мс} = -35,72$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -29,91$  дБМО.

Для файлу dr.pcm (різницевий сигнал).

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = -37,58$  дБМО,  $P_{П150мс} = -30,28$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -26,25$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -48,71$  дБМО,  $P_{П150мс} = -33,48$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -29,84$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -52,41$  дБМО,  $P_{П150мс} = -39,15$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -34,61$  дБМО.

Результати дослідження зміни загального загасання ехосигналу (другий вид дії).

Для файлу re.pcm.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = -35,74$  дБМО,  $P_{П150мс} = -28,67$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -25,0$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -44,84$  дБМО,  $P_{П150мс} = -32,32$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -26,31$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1 ... 17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -31,7$  дБМО,  $P_{П150мс} = -40,44$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -34,88$  дБМО.

Для файлу rf.pcm.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = -37,3$  дБМО,  $P_{П150мс} = -29,14$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -25,45$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -44,28$  дБМО,  $P_{П150мс} = -30,18$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -27,75$  дБМО.



Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -46,86$  дБМО,  $P_{П50мс} = -34,76$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -29,59$  дБМО.

Для файлу df.pcm(різницевий сигнал).

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = -42,87$  дБМО,  $P_{П50мс} = -35,44$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -31,79$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -50,9$  дБМО,  $P_{П50мс} = -38,59$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -34,0$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1 ... 17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -50,34$  дБМО,  $P_{П50мс} = -37,01$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -32,24$  дБМО.

Залишковий ехосигнал dr.pcm, отриманий в ході проведеного експерименту, приведений на рисунку 2.38.



Рисунок 2.38 - Залишковий ехосигнал dr.pcm

Проведемо дослідження збіжності комбінованого ЕК за наявності однієї точки відображення ехотракта при параметричних діях.

Результати дослідження зміни загального загасання ехосигналу (перший вид дії).

Для файлу ge.rst.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp}=-35,74$  дБМО,  $P_{П50мс}=-28,67$  дБМО,  $P_{пик2мс}=-25,0$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -44,84$  дБМО,  $P_{П50мс} = -32,32$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -26,31$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -31,7$  дБМО,  $P_{П50мс} = -40,44$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -34,88$  дБМО.

Для файлу gr.rst.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = -56,41$  дБМО,  $P_{П50мс} = -48,66$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -45,1$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...10 с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -47,77$  дБМО,  $P_{П50мс} = -36,69$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -31,17$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі. 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -48,21$  дБМО,  $P_{П50мс} = -35,3$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -30,61$  дБМО.

Для файлу dr.rst(різницевий сигнал).

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 0...1 з (до початку дії) складають:  $P_{cp}=-37,57$  дБМО,  $P_{П50мс}=-30,3$  дБМО,  $P_{пик2мс}=-26,66$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...10 з (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -49,39$  дБМО,  $P_{П50мс} = -34,46$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -29,76$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 52,38$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 39,08$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 34,59$  дБМО.

Результати дослідження зміни загального загасання ехосигналу (другий вид дії).

Для файлу ge.rsm.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = -35,74$  дБМО,  $P_{П150мс} = -28,67$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -25,0$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 44,84$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 32,32$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 26,31$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 31,7$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 40,44$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 34,88$  дБМО.

Для файлу rf.rsm.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = -42,69$  дБМО,  $P_{П150мс} = -35,24$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -31,62$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 50,23$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 38,48$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 33,67$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1 ... 17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 47,16$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 33,98$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 29,31$  дБМО.

Для файлу df.rsm(різницевий сигнал).

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = -42,84$  дБМО,  $P_{П150мс} = -35,42$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -31,79$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 51,14$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 38,51$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 33,83$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 50,34$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 37,0$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 32,25$  дБМО.

Залишковий ехосигнал df.pcm, отриманий в ході проведеного експерименту, приведений на рисунку 2.39.

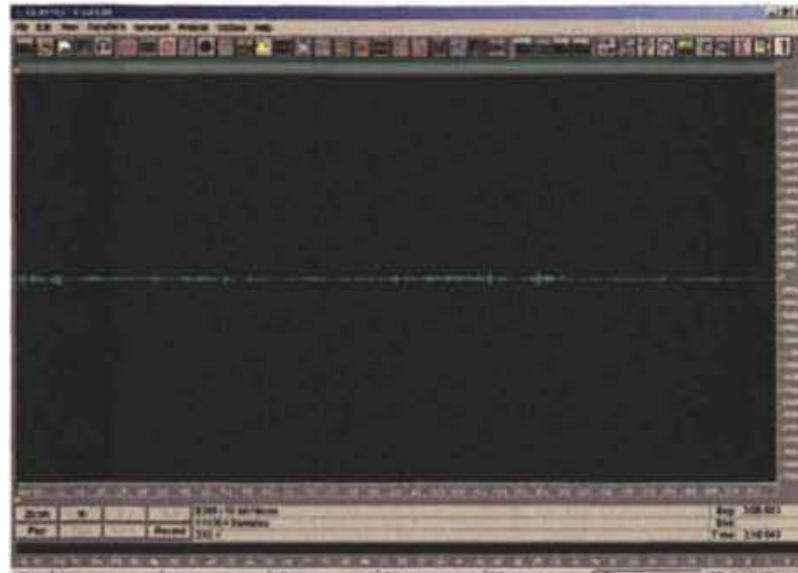


Рисунок 2.39 - Залишковий ехосигнал df.pcm

Проведемо дослідження збіжності комбінованого ЕК за наявності «перетікання» точки відображення при параметричних діях.

