

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ
Ордена Трудового Красного Знамени федеральное государственное
бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«Московский технический университет связи и информатики»

На правах рукописи

Душин Сергей Викторович

**РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ
КОРРЕЛЯЦИОННОГО ПРИНЦИПА КОМПЕНСАЦИОННОГО
ПОДАВЛЕНИЯ ЭХОСИГНАЛОВ**

Специальность 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук,
доцент Шаврин Сергей Сергеевич

Москва – 2017

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	6
ГЛАВА 1. АНАЛИЗ ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ И АКТУАЛЬНЫХ ЗАДАЧ ТЕХНИКИ КОМПЕНСАЦИИ ЭХОСИГНАЛОВ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯХ. 14	
1.1 Краткий анализ области применения техники компенсации эхосигналов в телекоммуникациях	14
1.2 Эффект электрического эха в телефонных каналах связи	18
1.3 Методы борьбы с мешающим воздействием эффекта электрического эха в телефонных каналах связи.....	22
1.4 Подавление отраженных сигналов в кабельных системах передачи данных ...	27
1.5 Анализ актуальных задач техники компенсации эхосигналов	29
1.6 Выводы	33
ГЛАВА 2. АНАЛИЗ И ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ АДАПТИВНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ, ПРИМЕНЯЕМЫХ В ТЕХНИКЕ КОМПЕНСАЦИИ ЭХОСИГНАЛОВ.....	35
2.1 Краткий анализ развития применяемых в технике компенсации эхосигналов алгоритмов и методов	35
2.2 Задача оценивания неизвестной линейной системы	38
2.3 Нерекурсивное оптимальное оценивание. Уравнение Винера-Хопфа и фильтр Винера.....	40
2.4 Алгоритмы класса рекурсия наименьших квадратов (РНК).....	44
2.5 Алгоритмы класса методы наименьших средних квадратов (МНСК).....	49
2.6 Рекурсивный алгоритм аффинных проекций (ААП)	53
2.7 Теоретическое исследование алгоритмов, реализующих корреляционный принцип адаптации. Корреляционный алгоритм.	55

2.8 Компактный корреляционный алгоритм	61
2.9 Классификация корреляционного алгоритма и его модификаций	63
2.10 Обзор типов исполнительных элементов механизмов компенсации эхосигналов	65
2.11 Выводы.....	70
ГЛАВА 3. ИССЛЕДОВАНИЕ И АНАЛИЗ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КОРРЕЛЯЦИОННОГО АЛГОРИТМА	72
3.1 Анализ основных факторов, оказывающих негативное влияние на функциональные характеристики корреляционного алгоритма	72
3.2 Разработка методики исследования функциональных характеристик корреляционного алгоритма	79
3.3 Исследование помехоустойчивости	83
3.4 Исследование влияния нелинейных искажений эхосигнала	87
3.5 Исследование влияния параметрических изменений эхотракта	89
3.6 Исследование влияния статистических характеристик активного сигнала на динамику и стабильность сходимости	92
3.7 Исследование влияния пауз в активном сигнале на динамику адаптации	96
3.8 Исследование влияния памяти об остаточном эхосигнале на динамику и стабильность сходимости	98
3.9 Исследование влияния формы импульсной характеристики эхотракта на динамику адаптации	100
3.10 Выводы.....	102
ГЛАВА 4. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ, РЕАЛИЗУЮЩИХ КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ПРИНЦИП АДАПТАЦИИ, И МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ИХ ЭФФЕКТИВНОСТИ	104
4.1 Разработка метода снижения влияния памяти об остаточном эхосигнале на динамику и стабильность сходимости. Алгоритм минимальной корреляции виртуальных сигналов (МКВС).....	104

4.2 Исследование возможности разработки вычислительно быстрого алгоритма МКВС.....	110
4.3 Разработка метода снижения негативного влияния пауз на динамику адаптации.....	113
4.4 Разработка метода повышения помехоустойчивости	116
4.5 Выводы	124
ГЛАВА 5. ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРЕДЛОЖЕННЫХ АЛГОРИТМОВ И МЕТОДОВ	126
5.1 Разработка методики исследования эффективности предложенных алгоритмов и методов	126
5.2 Исследование функциональных характеристик алгоритма МКВС.....	129
5.3 Исследование эффективности метода снижения влияния пауз в активном сигнале	139
5.4 Исследование эффективности метода повышения помехоустойчивости	141
5.5 Выводы	144
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	145
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ	147
СПИСОК ОБОЗНАЧЕНИЙ	149
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	150
ПРИЛОЖЕНИЕ А. СХЕМЫ ПРОВЕДЕНИЯ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КОРРЕЛЯЦИОННОГО АЛГОРИТМА.....	163
A.1 Исследование помехоустойчивости	163
A.2 Исследование влияния нелинейных искажений	166
A.3 Исследование влияния параметрических воздействий	169

А.4 Исследование влияния статистических характеристик активного сигнала на динамику и стабильность сходимости	173
А.5 Исследование влияния порядка трансверсального фильтра на динамику и стабильность сходимости	176
А.6 Исследование влияния пауз в активном сигнале на динамику адаптации.....	179
А.7 Исследование влияния памяти об остаточном эхосигнале на динамику и стабильность сходимости	181
А.8 Исследование влияния формы импульсной характеристики эхотракта на динамику адаптации	184
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРЕДЛОЖЕННЫХ АЛГОРИТМОВ И МЕТОДОВ	188
Б.1 Исследование функциональных характеристик алгоритма МКВС	188
Б.2 Исследование сходимости и помехоустойчивости алгоритма МКВС при адаптации на модулированном сигнале	190
Б.3 Исследование эффективности метода снижения влияния пауз	192
Б.4 Исследование эффективности метода повышения помехоустойчивости.....	195
ПРИЛОЖЕНИЕ В. АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ И СВИДЕТЕЛЬСТВА О РЕГИСТРАЦИИ ПРОГРАММ	197

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы. Современная техника компенсации эхосигналов, помимо своего традиционного применения – подавления электрического эхосигнала в телефонных каналах связи, успешно применяется для подавления: акустических эхосигналов в телефонии и системах конференц-связи; отраженных сигналов в кабельных системах передачи данных; эхосигналов в повторителях ("репитерах") радиосигналов. Однако, несмотря на успешный опыт применения в различных телекоммуникационных технологиях, современные устройства компенсации эхосигналов обладают рядом недостатков и далеко не всегда могут обеспечить требуемые качественные показатели, а их эффективность зависит от характеристик эхотрактов и статистических характеристик активных (обучающих) сигналов. Это обстоятельство, в совокупности с обусловленной экономическими причинами потребностью снижения вычислительных затрат на реализацию функции эхокомпенсации, во многом определяет продолжающийся процесс развития алгоритмов и методов адаптивной эхокомпенсации.

На данный момент одной из наиболее актуальных задач теории адаптивной фильтрации является задача эффективной адаптации эхокомпенсационных механизмов в условиях непрерывно действующих аддитивных шумов и встречных сигналов. Эта задача актуальна для целого ряда приложений, некоторые из них представлены далее. Во-первых, это уплотнение спутниковых каналов связи (технологии Carrier-in-Carrier, "корреляционное уплотнение"), в котором требуется подавить эхосигнал на фоне встречного сигнала. Во-вторых, это компенсация акустических эхосигналов в системах конференц-связи и системах громкой связи, которые зачастую работают в условиях наличия аддитивных шумов значительного уровня (например, в шумных помещениях или вблизи дорог). В-третьих, это оценка стационарности эхотракта и параметрических воздействий на него, являющаяся составной частью более крупной задачи интегральной оценки качества эхозащищенных каналов связи.

Анализ существующих решений, применяемых в этих приложениях эхокомпенсации, показывает, что они обладают существенными недостатками. Так, например, применяемый в технологии "корреляционного уплотнения" корреляционный алгоритм обладает достаточной для данного применения помехоустойчивостью, но при этом показывает довольно медленную сходимость, что сказывается на функциональных характеристиках оборудования "корреляционного уплотнения".

Данная ситуация позволяет говорить, что существует потребность в разработке помехоустойчивых алгоритмов, обладающих при этом быстрой и стабильной сходимостью. Анализируя возможные пути удовлетворения этой потребности, можно отметить, что корреляционный принцип, реализуемый, в частности, корреляционным алгоритмом, обеспечивает ключевое в данной задаче свойство - высокую помехоустойчивость. Поэтому разумным подходом к задаче разработки таких алгоритмов является развитие идеи корреляционного принципа.

Таким образом, тема диссертационной работы, направленная на решение научной задачи, заключающейся в разработке и исследовании помехоустойчивых, стабильных и быстрых алгоритмов, реализующих корреляционный принцип адаптации устройств компенсации эхосигналов, является актуальной в рамках обозначенных выше прикладных задач.

Степень разработанности темы. Задача адаптивной настройки механизмов компенсации эхосигналов является одной из основных прикладных задач теории адаптивной фильтрации, которая с середины 20-го века переживает этап интенсивного развития и имплементации во многих сферах науки и техники. Значимый вклад в развитие адаптивной фильтрации в целом и техники компенсации эхосигналов в частности внесли отечественные и зарубежные ученые: А.Д.Снегов, В.Н. Фомин, М.К. Цыбулин, В.И. Джиган, С.С. Абрамов, В.В. Шахгильдян, В.В. Витязев, Е.П. Кузнецов, Р.Л. Стратанович, А.Б. Сергиенко, М.М.Sondhi, M. Rupp, A. Sayed, D.G. Messerschmitt, R.E. Kalman, B. Widrow, J. Benesty, B. Hassibi, R. Plackett, S. Haykin и др. Ключевой вклад в развитие математических основ адаптивной фильтрации (теории оптимального

оценивания) внесли выдающиеся математики 20-го столетия: Н. Винер, Э. Хопф, А.А. Колмогоров.

Исследуемый в рамках настоящей работы корреляционный принцип адаптивной настройки эхокомпенсационных механизмов впервые был предложен С.С. Шавриным и Ш. Вайксельбаумом в 1991 году. На сегодня в открытых источниках можно найти не более двух десятков отдельных публикаций, посвященных этому алгоритму, а специализированная литература, посвященная адаптивной фильтрации, и вовсе не содержит информации о нём. При этом подавляющее большинство публикаций принадлежат одной группе исследователей: С.С. Шаврин, С.В. Капустин, О.Ю. Мусатова. Поскольку доступные в открытой печати публикации не содержат информации о теоретических основах и ряде важных функциональных характеристик корреляционного алгоритма, можно сделать вывод о его низкой изученности.

Цель и основные задачи работы. Целью настоящей работы является разработка новых алгоритмов реализации корреляционного принципа подавления эхосигналов, обладающих высокими функциональными характеристиками, то есть быстрой и стабильной сходимостью и высокой помехоустойчивостью, включая способность адаптивной настройки на фоне сигнала встречного направления.

Основными задачами исследования являются:

1. Анализ теоретических основ корреляционного принципа адаптивной настройки эхокомпенсационных механизмов. Вывод системы математических выражений, описывающих процесс адаптации алгоритмов построенных на этом принципе, из общих положений теории оптимального винеровского оценивания (уравнения Винера-Хопфа);

2. Исследование функциональных характеристик алгоритмов адаптации, реализующих корреляционный принцип адаптации;

3. Анализ механизмов воздействия основной группы факторов, оказывающих негативное влияние на функциональные характеристики алгоритмов, реализующих корреляционный принцип;

4. Разработка методов, позволяющих улучшить функциональные характеристики алгоритмов, построенных на корреляционном принципе адаптации;

5. Исследование эффективности разработанных методов и оценка возможной областей их применения.

Методы исследования. Исследования, проведенные в настоящей работе, основаны на методах математической статистики, линейной алгебры, теории случайных процессов, теории оптимального оценивания, цифровой адаптивной фильтрации, а также методах математического и компьютерного моделирования. В исследованиях использовалось программное обеспечение, разработанное автором работы.

Научная новизна

1. Проведены исследования математических основ алгоритмов, реализующих корреляционный принцип адаптации. В рамках этих исследований осуществлен вывод системы математических выражений, описывающих процесс адаптации корреляционного алгоритма на основе общих положений теории оптимального винеровского оценивания, а также определены основные факторы, оказывающие негативное влияние на его скорость сходимости и помехоустойчивость.

2. Предложен и исследован оригинальный алгоритм адаптации устройств компенсации эхосигналов, получивший в работе название "минимальная корреляция виртуальных сигналов" (МКВС). Алгоритм обладает высокой скоростью сходимости и помехоустойчивостью. По скорости сходимости предложенный алгоритм превосходит нормализованный метод наименьших квадратов (НМНСК) и корреляционный алгоритм, тогда как его помехоустойчивость остается на уровне корреляционного алгоритма.

3. Предложен способ снижения вычислительной сложности МКВС, основанный на быстром алгоритме вычисления произведения матрицы Тёплица на вектор.

4. Разработан и исследован вспомогательный метод снижения влияния пауз в активном сигнале на динамику адаптации корреляционного алгоритма и МКВС. Исследование предложенного метода в приложении к МКВС показали его высокую эффективность; в случае его применения эхокомпенсатор нечувствителен к паузам в активном сигнале даже при максимально возможных скоростях адаптации.

5. Предложен и исследован метод повышения помехоустойчивости корреляционного алгоритма и МКВС. Исследование метода в приложении к МКВС показали, что его применение обеспечивает повышение вносимого затухания на величину порядка 12 дБ в условиях наличия встречного сигнала при контролируемом снижении скорости адаптации.

Теоретическая и практическая значимость

Теоретическая значимость работы заключается в строгом логико-математическом обосновании алгоритмов, реализующих корреляционный принцип адаптации (корреляционного алгоритма и алгоритма МКВС). Теоретическую значимость также представляет исследование возможности разработки вычислительно эффективного алгоритма МКВС.

Практическая значимость работы заключается:

- в разработке и доведении до возможности реализации на современной микроэлектронной элементной базе алгоритма МКВС, который может применяться в широком спектре практических задач техники компенсации эхосигналов, требующих одновременно высокой скорости сходимости и высокой помехоустойчивости алгоритма адаптации;

- в разработке и доведении до возможности реализации на современной микроэлектронной элементной базе алгоритма, основанного на предложенном принципе снижения влияния пауз в активном сигнале на адаптацию устройств компенсации эхосигналов. Алгоритм может быть использован для повышения функциональных характеристик корреляционных алгоритмов;

- в разработке и доведении до возможности реализации на современной микроэлектронной элементной базе алгоритма, основанного на предложенном

принципе повышения помехоустойчивости алгоритмов, реализующих корреляционный принцип адаптации;

- в применении результатов диссертационного исследования для подавления эхосигналов в оборудовании Flex-CON-NG компании АО "ГК Натекс". Реализация результатов работы подтверждена соответствующим актом, который представлен в приложении к диссертационной работе;

- в разработке наглядных и удобных для восприятия диаграмм, которые применены в учебном процессе МТУСИ на кафедре МТС.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Корреляционный алгоритм, реализующий корреляционный принцип адаптации, связан с уравнением Винера-Хопфа следующими преобразованиями последнего: аппроксимация автокорреляционной матрицы активного сигнала автокорреляционной матрицей белого шума и переход от нерекурсивного способа определения импульсной характеристики исследуемой системы к рекурсивной процедуре, осуществленный без учета наличия памяти алгоритма об остаточном эхосигнале.

2. Наличие памяти об остаточном эхосигнале и автокорреляционные связи в активном сигнале являются основными факторами, оказывающими влияние на скорость и стабильность сходимости корреляционного алгоритма.

Влияние памяти алгоритма проявляется в изменении на каждой итерации адаптации импульсной характеристики системы "исполнительный элемент (ИЭ) - эхотракт", которая является объектом адаптации. Эти изменения являются результатом работы самого алгоритма и обусловлены его рекуррентной природой.

Причиной влияния автокорреляционных связей в активном сигнале является, собственно, их игнорирование алгоритмом адаптации, предполагающим аппроксимацию автокорреляционной матрицы активного сигнала автокорреляционной матрицей белого шума эквивалентной мощности.