Результати дослідження зміни загального загасання ехосигналу (перший вид дії).

Для файлу ge.pcm.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = -35,74$  дБМО,  $P_{П150мс} = -28,67$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -25,0$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 44,84$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 32,32$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 26,31$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 31,7$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 40,44$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 34,88$  дБМО.

Для файлу gr.rst.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = -36,12$  дБМО,  $P_{П50мс} = -28,16$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -24,51$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1 ... 10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -44,55$  дБМО,  $P_{П50мс} = -32,32$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -27,74$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -46,72$  дБМО,  $P_{П50мс} = -33,58$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -28,88$  дБМО.

Для файлу dr.rst(різницевий сигнал).

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = -37,58$  дБМО,  $P_{П50мс} = -30,28$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -26,65$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -45,33$  дБМО,  $P_{П50мс} = -35,28$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -30,41$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -46,32$  дБМО,  $P_{П50мс} = -32,52$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -27,85$  дБМО.

Результати дослідження зміни загального загасання ехосигналу (другий вид дії).

Для файлу ge.rst.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = -35,74$  дБМО,  $P_{П50мс} = -28,67$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -25,0$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = -44,84$  дБМО,  $P_{П50мс} = -32,32$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -26,31$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 31,7$  дБМО,  $P_{П150мс}=40,44$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 34,88$  дБМО.

Для файлу gf.rsm.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp}=-36,76$  дБМО,  $P_{П150мс}=-29,14$  дБМО,  $P_{пик2мс}=-25,45$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 44,22$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 32,78$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 28,1$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 45,11$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 31,81$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 27,04$  дБМО.

Для файлу df.rsm(різницевий сигнал).

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 0...1с (до початку дії) складають:  $P_{cp} = - 42,72$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 35,46$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 31,79$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...10с (під час параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 48,56$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 34,02$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -31,11$  дБМО.

Потужнісні характеристики аналізованого сигналу на інтервалі 1...17с (після параметричної дії) складають:  $P_{cp} = - 45,07$  дБМО,  $P_{П150мс} = - 31,11$  дБМО,  $P_{пик2мс} = - 26,58$  дБМО.

Залишковий ехосигнал dr.rsm, отриманий в ході проведеного експерименту, приведений на рисунку 2.40.



Рисунок 2.40 - Залишковий ехосигнал dr.pcm

Проведемо дослідження збіжності комбінованого ЕК за наявності систем ущільнення в ехотракті.

Схема дослідження приведена на рисунку 2.41.

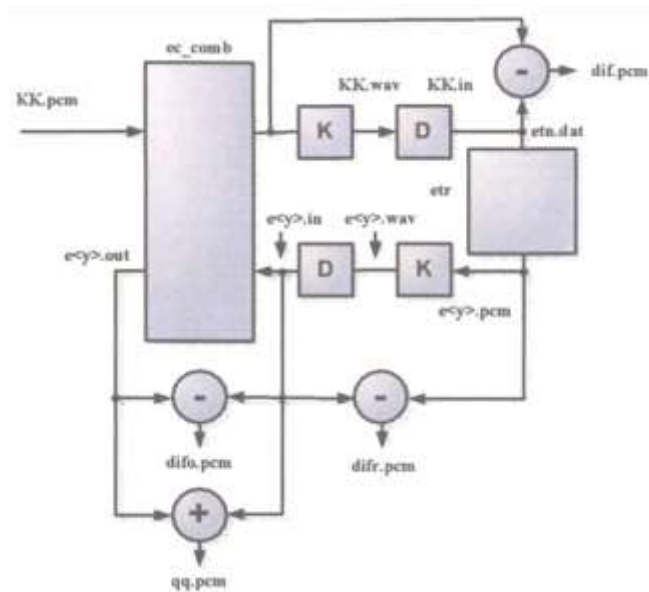


Рисунок 2.41 - Схема дослідження збіжності комбінованого ЕК за наявності систем ущільнення в ехотракті

Позначення аналогічні приведеним раніше, при цьому позначення <y> відповідає значенню загасання ехотракта, К-кодер, D-декодер

Результати дослідження представлені нижче.

Потужнісні характеристики для файлу e12.pcm складають:  $P_{\text{ср}} = -30,90$  дБМО,  $P_{\text{П150мс}} = -18,74$  дБМО,  $P_{\text{пик2мс}} = -15,67$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу e18.pcm складають:  $P_{\text{ср}} = -36,92$  дБМО,  $P_{\text{П150мс}} = -24,76$  дБМО,  $P_{\text{пик2мс}} = -21,69$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу e24.pcm складають:  $P_{\text{ср}} = -42,94$  дБМО,  $P_{\text{П150мс}} = -30,78$  дБМО,  $P_{\text{пик2мс}} = -27,17$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу dif.pcm складають:  $P_{\text{ср}} = -30,19$  дБМО,  $P_{\text{П150мс}} = -18,11$  дБМО,  $P_{\text{пик2мс}} = -12,28$  дБМО.

Різницевий сигнал dif.pcm, отриманий в ході проведеного експерименту, приведений на рисунку 2.42.



Рисунок 2.42 - Різницевий сигнал dif.pcm

Проведемо дослідження міри подавлення ехосигналів за допомогою порівняння двох алгоритмів - комбінованого і кореляційного. Схема дослідження приведена на рисунку 2.43.



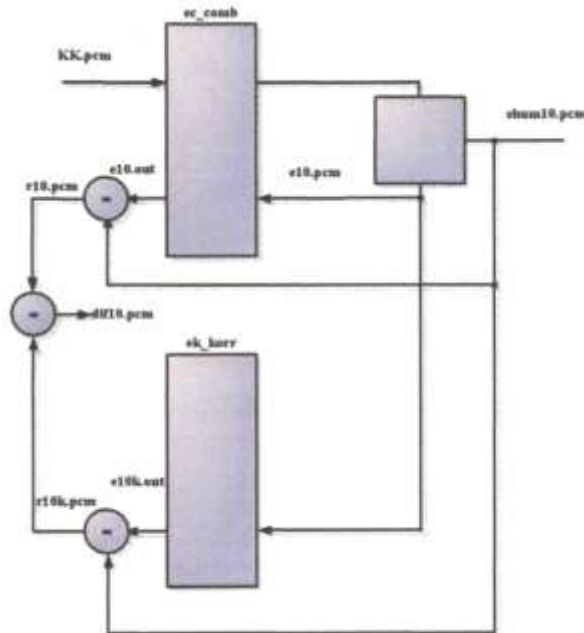


Рисунок 2.43 - Схема дослідження міри подавлення ехосигналів за допомогою порівняння двох алгоритмів - комбінованого і кореляційного  
Результати дослідження представлені нижче.

Потужнісні характеристики для файлу e10k.out становлять:  $P_{cp} = -36,65$  дБМО,  $P_{П150мс} = -20,25$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -13,43$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу e18c.out становлять:  $P_{cp} = -36,89$  дБМО,  $P_{П150мс} = -20,76$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -13,82$  дБМО.

Потужнісні характеристики для файлу dif. out становлять:  $P_{cp} = -58,5$  дБМО,  $P_{П150мс} = -39,33$  дБМО,  $P_{пик2мс} = -34,49$  дБМО, що дещо краще, ніж в попередньому експерименті.

## 2.7 Розробка принципів управління ехоподавляючими пристроями на мережах зв'язку

Як було відмічено раніше, недостатня ефективність подавлення ефекту електричного еха на мережах СПС може бути обумовлена також неправильним включенням ЕПП в з'єднання.

Відповідно до вимог нормативних документів галузі, подавлення ехосигналів, що виникають в мобільних мережах, повинне робитися тільки засобами мереж мобільного зв'язку.

Функція подавлення ехосигналів, що виникають на наземній телефонній мережі зв'язку загального користування, при організації зв'язку між абонентами мережі мобільного зв'язку і абонентами мережі загального користування повинна здійснюватися:

- засобами мережі мобільного зв'язку, якщо час поширення сигналу на ділянці каналу, що входить в мережу загального користування, не перевищує 22 мс (в один кінець); при цьому в з'єднання повинен включатися один напівкомплект ЕПП (на мережі мобільного зв'язку для подавлення ехосигналів, що поступають з боку мережі зв'язку загального користування), розрахованою на упевнене подавлення ехосигналів, затриманих на якийсь час до 60 мс (кінцева затримка).

- засобами мережі загального користування, якщо час поширення сигналу на ділянці каналу, що входить до її складу, перевищує 22 мс (в один кінець).

Якщо в трактах зв'язку між наземним і мобільним абонентом подавлення ехосигналів, що виникають в наземній мережі зв'язку загального користування, здійснюється засобами мережі загального користування, а на мережі мобільного зв'язку на стику з мережею загального користування включене ЕПП, це ЕПП повинно бути виведено із з'єднання або нейтралізовано.

У трактах зв'язку між мобільними абонентами, організованих з використанням або без використання каналів наземної мережі загального користування, додаткові ЕПП по відношенню до жорстко закріплених крайових або чотирипровідних абонентських установок, не повинні встановлюватися ні на мережі мобільного зв'язку, ні на наземній мережі загального користування. Усе проміжні (транзитні) ЕПП, включені в таке з'єднання, мають бути нейтралізовані.

Ці правила включення ЕПП повинні дотримуватися при будь-яких видах переадресації викликів, незалежно від кількості переходів між мережами мобільного зв'язку і наземною мережею зв'язку загального користування у встановленому з'єднанні.

При організації подавлення ефекту електричного еха в каналах повинні включатися або два напівкомплекти ЕПП, або повний комплект ЕПУ. Крайові напівкомплекти ЕПП повинні включатися по можливості ближче до крайових диференціальних систем каналу. Віддаленість точок включення напівкомплектів ЕПП в канал (тракт) від крайових диференціальних систем не повинна перевищувати значення, вказаного в технічних умовах на ЕПП. Повнофункціональні ЕПП повинні включатися в канали (тракти) відповідно до вимог технічних умов на ЕПП - або по можливості ближче до однієї з крайових диференціальних систем, або по можливості ближче до середини з'єднання.

ЕПП за схемою включення в канали (тракти) є восьмиполюсник, що включається в розрив чотирьохпроводної частини каналу (тракту), причому, одна четвірка затисків ЕПП включається у бік крайової диференціальної системи ("станційна сторона"), а інша - у бік іншого напівкомплекту ЕПП ("лінійна сторона"); при цьому сторони не взаємозамінні.