3. Негативное влияние памяти корреляционного алгоритма на динамику адаптации можно исключить, создав для процедуры адаптации виртуальный остаточный эхосигнал, который имел бы место быть в случае отсутствия

настройки исполнительного элемента на интервале оценки ВКФ. Использование этого сигнала для адаптации позволяет обеспечить максимальную статичность системы, анализируемой алгоритмом адаптации.

Теоретическая обоснованность необходимости формирования виртуального остаточного эхосигнала позволяет выделить алгоритм, использующий его для адаптации, как отдельный алгоритм, получивший в работе название "минимальная корреляция виртуальных сигналов" (МКВС).

4. Исследование функциональных характеристик алгоритма МКВС показало, что скорость его сходимости многократно превышает скорость сходимости корреляционного алгоритма. При этом он сохраняет помехоустойчивость, свойственную корреляционному алгоритму. Сравнение скорости сходимости алгоритмов МКВС и НМНСК показали, что МКВС сходится значительно быстрее в равных условиях.

5. Вычислительная сложность алгоритма МКВС определяется $2 * N * M + N + 1$ операциями умножения и $2 * N * M + 3 * N$ операциями сложения (вычитания) на итерацию. При этом результаты проведенных теоретических исследований, направленных на поиск возможности снижения вычислительной сложности, показывают, что на базе МКВС можно построить алгоритм, вычислительная сложность которого будет определяться $N * \log_2 N + 3 * N$ операциями умножения на итерацию.

6. Предложенные вспомогательные методы снижения влияния пауз в активном сигнале и повышения помехоустойчивости могут быть применены совместно с корреляционным алгоритмом или алгоритмом МКВС. Методы учитывают особенности процесса адаптации этих алгоритмов и показывают высокую эффективность.

Достоверность. Достоверность результатов, полученных в ходе выполнения диссертации, подтверждается корректным использованием математического аппарата и разработанного программного обеспечения.

Апробация работы. Научные результаты, полученные в работе, докладывались и обсуждались на: IX Международной научно-технической

конференции "Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения" INTERMATIC-2010; 19-ой международной конференции "Цифровая обработка сигналов и её применение" (DSPA-2017); 72-ой Международной конференции "Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий (REDS-2017)".

Личный вклад. Все результаты, сформулированные в основных положениях, выносимых на защиту, получены автором самостоятельно. Из работ, опубликованных в соавторстве, в диссертацию включена та их часть, которая получена автором лично.

Объем и структура работы. Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, списка литературы и трех приложений. Работа изложена на 199 страницах, имеет 61 рисунок и 28 таблиц. Список литературы содержит 131 наименование.

Публикации. По теме диссертации опубликованы 10 печатных работ. Из них 7 - в изданиях, входящих в перечень ВАК, и 3 тезиса докладов в материалах международных и всероссийских научных конференциях.

ГЛАВА 1. АНАЛИЗ ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ И АКТУАЛЬНЫХ ЗАДАЧ ТЕХНИКИ КОМПЕНСАЦИИ ЭХОСИГНАЛОВ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯХ

1.1 Краткий анализ области применения техники компенсации эхосигналов в телекоммуникациях

Начальный этап развития техники компенсации эхосигналов неразрывно связан с телефонией. Это обусловлено тем, что исторически первой проблемой, вызванной негативным влиянием эхосигналов в телекоммуникациях, является мешающее воздействие эффекта электрического эха на абонентов телефонных сетей.

Начиная обзор проблемы эффекта электрического эха в телефонных каналах связи, интересно отметить, что достаточно продолжительное время этот эффект не был существенной проблемой для телефонии. Так, условной отправной точкой истории телефонии можно считать 14 февраля 1876г. - дату патентования первого телефонного аппарата шотландским изобретателем Александром Беллом. При этом проблема эффекта эха остро встала перед исследователями только к 50-тым годам 20 века. Это было обусловлено тем, что на ранних этапах тракты телефонной передачи были пассивными, то есть без промежуточных усилительных элементов. Это, в свою очередь, гарантировало следующее: относительно небольшую задержку в трактах передачи из-за ограничения дальности передачи по затуханию; отсутствие значительного уровня электрических эхосигналов из-за отсутствия переходов между двух- и четырехпроводными участками тракта; затухание возникающих эхосигналов, преимущественно сформированных в акустическом эхотракте.

К середине 20-го столетия общий процесс развития телефонных сетей и широкое применение достижений усилительной техники в них создают предпосылки для актуализации проблемы эффекта эха. Среди них следует выделить две основные. Во-первых, поскольку усилители являются

однонаправленными устройствами, для промежуточного усиления сигналов потребовалось разделить направления передачи сигналов на участках сети, на которых производится усиление. Иными словами, участки сети с усилением необходимо было организовать как четырехпроводные каналы связи. Вполне естественно, что эти участки располагались в магистральной части сети: между автоматическими коммутационными станциями (АТС), в кабельных системах передачи и т.д. При этом подключаемые к АТС абонентские окончания по экономическим и историческим причинам остались двухпроводными. Это привело к тому, что типовой тракт передачи телефонного сигнала состоит из двух- и четырехпроводных участков, сопряжение которых осуществляется при помощи дифференциальных систем (ДС). Эти сопряжения, как известно, по сей день являются основными источниками электрической составляющей эхосигнала в классических телефонных сетях общего пользования (ТфОП). Во-вторых, возможность промежуточного усиления сигнала кардинально увеличила возможную протяженность тракта передачи телефонных каналов и сняла критически важное ограничение для объединения локальных телефонных сетей в единую сеть. Этот процесс привел к постепенному формированию трактов передачи большой протяженности, в которых может сформироваться значительная для психофизического восприятия человеком задержка эхосигналов. В качестве примера таких трактов можно привести первый трансатлантический телефонный кабель, введенный в эксплуатацию в 1956 году, который имел 70 промежуточных усилительных пунктов.

Первые попытки решить проблему мешающего воздействия эхосигналов привели к созданию метода заграждения эхосигналов, который начинает свое развитие в 50-ые годы 20 столетия. Относительно простой принцип заграждения поначалу вполне эффективно справлялся с задачей устранения эффекта эха при относительно небольших задержках эхосигнала, характерных для "наземной" телефонии [123]. Однако успехи в космической отрасли в 50-60 годах 20-го столетия порождают новую амбициозную задачу в мире телекоммуникаций - телефонная передача по спутниковым каналам связи с типовыми задержками

эхосигнала порядка 500-700 мс (для геостационарной орбиты). Такие задержки значительно изменяют динамику телефонного разговора, что приводит к проблематичности внедрения принципа эхозаграждения в подобных каналах. Именно эта проблема стала исторически первой мотивацией для разработки и имплементации компенсационных методов подавления эхосигналов [123].

Первая аналоговая реализация эхокомпенсатора была выполнена в 1966 году коллективом инженеров компании Bell Labs. Среди них следует выделить американского исследователя Мэна Сондхи, чья роль в данной работе была ключевой. Важно также отметить, что в первом эхокомпенсаторе был применен метод наименьших средних квадратов (МНСК, LMS) с некоторыми модификациями, которые были продиктованы аналоговой реализацией устройства. Алгоритм МНСК был разработан и исследован в середине 50-х годов американским ученым в области электротехники Бернардом Уидроу [130].

С момента первой практической реализации эхокомпенсатора до настоящего времени техника компенсации эхосигналов пережила достаточно интенсивный период развития, находя все новые области применения. Знаковым событием в этом процессе является выпуск первого коммерческого эхокомпенсатора компанией COMSAT TeleSystems в начале 80-х годов. Это событие открыло эру коммерческого производства эхокомпенсаторов.

Бурное развитие телекоммуникационных технологий в период 80-90-х годов 20 века породило целый ряд масштабных задач для техники подавления эхосигналов. Так, развитие сетей мобильной сотовой связи и их последующая конвергенция с сетями ТфОП привели к проблеме мешающего воздействия эффекта электрического эха при организации соединений между мобильными и стационарными абонентами. Используемые в стандарте GSM алгоритмы кодирования речи вносят значительную задержку (концевая задержка для эхосигнала в сетях GSM может достигать значений более 200 мс), что делает возможные электрические эхосигналы в сети ТфОП заметными для абонентов мобильной сети. Поэтому в соединениях такого типа применение средств подавления эхосигналов является необходимым.