При комутації ЕПП при усіх видах з'єднань повинне дотримуватися правильне включення лінійної і станційної сторін.

Аналіз архітектури типової мережі СПС стандарту GSMи характеристик використовуваних ЕПП дає основу виділити наступні основні види помилок включення ЕПУ в з'єднання :

а) Не включення стаціонарних ЕК в з'єднання, де його наявність потрібна, наприклад, в місцеве з'єднання мобільного абонента на абонента наземної телефонної мережі загального користування;

б) Включення транзитних ЕПП в з'єднання, наприклад, включення стаціонарного ЕПП на ЦК СРЗ в з'єднання одночасно з ЕК телефонній мережі

загального користування при міжміському або міжнародному телефонному з'єднанні;

в) Перевищення часом поширення ехосигналів в поточному з'єднанні граничного значення, для якого може бути забезпечене ефективне подавлення засобами використовуваного ЕК.

Не включення ЕП в з'єднання може бути обумовлене рядом причин.

При груповому закріпленні ЕПП за каналами зв'язку однієї з головних причин не включення може явитися відсутність вільного напівкомплекту м на момент встановлення з'єднання.

При міжміському або міжнародному видах з'єднань подавлення ехосигналів часто повинне забезпечуватися засобами телефонної мережі загального користування. Відсутність доступного напівкомплекту ЕПП на мережі загального користування на момент встановлення з'єднання також може стати причиною не включення ЕПП.

Одній з вірогідних причин не включення ЕПП можуть явитися помилки взаємодії між устаткуванням мереж різних операторів, пов'язані з відсутністю єдиного підходу до управління ЕПП за повідомленнями систем сигналізації.

Робота ЕПП на СПС стандарту GSMи на телефонній мережі загального користування при взаємодії з мережами СРЗ здійснюється під управлінням системи сигналізації ОКС №7 в усіченій версії підсистеми передачі повідомлень ISUP - R. Можливості управління ехоподавляючими пристроями, закладені в ISUP - R, відповідають рекомендації MCE-T Q.767, і обмежуються використанням індикаторів «витікаючий напівкомплект ЕПП включений/ не включений» у складі повідомлення IAM(Initial Address Message), що передається одноразово у напрямі встановлення з'єднання і напівкомплект ЕПП, що «входить, включений / не включений» у складі повідомлення ACM (Address Complete Message), також одноразово передаваному у зворотному напрямі.

Виключення із складу повідомлень ISUP - Rполей управління ЕП зводить нанівець практично усі положення рекомендації Q.115. Використання на мережі

зв'язку ISUP - Rне гарантує оптимального розміщення ЕПП в з'єднанні, часто провокуючи їх некоректну роботу.

Ефективне подавлення ехосигналів при використанні ISUP - Rне буде гарантоване в наступних умовах:

- переадресація виклику при міжміському з'єднанні;
- використання на ділянках мережі (наприклад, на зонах мережах) жорстко закріплених напівкомплектів ЕПП.

Включення в з'єднання транзитних ЕПП відгукнеться зниженням якості телефонної передачі, обумовлене двома ефектами.

По-перше, ЕК є ланцюгом, дублюючим ехотракт. У багатьох випадках у відсутність ехосигналу ЕК може сам стати джерелом ехосигналів. Наприклад, у тому випадку, коли затримка сигналу в ехотракті перевищує максимальне значення затримки, що забезпечується трансверсальним фільтром.

По-друге, неправильна робота детектора зустрічної розмови в умовах підвищеного значення часу затримки ехосигналу викликатиме (окрім можливої наявності непригніченого ехосигналу) неправильну роботу нелінійного процесора, яка, у свою чергу, призводитиме до кліпінгання передаваного мовного сигналу або модуляції шумів приміщення.

Таким чином, недостатня ефективність подавлення ефекту електричного еха на мережах СПС стандарту GSMможе бути обумовлена двома видами причин :

- неправильним включенням ехоподавляючих пристроїв в з'єднання
- впливом чинників, що порушують стабільну роботу ехоподавляючих пристроїв при правильному включенні в з'єднання.

В результаті аналізу імпульсних характеристик ехотрактів і аналізу характеристик ЕПП, використовуваних на мережах CP3 стандарту GSM, можливо висунути наступні пропозиції по усуненню на мережах СПС стандарту GSM ефекта електричного еха і явищ, супроводжуваних некоректну роботу ЕПП у рамках управління ЕПП.

З точки зору забезпечення коректного управління роботою (активністю) ЕПП на мережах СРЗ представляється доцільним відновлення полів управління ЕПП в протоколах систем сигналізації; це може бути здійснено, наприклад, переходом до ISUP і реалізацією управління відповідно до алгоритмів, викладених в [9].

При неможливості зміни протоколів систем сигналізації, а також в перехідний період, підвищення ефективності подавлення ефекту електричного еха може бути досягнуте у рамках ISUP - R. Для мінімізації втрат при цьому мають бути виконані наступні умови:

- 1) кожним оператором має бути проведений детальний аналіз усіх можливих напрямів наземних з'єднань на предмет з'ясування значень часу поширення сигналу. За відсутності необхідної інформації час поширення слід виміряти. При введенні нових напрямів час поширення по них має бути також проаналізований або виміряний.
- 2) за результатами аналізу мають бути виділені ті напрями, на яких подавлення ехосигналів може бути забезпечене за допомогою наявних в розпорядженні ЕК (на ЦК СРЗ). Ці напрями мають бути сформовані каналами, що забезпечують бітову прозорість на рівні канальних інтервалів (64 кбит/с) і не повинні містити засобів стискування мови (апаратура АДИКМ, ДТХи інших засобів, що використовують такі алгоритми, як ADPCM, GSM, CELP, CS - ACELP, MP - MLQи подібні до них).

Час поширення сигналу по таких напрамах в обидва кінці не повинен перевищувати значення, вказаного для ЕК як граничне, для якого може бути забезпечене ефективне подавлення ехосигналів.

- 3) при встановленні витікаючих крайових з'єднань з АРС на абонентів телефонної мережі загального користування (ТфЗК) по вибраних напрамах в канал повинні включатися ЕК із складу устаткування ЦК СПС. У складі повідомлень ІАМв сторону ТфЗК має бути відправлене нульове значення індикатора «витікаючий напівкомплект ЕПП не включений». Така логіка

взаємодії суперечить логіці управління ЕПП, проте нульове значення індикатора дає можливість комутаційної станції, що входить, відрізнити з'єднання, що не вимагає включення напівкомплекту ЕПП, що входить, від того, що вимагає.

- 4) комутаційна станція ТфЗК, що входить, не повинна включати напівкомплект ЕПП, що входить, в таке з'єднання і направити у бік ЦК СРЗ нульове значення індикатора напівкомплект ЕПП, що «входить не включений» у складі повідомлення АСМ. Якщо ж з якихось причин напівкомплект, що входить, включений (наприклад, наявність жорстко включеного напівкомплекту, що входить, на прилеглій ділянці), має бути відправлене одиничне значення індикатора напівкомплект, що «входить, включений», по якому ЦК СРЗ повинен вивести із з'єднання або нейтралізувати включений напівкомплект, що входить, ЕК.

По цій частині протоколу має бути досягнута домовленість з ТфЗК.

- 5) на комутаційних станціях ТфЗК при витікаючих (не транзитних!) з'єднаннях у бік СПС канали вибраних напрямів мають бути помічені як наземні, не вимагаючі включення витікаючого напівкомплекту ЕПП. Значення індикатора витікаючого напівкомплекту ЕПП повинне виставлятися відповідно до наявності постійно включеного витікаючого напівкомплекту в цьому з'єднанні - у складі повідомлення ІАМ. Ця частина протоколу також вимагає узгодження з ТфЗК.
- 6) на інших напрямках, а також на транзитних з'єднаннях по каналах вибраних напрямів функцію подавлення ехосигналів доцільно покласти на ТфЗК або далекого оператора, якщо з'єднання на нього встановлюється через ТфЗК. У таких з'єднаннях при витікаючому зв'язку повинне встановлюватися одиничне значення індикатора витікаючого напівкомплекту ЕПП, а при тій, що входить - напівкомплекту, що входить. При отриманні з боку ТфЗК нульового значення індикатора у складі повідомлення ІАМ або АСМ, ймовірно, доцільно зробити спробу нового з'єднання.

По цій частині протоколу має бути досягнута чітка і однозначна домовленість з операторами ТфЗК, включаючи можливість надання ресурсів ехоподавляючих облаштувань ТфЗК для з'єднань з мобільними абонентами.

Пропоновані зміни протоколу не гарантують відсутності в з'єднанні транзитних ЕПП у разі їх жорсткого закріплення на ділянках ТфЗК (наприклад, на зонovій ділянці). Для запобігання цим ситуаціям на мережі має бути організоване управління жорстко закріпленими ЕПП по біту «с» в КИ16. Для цього необхідно виконати наступні операції:

1) На усіх напрямках, на яких можуть зустрічатися постійно закріплені ЕПП, необхідно забезпечити надциклову структуру первинних цифрових потоків Е1 (CAS).

2) Коммутационним станціям - ЦК СРЗ, АМТС і місцевим станціям (якщо ЕПП постійно включені на ділянці зонової мережі) необхідно забезпечити установку біта «с» для використовуваного в з'єднанні канального інтервалу в активному значенні при передачі таких видів інформації, як «мову» і «аудіо 3,1 кГц» і нейтралізуюче інакше.

3) Функція управління по біту «с» з боку ближньої станції (з тракту передачі) має бути активізована для постійно включених в канали ЕПП.

4) Відсутність рекомендацій по активному/нейтралізуючому значенню біта «с» диктує необхідність вироблення домовленості з цього питання між усіма зацікавленими операторами. Історично де-факто нульове значення біта «с» найчастіше використовується як активне, а одиничне - як нейтралізуюче. При виробленні домовленості важливо оцінити можливості ЕПП по управлінню по біту «с» і забезпечити єдність розуміння його значення для ЕПП і комутаційних станцій.

#### Висновки:

1 Сукупність алгоритмів НМНСК і кореляційного достатня для якісного подавлення ехосигналів в каналах мобільного зв'язку за допомогою чисто



компенсаційного механізму без використання нелінійного процесора. При цьому трансверсальний фільтр, адаптується за алгоритмом НМНСК, повинен мати повний обсяг - 512-й порядок і цільову функцію - максимально швидко збіжність без посилення ехосигнала.