С конца 90-х годов 20 века перед техникой подавления эхосигналов стоит задача подавления эффекта электрического эха при передаче речевого сигнала по сетям пакетной коммутации (технологии VoEth, VoIP и т.д.). В случае VoIP-телефонии концевая задержка эхосигнала составляет от 50 до 300 мс при внутрисетевом соединении и может достигать 800 мс при соединении между сетями. Также как и в мобильных сетях, в технологии VoIP отсутствуют главные источники электрического эха - дифференциальные системы или их электронные аналоги, а сам канал является логически четырехпроводным. Однако проблема электрического эха возникает при подключении к сети двухпроводных телефонных аппаратов, предназначенных для работы в сетях ТфОП, через VoIP-шлюзы, а также при установлении соединения с абонентами сети ТфОП. Кроме этого, в VoIP-телефонии важную роль играет проблема акустического эха, поскольку абоненты зачастую используют для общения звуковые колонки и микрофоны. По состоянию на сегодня проблема эха в VoIP-телефонии вполне успешно решается при помощи встроенных в оборудование эхокомпенсаторов. Реализация функции эхокомпенсации в VoIP-оборудовании, как правило, возложена на специализированный DSP-процессор (VoIP-процессор), который помимо этого осуществляет кодирование речевого сигнала и другие функции цифровой обработки речевого сигнала.

Начиная с 90-х годов 20 века техника компенсации эхосигналов начала находить применение для компенсации эхосигналов при передаче неречевых сигналов. Пожалуй, первым таким масштабным применением можно считать симметричные варианты технологии DSL (HDSL, SDSL, G.SHDSL и т.д.). Эти варианты семейства DSL реализуют полнодуплексный режим по двухпроводной линии с разделением сигналов встречных направлений при помощи дифференциальной системы и эхокомпенсатора. В этой конструкции эхокомпенсатор удаляет отраженные эхосигналы, настраиваясь на конкретную линию, и играет ключевую роль для обеспечения приемлемого разделения принимаемого и передаваемого сигналов. Появление первого разработанного ANSI стандарта симметричной технологии DSL (HDSL) датируется 1994г.

Следующим важным применением компенсационного принципа подавления эхосигналов является подавление отраженных в линии сигналов в "медной" версии стандарта Gigabit Ethernet (1000Base-T). Стандарт был официально принят в 1999 году. Интересно, что в Ethernet эхокомпенсация используется не только для борьбы с непосредственно отраженным сигналом от неоднородностей в витой паре, но также для борьбы с переходными помехами между витыми парами внутри кабеля. С этого момента эхокомпенсаторы стали обязательным элементом для трансиверов всех последующих "медных" версий технологии Ethernet. Они также применяются в стандарте 10GBASE-T (IEEE 802.3an-2006), обеспечивающего передачу потока с линейной скоростью 10 Гбит/с по кабелю категории 6А, а также в новейших стандартах 2.5GBASE-T и 5GBASE-T, обеспечивающих передачу с линейной скоростью 2.5 Гбит/с и 5 Гбит/с соответственно при использовании кабеля категории 5е.

В заключение необходимо отметить, что на данный момент можно говорить о сохранении тенденции расширения области применения техники компенсации эхосигналов. Некоторые актуальные задачи и перспективные применения будут рассмотрены в разделе 1.5.

1.2 Эффект электрического эха в телефонных каналах связи

На сегодня проблема эффекта электрического эха в трактах телефонной передачи характеризуется значительной степенью изученности самого эффекта и разработанности методов борьбы с ним. Однако постоянное развитие телекоммуникационных сетей и внедрение новых технологий зачастую вносит весьма неожиданные особенности в процесс формирования эхосигналов. Это поддерживает актуальность проблемы эффекта эха для современных телефонных сетей (классических ТфОП, мобильных сетей, IP-телефонии).

Причины возникновения эффекта электрического эха в телефонных каналах связи

Как известно, в современных телефонных сетях существует несколько значимых источников эхосигналов. В зависимости от среды их формирования эти эхосигналы принято разделять на электрическую и акустическую составляющие, а формирующие их цепи принято называть электрическим и акустическим эхотрактом соответственно.

Основными источниками электрической составляющей эхосигнала являются дифференциальные системы (ДС) и их электронные аналоги, используемые на стыке двух- и четырехпроводных частей канала, и отражения сигналов от неоднородностей волнового сопротивления двухпроводного участка тракта. Подробно вопросы формирования электрической составляющей эхосигнала описаны, например, в [34,60,96].

Акустическая составляющая эхосигнала возникает по причине наличия акустической связи микрофона и телефона абонентского аппарата. Эта связь обусловлена распространением акустической волны по трубке телефонного аппарата и отражением акустических волн в окружающем абонента пространстве. Подробно механизмы возникновения акустического эхосигнала рассмотрены в [60]. Основные причины формирования эхосигналов в телефонных каналах связи схематично представлены на рисунке 1.1.

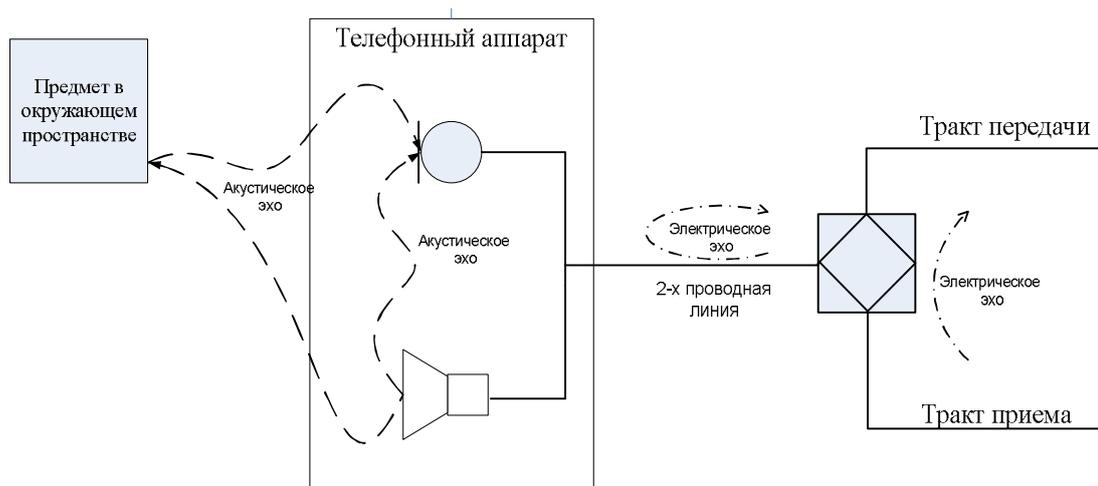


Рисунок 1.1 – Причины возникновения эхосигналов в трактах телефонной передачи

Канал двусторонней телефонной передачи имеет как минимум два показанных на рисунке 1.1 тракта формирования эхосигналов (эхотракта). Поэтому, с точки зрения эффекта электрического эха, он является замкнутой системой. Это приводит к тому, что в телефонных сетях имеют место быть как эхо говорящего, так и эхо слушающего. Естественно, что в подавляющем большинстве случаев эффект электрического эха оказывает заметное негативное влияние только на говорящего абонента. Как правило, говоря о негативном воздействии эха, подразумевается именно негативное воздействие на говорящего абонента. Однако при слабом затухании эхосигналов может быть замечен эффект эха слушающего абонента. Этот эффект заключается в том, что слушающий абонент слышит каждую произнесенную говорящим абонентом фразу несколько раз. Это оказывает не меньшее воздействие на комфортность разговора, чем эхо говорящего.

Влияние эффекта электрического эха на комфортность телефонного разговора

Эффект электрического эха может оказывать сильное воздействие на абонентов, заставляя их значительно повышать концентрацию внимания при телефонном разговоре. Во многих случаях его мешающее воздействие многократно превышает мешающее воздействие аддитивного шума эквивалентной мощности [67].