2 Головною метою трансверсального фільтра, що адаптується по кореляційному алгоритму, є таке подавлення ехосигнала, щоб його середній рівень був (як мінімум) на 12 ... 14 дБ нижче середнього рівня шуму, що діє в тракті передачі ЕК. Необхідна ступінь подавлення може бути досягнута обчисленням кореляції по (256 ...) 512 творів.

3 Для якісного подавлення ехосигнала на реальних ехотрактах достатнім є використання 8-го порядку трансверсального фільтра.

## РОЗДІЛ 3 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ

### 3.1 Характеристика науково-технічної продукції як товару

Нині все більш і більш значимими стають електронні засоби комунікації. Телебачення, телефонія і глобальні телекомунікаційні мережі зробили крок вперед, перетворившись з недосконалих любительських розробок в речі, без яких не мислить себе, напевно, будь-яка цивілізована людина. Із-за швидкого розвитку телекомунікаційних пристроїв, більше ранні розробки іноді «не встигають» за прогресом. Тому доводиться шукати методи, щоб забезпечити нормальну роботу і сумісність між новітніми розробками і технологіями, які вважалися вершиною розвитку десятиліття тому. Так, наприклад, аналогова телефонія поступово витісняється цифровою. Але, незважаючи на свої недоліки, вона все ж існує, і існуватиме ще через багато років. Проблема ехосигналу в телефонних лініях - лише одна з численних проблем, існуючих на сьогодні в телефонії. Пов'язана вона з особливостями фізичної організації телефонних ліній, змінювати яку економічно недоцільно. Тому розробляються спеціальні методи і пристрої, які дозволяють пригнічувати ехосигнали.

У цій роботі досліджуються ехокомпенсатори з метою поліпшення їх характеристик в режимі одночасної розмови абонентів, проводиться аналіз існуючих методів поліпшення характеристик ехокомпенсатора, здійснюється розробка програми такої, що реалізовує цей метод, яка надалі може використовуватися.

### 3.2 Етапи виконання роботи, їх тривалість

У таблиці 3.1 приведений типовий перелік етапів і робіт, розрахунок трудомісткості і загальної заробітної плати.

Таблиця 3.1 - Типовий перелік етапів дослідницьких робіт і їх співвідношення

Найменування етапів і зміст робіт	Виконавець	Тривалість роботи / день	Трудо-місткість, люд./днів	Середня заробітна плата, грн.	Сума зарплати грн.
Підготовчий етап Розробка і затвердження техзавдання:	відповідальний виконавець	2	2	195,45	390,90
– складання календарного графіку робіт;	відповідальний виконавець	1	1	195,45	195,45
– підбір і вивчення літератури по темі;	інженер	5	5	145,45	727,25
– знайомство з суміжними і близькими по темі роботами в різних установах;	інженер	2	2	145,45	290,90
– складання огляду по матеріалах, що вивчаються;	інженер	1	1	145,45	145,45
– підготовка матеріалів довідкових даних для розробки.	інженер	2	2	145,45	290,90
Всього: 20%		13	13		2040,85
Основний етап Розробка теоретичної частини теми					
– огляд існуючих методів і алгоритмів;	інженер	2	2	145,45	290,90
– аналіз існуючих методів і алгоритмів і вибір з них складових тих, що	інженер	5	5	145,45	727,25

задовольняють поставленому завданню;					
– розробка алгоритму програми;	програміст	5	5	290,90	1454,50
Написання програми оцінки, що реалізовує метод;	програміст	12	12	290,90	3490,80
– відладка програми;	програміст	2	2	290,90	581,80
– інші (непередбачені) роботи.	інженер	1	1	145,45	145,45
3. Експериментальні роботи і випробування.	інженер	3	3	145,45	436,35
4. Внесення коригувань в розробки і дослідження.	відповідальний виконавець	2	2	195,45	390,90
5. Висновки і пропозиції по темі.	відповідальний виконавець	1	1	195,45	195,45
Всього: 50%		33	33		7713,40
Завершальний етап					
1. Склад звіту.	інженер	2	2	145,45	290,90
2. Аналіз результатів проведення роботи.	відповідальний виконавець	1	1	195,45	195,45
3. Підбір необхідної технічної документації (програми, акти випробувань)	відповідальний виконавець	2	2	145,45	290,90
4. Захист звіту на технічній раді.	інженер	1	1	195,45	195,45
Всього: 30%		6	6		972,70
Всього: 100%		52	52		10726,95

Средньоденна зарплата розраховується по формулі:

$$З_{\text{Срд}} = \frac{\text{МПО}}{22} \quad (3.1)$$

де МПО - місячний посадовий оклад співробітника;  
22 – середня кількість робочих днів в місяці.

МПО відповідального виконавця дорівнює 4300 грн., МПО інженера - 3200 грн., МПО програміста - 6400 грн. Розрахуємо середньоденну зарплату для вищеперелічених категорій співробітників по формулі 3.1.

$$З_{\text{Ср. д. отв. исп.}} = \frac{4300}{22} = 195,45 \text{ грн.};$$

$$З_{\text{Ср. д. инж.}} = \frac{3200}{22} = 145,45 \text{ грн.};$$

$$З_{\text{П ср. д. прогр.}} = \frac{6400}{22} = 290,90 \text{ грн.}$$

### 3.3 Розрахунок кошторисної вартості дослідницької продукції

Розрахунок кошторисної вартості продукції «Дослідження ехокомпенсатора і поліпшення його характеристик в режимі одночасної розмови абонентів» представлений в таблиці 3.2.