Как известно, в основном степень мешающего воздействия эффекта эха на абонентов определяется двумя факторами: уровнем эхосигнала и его задержкой. Согласно рекомендации МСЭ-Т G.131 зависимость допустимого значения показателя заметности (громкости) эхосигнала для абонентов TELR (показатель рассчитывается на основе затухания в эхотракте и настройки уровней в канале) от задержки сигнала в одном направлении можно определить по следующему известному графику:

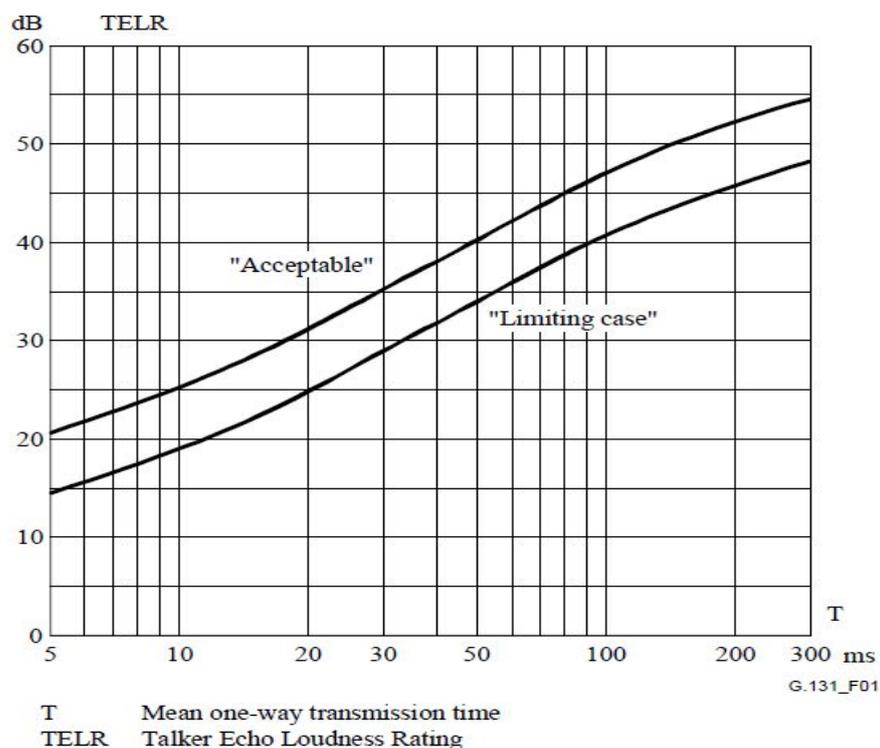


Рисунок 1.2 – Зависимость допустимого значения показателя TELR от задержки сигнала в одном направлении

Согласно имеющимся источникам [60,61] существует ряд второстепенных факторов, оказывающих существенное влияние на психофизическое восприятие эхосигналов. К ним, прежде всего, относятся: аддитивные шумы, общая громкость в телефоне говорящего абонента, частотная зависимость затухания в эхотракте, нелинейные искажения в эхотракте и т.д.

Обращаясь к вопросу механизма влияния эффекта эха на комфортность разговора, можно выделить интуитивно понятный источник его сильного психофизического воздействия на человека - внятный характер помехи. Подробно вопросы восприятия эхосигналов человеком рассматриваются в [60]. Согласно этой работе имеется целая совокупность особенностей восприятия эффекта эха человеком, причины возникновения которых не до конца объясняются лежащими на поверхности аргументами. К таким особенностям отнесено: сохранение сильного воздействия эхосигнала при его преобразовании в невнятную помеху; гистерезис в восприятии эффекта эха человеком; слабая зависимость степени мешающего воздействия эха от его задержки при достаточно больших её

значениях. В этой же работе приводится оригинальная модель восприятия человеком эхосигналов.

1.3 Методы борьбы с мешающим воздействием эффекта электрического эха в телефонных каналах связи

К настоящему времени разработано несколько методов борьбы с эффектом электрического эха в трактах телефонной передачи, направленных как на устранение причин возникновения эхосигналов, так и на его подавление.

Основным методом, реализующим борьбу с причинами возникновения эха, является согласующий метод. Суть этого метода сводится к повышению степени согласованности дифференциальных систем и автоматизации процесса подстройки характеристик ДС на конкретной линии. Устройства, реализующие этот метод, получили название самобалансирующиеся ДС (СБДС) и адаптируемые ДС (АДС).

Обращаясь к вопросу эффективности и применимости согласующего метода, важно сказать, что он помогает снизить влияние основного источника эхосигналов в традиционных сетях ТфОП. При этом очевидно, что метод не способен бороться с другими источниками эхосигналов: отражением в двухпроводной части тракта и акустической связью микрофон-телефон. Таким образом, согласующий метод является важной составляющей комплекса мер по борьбе с эффектом эха в телефонии, но не может рассматриваться как достаточный метод.

К методам подавления эхосигналов относятся эхозаграждение и эхокомпенсация.

Идея заграждения эхосигналов заключается во внесении дополнительного затухания в направление передачи, которое является обратным к текущему направлению передачи речи, то есть в направлении от слушающего абонента к говорящему абоненту. Затухание вносится на основе динамического анализа сигналов в каждом направлении передачи. Таким образом, обслуживаемые

эхозаградителями (ЭЗ) каналы являются логически полудуплексными. Использование изначально дуплексного телефонного канала в полудуплексном режиме возможно, поскольку осмысленный разговор между абонентами подразумевает поочередный обмен фразами. Для исключительных случаев, когда собеседники перебивают друг друга, предусмотрен особый режим работы устройства, который носит название «режим перебоя».

С другой стороны, метод не применим при необходимости сохранения полнодуплексного режима, например в случае модемного соединения. В данной ситуации эхограждитель в лучшем случае будет находиться в режиме перебоя и не оказывать влияния на сигналы в канале.

Упрощенная структурная схема эхограждителя представлена на рисунке 1.3:

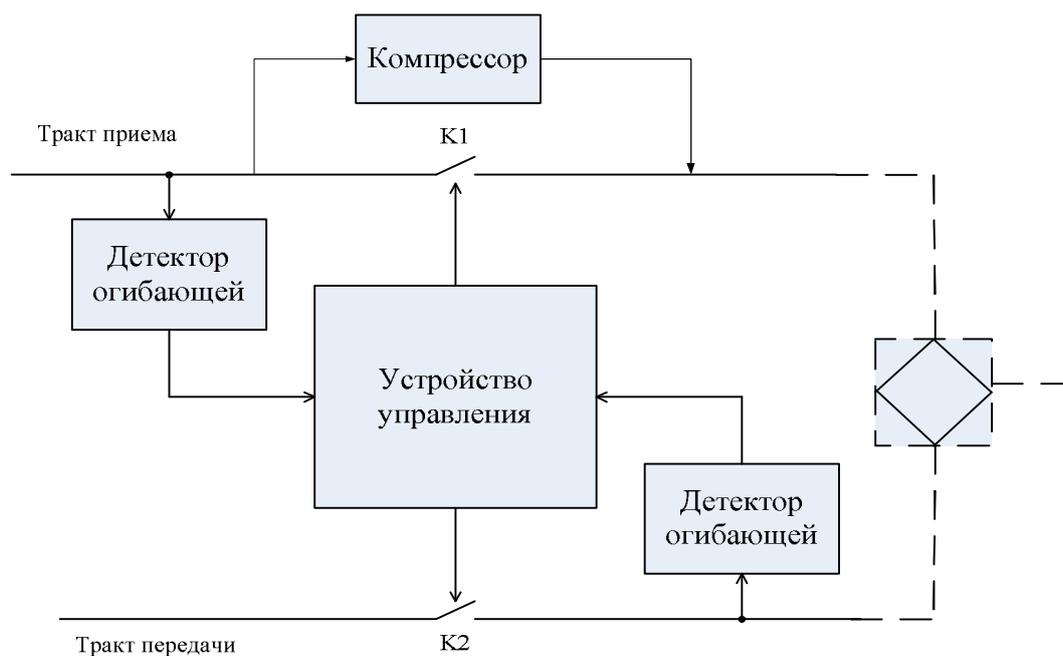


Рисунок 1.3 – Упрощенная структурная схема эхограждителя

Согласно рисунку устройство управления (УУ) принимает решение о состоянии исполнительных элементов (ключей К1 и К2) на основании информации о текущих уровнях сигналов в трактах приема и передачи, получаемой от детекторов огибающей (ДО).