Термін виконання роботи : початок 01.09.2018 р. закінчення: 13.11.2018 р.

Розрахунок ціни на дослідницькі роботи зроблений згідно з «Типовим положенням з плануванням, звітом і калькуляцією собівартість», затверджений Постановою КМ України від 20.07.96 №830.

Вихідними даними для визначення ціни на проведення роботи є витрати по наступних статтях калькуляції :

– витрати на оплату праці розраховані, виходячи з необхідного для виконання робіт складу і кількості працівників, а також їх середньомісячної

заробітної плати, або посадових окладів, визначених згідно з чинним законодавством;

– відрахування на соціальне страхування визначені у розмірі 37% від витрат на оплату праці.

Таблиця 3.2. - Кошторис витрат на розробку

Стаття витрат	Позначення	Розрахункова формула	На увесь період, грн.
1. Витрати на оплату праці	ЗП		10726,95
2. Відрахування на соціальне страхування 37,0%.	Отч	$ЗП * 0,37$	3968,97
3. Малоцінні швидкозношувані матеріали	МШМ		150
4. Витрати на технічне оформлення			210
5. Загальногосподарські витрати	Ро.хоз.	$N * k * h$	630
6. Всього витрат	Зобщ	$\sum_{i=1}^6 cmi$	15687,92
7. Прибуток	П	$Зобщ. * 0,1$	1568,79
8. ПДВ	ПДВ	$(Зобщ + П) * 0,2$	3450,94
9. Вартість дослідницької продукції	Стоїмо	$Зобщ + П + ПДВ$	20705,65

У цій таблиці:  $n = 70$  грн.;  $k = 3$  чел.;  $h = 3$  міс.;

– витрати на малоцінні быстроизнашивающиеся матеріали визначені їх потребою для виконання робіт і цінами, діючими на момент складання калькуляції;

– витрати на технічне оформлення звіту;

– загальногосподарські витрати визначаються за фактичними витратами по наступних статтях витрат : водопостачання, опалювання, освітлення, каналізація (70 грн./чел. у місяць);

– загальні витрати прирівнюються сумі по статтях 1-5;

– прибуток складає 10-90% від витрат на розробку (від статті 6);

– податок на додану вартість (ПДВ) передбачений у розмірі 20% від договірної ціни (собівартість + прибуток) згідно із Законом України «Про податок на додану вартість» від 03.04.97 №168/97-ВР;

– собівартість робіт за договором (контракту) прирівнюється сумі витрат по статтях 6-8.

Ціна на науково - технічну продукцію за договором (контрактом) №1 від 13.11.2018 р. з урахуванням прибутку і ПДВ прирівнюється 20705,65 грн.

#### 3.4 Техніко-економічна і наукова оцінка виконаної роботи

Дано оцінку науковому, технічному і економічному рівню дослідницької роботи бальним методом оцінки. Критерії і їх оцінки дані в таблиці 3.4.

Оскільки для проведення дослідження необхідно 52 дні, технічні показники результатів розробки на рівні кращих світових зразків, можливості отримання авторських свідоцтв є, то сума індексів по усіх чинниках, згідно з таблицею 3.4, є позитивною. Згідно з таблицею 3.3 розробка є перспективною.

Таблиця 3.3 - Оцінка доцільності проведення робіт

Сума індексів	Оцінка теми
* Позитивна (+)	* Розробка дуже перспективна
Задовільна (0)	Розробка перспективна
Негативна (-)	Розробка неперспективна

Таблиця 3.4 - Критерії оцінки роботи бальним методом

Критерії оцінки	Шкала критеріїв	Індекс оцінки
Час, необхідний для проведення дослідження (починаючи з дослідження і кінчаючи виготовленням дослідного зразка)	1. 2 роки і менш	* +2
	2. 3 роки	+1
	3. 4 роки	0
	4. 5 – 6 років	-1
	5. 7 років і більше	-2
Технічні показники результатів розробки	1. Вище за рівень кращих світових зразків	+2
	2. На рівні кращих світових зразків	* 0
	3. Нижче рівня кращих світових зразків	-2
Можливості отримання авторських свідоцтв на винахід	1. Упевненість в отриманні авторських свідоцтв	* +2
	2. Часткові можливості	0
	3. Можливості немає	-1

Оцінка наукового, технічного і економічного рівня роботи розраховується по формулі:

$$И = \frac{J^n T_{сп} R_p}{C * t} \quad (3.2)$$

де J - важливість роботи для народного господарства, J = 2 - 5;

n - показник виконання результатів дослідження; n=0-3

T<sub>сп</sub> - технічна складність виконання роботи, T<sub>сп</sub> = 1 - 3;

R<sub>p</sub> - результативність роботи; R<sub>p</sub>=1-4

C - вартість роботи тис. грн.;

t - час, необхідний для проведення роботи, дні.



Важливість цієї роботи оцінюємо в  $j=5$ . Оскільки результати роботи використовуються на виробництві, то показник  $n=3$ . Технічна складність виконання роботи оцінюється в  $T_{сп}=3$ . Оскільки поставлене завдання було вирішене повністю, то  $R_p=4$ . Вартість роботи - 20705,65 тис. грн. Час, необхідний для проведення дослідницької роботи, складає 52 дні. Зробимо оцінку наукового, технічного і економічного рівня дослідження по формулі:

$$И = \frac{5^3 \cdot 3 \cdot 4}{20,705 \cdot 52} = 1,39$$

Висновки:

В економічному розділі була розрахована кошторисна вартість дослідження і вона становить 20705,65 грн; проведена оцінка доцільності дослідження ехокомпенсатора, яка склала 1,39. Оскільки показник рівня дослідження  $И > 1$ , то ця дослідницька робота є ефективною. Такою, що має високий науковий, технічний і економічний рівень.