Эхозаградители имеют ряд достоинств и недостатков. К достоинствам эхозаградителей, прежде всего, необходимо отнести простоту реализации и высокую степень подавления эхосигналов, независящую от особенностей активных сигналов и эхотрактов.

Обращаясь к недостаткам эхозаграждения, следует выделить невозможность организации полнодуплексного режима. Важными недостатками также являются такие эффекты как: пропадания первых слогов фраз; ложные детектирования отсутствия или наличия сигналов, являющиеся причинами клипирования речи и ложных перебоев; изменения уровня или "окраски" шумов в тракте приема, в случае генерации шума комфортности. При этом с ростом задержки в канале связи психофизическое восприятие, обозначенных нежелательных эффектов, значительно возрастает [123]. Как уже отмечалось ранее, именно неудовлетворительная работа эхозаградителей в спутниковых каналах связи явилась первой мотивацией для разработки и имплементации компенсационного принципа подавления эхосигналов.

В заключение рассмотрения заграждающего принципа, необходимо отметить, что основным нормативным документом, регламентирующим работу эхозаградителей, является рекомендация МСЭ-Т G.164 [98], последняя ревизия которой утверждена в 1988 году. Таким образом, метод заграждения эхосигналов практически не развивается, что связано, прежде всего, с развитием компенсационного метода. Несмотря на это обстоятельство, идея эхозаграждения продолжает применяться по сей день. Среди актуальных применений стоит выделить комбинирование эхозаградителей и эхокомпенсаторов в устройствах громкой связи [115].

Наиболее распространенным в современных телекоммуникационных сетях методом подавления эхосигналов является компенсационный метод. Его идея заключается в формировании копии эхосигнала и последующего вычитания этой копии из сигнала обратного направления передачи. Структурная схема эхокомпенсатора (ЭК) представлена на рисунке 1.4:

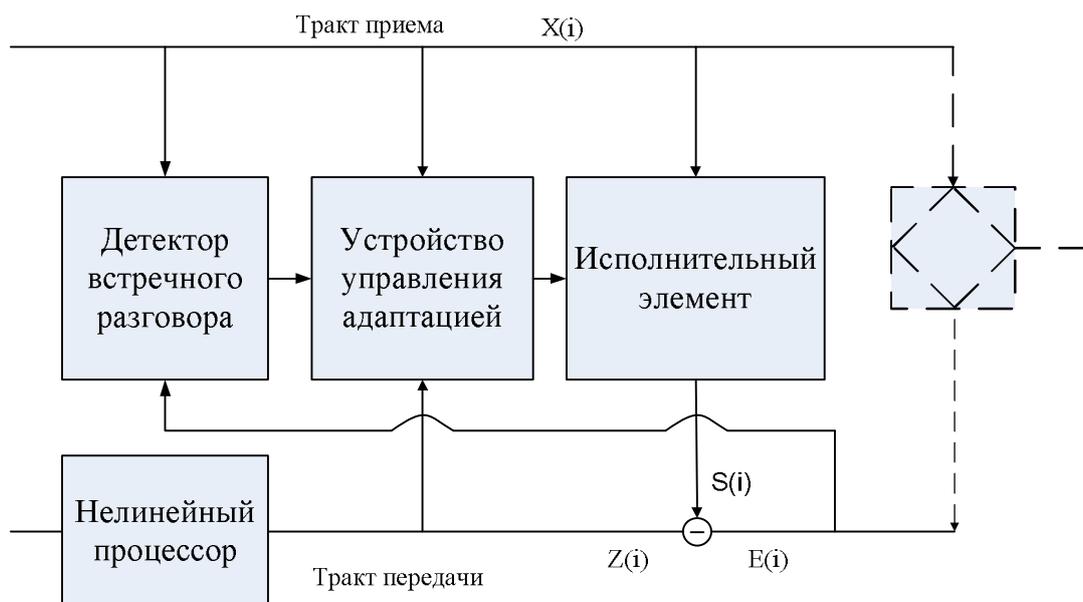


Рисунок 1.4 – Упрощенная структурная схема эхокомпенсатора

Как видно из рисунка, копия эхосигнала формируется исполнительным элементом (ИЭ). Устройство управления адаптацией (УУА) осуществляет адаптивную настройку ИЭ таким образом, чтобы уровень остаточного эхосигнала был минимален. Нелинейный процессор (НП) осуществляет отсечение остаточного эхосигнала. Детектор встречного разговора (ДВР) позволяет останавливать адаптацию с целью предотвратить расстройку ЭК, если оба абонента говорят одновременно.

Отдельно следует заметить, что НП и ДВР являются необязательными элементами ЭК. Необходимость НП и ДВР зависит от конкретного применения эхокомпенсатора. В условиях рассматриваемого телефонного канала связи применение ДВР необходимо, а НП допустимо. Тогда как в условиях компенсации эхосигналов в кабельных системах передачи данных НП должен быть исключен, а ДВР лишен смысла, поскольку адаптация может быть осуществлена в условиях априорного отсутствия встречного сигнала.

Основное достоинство эхокомпенсаторов заключается в возможности использования канала в полнодуплексном режиме. К тому же отсутствие эффектов, связанных с переключением ключей, обеспечивает эхокомпенсаторам

существенно меньшую заметность для абонентов в сравнении с ЭЗ. В благоприятных условиях работа ЭК может быть совсем незаметна для абонентов. Тем не менее, во многих реальных случаях абоненты могут замечать постепенное снижение уровня эхосигнала в начале разговора или, например, кратковременное повышение уровня эхосигнала из-за параметрических воздействий в эхотракте или влияния пауз в речевом сигнале.

Переходя к вопросу недостатков компенсационного принципа подавления эхосигналов, важно заметить, что эхокомпенсаторы являются весьма сложными устройствами и обладают большим количеством зависимостей функциональных характеристик от внешних и внутренних условий, иногда неочевидных. Так, работающие в реальных условиях эксплуатации ЭК далеко не всегда обеспечивают достаточное затухание эхосигнала. На вносимое затухание существенно влияют такие факторы как: аддитивные шумы в эхотракте, нелинейные искажения эхосигналов, параметрические воздействия, паузы в активном сигнале. В смысле обеспечения прогнозируемого и заведомо достаточного затухания эхосигнала они значительно уступают ЭЗ.

Помимо этого, динамика адаптации относительно простых в реализации и наиболее применяемых алгоритмов адаптации зависит от характеристик активного сигнала и формы импульсной характеристики эхотракта. Это может приводить к вариации времени адаптации от соединения к соединению. При этом довольно важным аспектом является вопрос стабильности эхокомпенсаторов, так как некорректно работающий эхокомпенсатор может сам является источником сильного эхосигнала. Еще одним важным недостатком является проблематичность компенсации эхосигналов со значительной задержкой, поскольку по мере роста количества весовых коэффициентов ИЭ серьезно возрастает объем требуемых вычислений и ухудшается динамика адаптации ЭК. В некоторых случаях, если априорно известна область значимой части импульсной характеристики эхотракта, эту проблему можно решить, локализовав эту область. Однако в ряде важных задач, например, при подавлении

акустических эхосигналов в помещениях с большим временем реверберации, такой подход невозможен.