## ВИСНОВКИ

1 У відсутність зовнішніх дестабілізуючих чинників алгоритм НМНСК упевнено сходиться на мовному сигналі з тим більшою швидкістю, чим вище значення  $\beta$  - в прийнятих в роботі межах.

2 За прийнятими критеріями оптимальне значення  $\beta$  лежить в межах 0,01 ... 0,02, що дещо більше, ніж зазвичай використовувані для цілей подавлення дії заважаючого ЕЕЕ (0,008).

3 Кореляційний алгоритм при усереднюванні по 256 відлікам при  $\rho=5$  забезпечує таке подавлення ехосигналу, що його середній рівень виявляється нижче середнього рівня шуму, діючого в тракці передачі ЕК, на 8 ... 9 дБ. Выигрыш в ступені подавлення ехосигналу у присутності шуму по відношенню до алгоритму НМНСК складає також 8 ... 9 дБ.

4 Міра подавлення ехосигналів комбінованим ЕК залежить від рівня шумів ехотракта. Середній рівень сигналу, що створюється ЕК, нижче середнього рівня шуму, діючого в тракці передачі, на 15 ... 17 дБ.

5 При розгляді схеми визначення міри подавлення ехосигналів за допомогою порівняння двох алгоритмів комбінованого і чисто кореляційного - представляється можливим зробити висновок, що кореляційний алгоритм гірше давить сплески ехосигналів, в комбінованому ж цей недолік усувається за рахунок дії НМНСК.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Уидроу Б. , Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. под. ред. В. В. Шахгильдяна – М. : Радио и связь, 1989. 440 с.
2. Адаптивные фильтры. / Под ред. К. Ф. Н. Коуэна и П. М. Гранта: Пер. с англ. / Под. ред. С. М. Ряковского. – М. : Мир, 1988. 392 с.
3. Беллами Дж. Цифровая телефония: Пер. с англ. Э. Б. Ершовой, Э. В. Кордонского – М. : Радио и связь, 1986. 544 с.
4. ITU-T Recommendation G. 165. Echo cancellers. 1993.
5. Брюханов Ю. А. , Цифровые цепи и сигналы: Учеб. пособие. Ярославль, 1999. 152 с.
6. Рогацкая М.А., Шаврин С.С. Исследование вопросов подавления эхосигналов в уплотненных телефонных каналах. «Обработка сигналов в системах телефонной связи и вещания». Межрегиональная конференция. - Пушкинские Горы - Москва, 2004. -Тезисы докладов - с. 134.
7. Gansler T. , Gay S. L. , Sondhi M. M. , Double-Talk Robust Fast Converging Algorithms for Network Echo Cancellation // IEEE Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics. 1999. P. W99-1-W99-4.
8. ITU-T Recommendation G.164. Echo suppressors. November 1988.
9. ITU-T Recommendation G. 110.
10. Вайксельбаум Ш., Шаврин С.С. Современные методы и тенденции развития средств цифровой эхокомпенсации. Цифровая обработка и передача сигналов / Московский
11. ITU-T Recommendation G. 131. Control of talker echo. August 1996.
12. ITU-T Recommendation G. 131. Talker echo and its control. November 2003.
13. МККТТ. Рекомендация G.131. Устойчивость и эхо. Красная Книга, Том III, Выпуск III. 1, Малага - Торремолинос, октябрь 1984.
14. ITU-T Recommendation. G.729, General aspects of digital transmission systems. Coding of speech at 8 kbit/s using conjugate-structure algebraic-code-excited linear-prediction (CS-ACELP). Annex A. March 1996.

15. Гордиенко В.Н., Федоткин Н.Н., Шаврин С.С. О некоторых результатах исследования влияния эхосигналов на процесс передачи речи при использовании методов сжатия. Научная конференция профессорско-преподавательского, научного и инженерно-технического состава - М.: МТУСИ., 2005. Тезисы докладов -Книга 1, С. 172.
16. Шаврин Д.С. Результаты исследования линейных и нелинейных характеристик эхотрактов на сети связи РФ. Электросвязь. - 2006. - № 9. -с.47-50.
17. Рогацкая М.А. Исследование динамических характеристик звена компенсации быстрой сходимости комбинированного эхоподавателя. Депонирована в ЦНТИ «Информсвязь» 04.07.04. №2244св.2004, с. 26-38.
18. Рогацкая М.А. Модель комбинированного эхоподавателя для мобильных сетей связи и ее программная реализация. «Обработка сигналов в системах телефонной связи и вещания». Межрегиональная конференция. - Пушкинские Горы - Москва, 2004. Тезисы докладов - с. 132-133.
19. Шаврин С.С., Мусатова О.Ю. Компактный алгоритм корреляционного эхокомпенсатора. Межрегиональная конференция «Обработка сигналов в системах телефонной связи и вещания». - Пушкинские Горы - Москва, 2004. Тезисы докладов - С. 144.