Исследованию компенсационного принципа подавления эхосигналов посвящено множество работ отечественных и зарубежных исследователей. Существуют также несколько рекомендаций МСЭ-Т, посвященных вопросам эхокомпенсации. Рекомендация G.165 [99] "Эхокомпенсаторы" посвящена общим требованиям к характеристикам ЭК. Рекомендация G.168 [101] "Эхокомпенсаторы для цифровых сетей" посвящена требованиям к ЭК в цифровых сетях. Ранее отдельно существовала рекомендация G.167 [100] "Акустические эхокомпенсаторы", посвященная общим вопросам компенсации акустических эхосигналов в громкоговорящих телефонных аппаратах. Однако в последствие её содержание было перенесено в рекомендации P.340 [110] "Характеристики передачи и параметры качества голоса устройств громкой связи (хендс-фри)" и G.161 [105] "Аспекты взаимодействия сетевого оборудования обработки сигналов".

1.4 Подавление отраженных сигналов в кабельных системах передачи данных

В последние несколько десятилетий перед исследователями стоит вопрос негативного влияния отраженных сигналов в проводных медных направляющих средах (витые пары, коаксиальные кабели). Эта проблема особенно актуальна в случае организации полnodуплексного канала по одной направляющей среде, с разделением сигналов при помощи электронного аналога дифференциальной системы. В этом случае отраженные сигналы влияют не только на собственный передатчик, как в четырехпроводном варианте, но и на приемник сигнала встречного направления, что, как известно, значительно хуже. Источником отраженных сигналов являются неоднородности волнового сопротивления линии, возникающие по причине: наличия соединительных муфт и распределительных стоек, нарушений повила пары (для витых пар) и, особенно, рассогласования

волнового сопротивления направляющей среды и терминирующего сопротивления на конце линии. Эти отражения оказывают значительное влияние на дальность передачи. С количественными оценками степени их влияния на примере технологии Gigabit Ethernet можно ознакомиться в [125].

Касаясь вопроса методов борьбы с отраженными сигналами в кабельных линиях связи, важно сказать, что в целом проблему удастся решить при помощи заимствованных из телефонии методов техники компенсации эхосигналов. Упрощенная схема приемо-передающего устройства систем передачи данных представлена на рисунке 1.5.

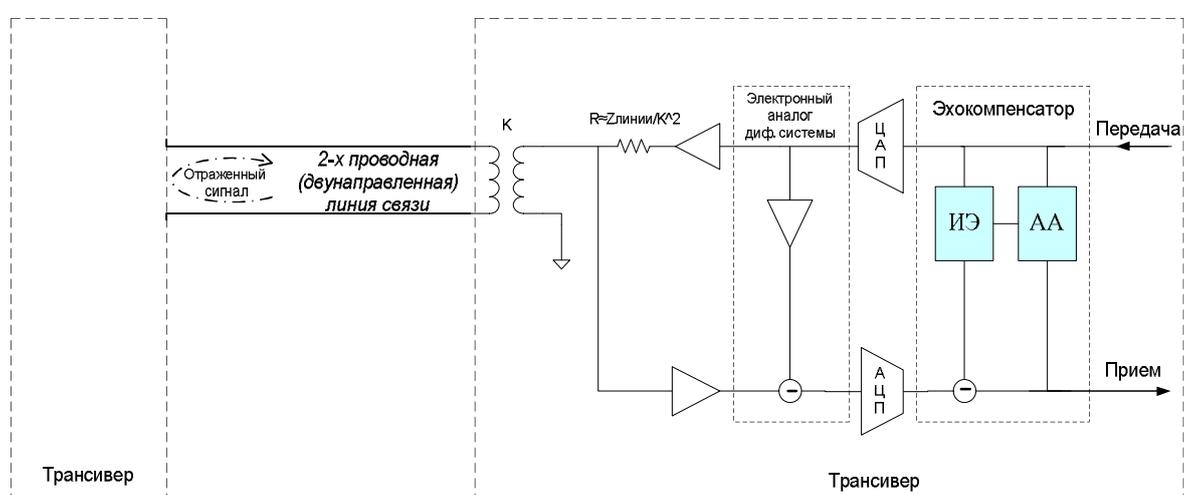


Рисунок 1.5 – Применение эхокомпенсаторов в кабельных СПД

Как видно, в этой конструкции эхокомпенсатор подавляет отраженные эхосигналы из принимаемого сигнала, настраиваясь на конкретную линию, и играет ключевую роль для обеспечения приемлемого разделения принимаемого и передаваемого сигналов. При этом проводные направляющие среды имеют относительно стабильные временные характеристики, поэтому эхокомпенсатору не обязательно постоянно осуществлять адаптацию. Достаточно настроиться один раз при установлении соединения, генерируя в линию наиболее благоприятный для адаптации сигнал (белый шум) и в отсутствие встречных сигналов. Это свойство широко используется в современных технологиях передачи данных.

Как уже отмечалось в ранее, среди кабельных технологий, в которых применяется эхокомпенсация, наиболее значимыми для современных

телекоммуникаций являются симметричные варианты технологии DSL (HDSL, SDSL, G.SHDSL и т.д.) и технологии стандарта Gigabit Ethernet (1000Base-T).

1.5 Анализ актуальных задач техники компенсации эхосигналов

Как уже отмечалось ранее, тенденция расширения области применения техники компенсации эхосигналов продолжает сохраняться в настоящее время. Рассмотрим некоторые её актуальные задачи в телекоммуникациях.

Применение техники компенсации эхосигналов для уплотнения радиоканалов

В последние годы техника компенсации эхосигналов активно применяется для подавления эхосигналов, возникающих в радиоканалах связи. Основные применения и тенденции развития техники компенсации эхосигналов в данном направлении кратко рассмотрены ниже.

Наиболее важным в контексте данной диссертационной работы применением техники компенсации эхосигналов является её применение в технологии "Carrier-in-Carrier". В рамках этой технологии эхокомпенсация позволяет организовать спутниковый канал связи на двух частотах и обеспечивает защиту информации на физическом уровне. Защита информации на физическом уровне, обеспечивается за счет того, что сигналы в каждом частотном канале являются суммой двух полезных информационных сигналов, а для приема информации необходимо вычесть передаваемый сигнал.

Применяемая в "Carrier-in-Carrier" специфическая техника компенсации эхосигналов, позволяющая осуществить настройку эхокомпенсатора в условиях наличия встречного сигнала, получила название "корреляционное уплотнение каналов связи". В настоящее время эта техника продолжает свое развитие.

Рассматривая вопрос уплотнения радиоканалов, следует также выделить ряд публикаций, например [81,82], на тему организации полнодуплексного радиоканала связи на одной частоте. Очевидно, что решение этой достаточно сложной задачи позволит удвоить пропускную способность радиоканалов.

Внедрение таких решений представляет большой интерес в приложениях к сетям беспроводного доступа, спутниковой связи, радиорелейной связи и т.д.

Применение техники компенсации эхосигналов в повторителях радиосигналов

В последние годы техника компенсации эхосигналов также достаточно активно применяется в повторителях (ретрансляторах) радиосигналов.

Структурная схема ретранслятора с эхокомпенсатором представлена на рисунке 1.6.

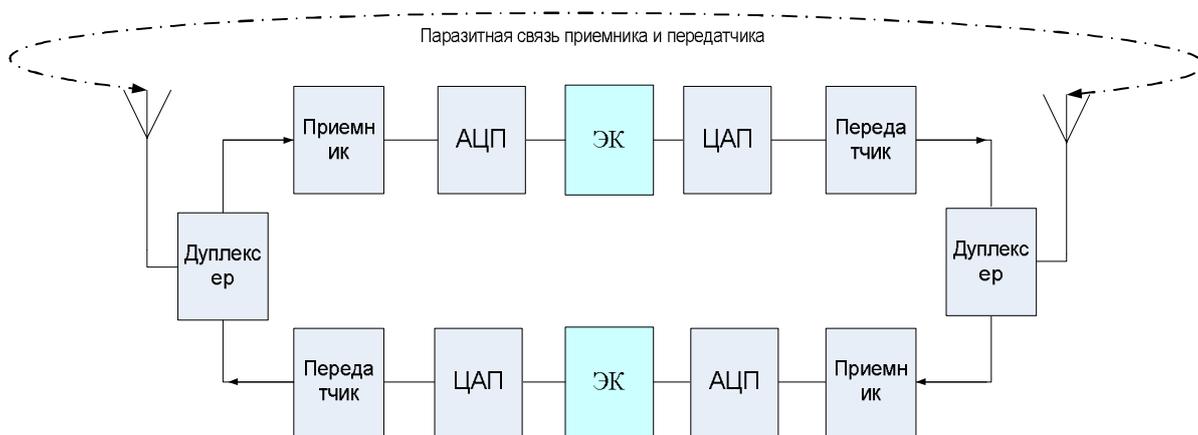


Рисунок 1.6 – Применение эхокомпенсаторов в ретрансляторах радиосигналов

Касаясь вопроса конкретных применений таких ретрансляторов, можно отметить [64], в которой рассматриваются особенности работы эхокомпенсаторов в составе ретрансляторов сетей сотовой подвижной связи. Кроме этого, можно выделить применение техники компенсации эхосигналов в ретрансляторах сигнала телевизионного вещания DBV-T/H, изложенное в [116].

Повышение эффективности эхокомпенсаторов акустических эхосигналов

Современные акустические эхокомпенсаторы (АЕС) применяются как в бюджетных устройствах "хендс-фри", так и в дорогих системах конференц-связи [73, 94].

В реальных условиях эксплуатации, применяемые на сегодняшний день АЕС, не всегда могут обеспечить требуемый уровень подавления эхосигналов, поскольку акустические эхотракты характеризуются довольно большим

количеством недостатков. В частности, акустическим эхотрактам свойственны: большая задержка эхосигналов; низкая стабильность эхотракта; высокий уровень аддитивных шумов (сторонних акустических сигналов); значительные нелинейные искажения, характерные для недорогих динамиков.

В связи с этим повышение эффективности акустических эхокомпенсаторов является на сегодня весьма актуальной задачей, и, соответственно, интерес исследователей к этой задаче сохраняется. Так, например, довольно много исследований посвящено разработке эффективных алгоритмов подавления акустических эхосигналов, прошедших через нелинейный акустический эхотракт. В этом направлении можно отметить работы [57,86]. Сохраняет свою актуальность также задача повышения помехоустойчивости акустических эхокомпенсаторов. Нетрудно заметить, что согласно сформулированной во введении цели настоящей диссертационной работы, её результаты могут быть применены в рамках задачи повышения помехоустойчивости акустических эхокомпенсаторов.

В заключение рассмотрения вопроса подавления акустических эхосигналов стоит отметить, что современные системы конференц-связи могут работать со стерео сигналом или "многоканальным звуком". В этом случае компенсация эхосигнала должна осуществляться многоканальным эхокомпенсатором. Развитие многоканальных акустических эхокомпенсаторов также представляется актуальной задачей. Структурная схема двухканального эхокомпенсатора представлена на рисунке ниже:

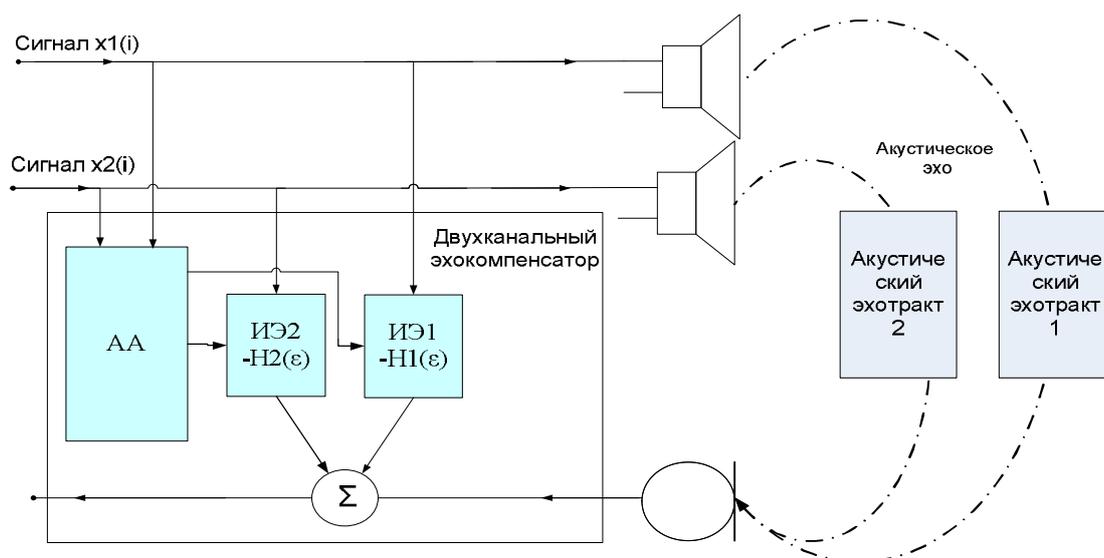


Рисунок 1.7 – Подавление эхосигналов в многоканальных системах громкой связи и конференц-связи

Перспективные задачи в кабельных системах передачи данных

В настоящее время продолжают свое развитие кабельные системы передачи данных. В том числе стоит ожидать дальнейшее развитие "медных" вариантов семейства стандартов Ethernet. Например, перспективным является задача передачи потока 10 Гигабит/с по кабелю категории 5е (сейчас для передачи потока на такой скорости необходим кабель категории 6А). Поскольку в кабеле категории 5е значительно возрастет затухание полезного сигнала и уменьшится затухание переходных помех, вопрос компенсации отраженных и переходных сигналов в этом задаче является одним из ключевых.

Интегральная оценка качества телефонных каналов

Оригинальным перспективным применением эхокомпенсаторов является диагностика и оценка качества каналов связи при помощи наблюдения за ними. Такой способ диагностики канала обладает важным достоинством - он обеспечивает возможность интегральной (без прерывания сеанса связи) оценки качества канала связи. Среди работ в этом направлении можно выделить оригинальный метод интегральной оценки аддитивных шумов и нелинейных искажений в телефонных каналах связи, предложенный в [34].

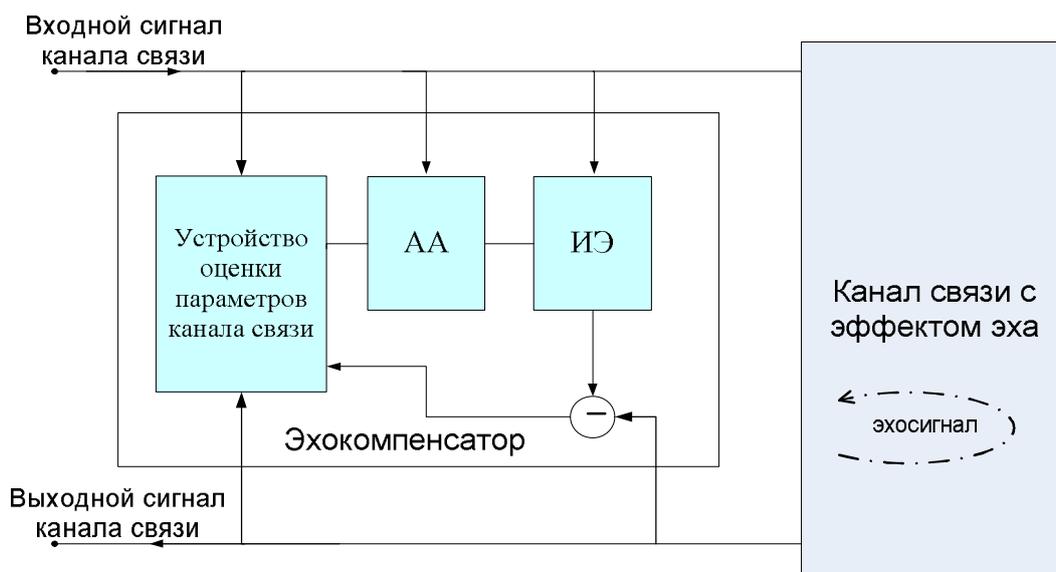


Рисунок 1.8 – Интегральная оценка качества эхозащищенных каналов связи

1.6 Выводы

1. На сегодня можно говорить, что компенсационных метод является основным методом подавления эхосигналов в телекоммуникациях. Метод эхозаграждения продолжает применяться в телефонии, но область его применения постепенно сокращается.

Масштабное применение техники компенсации эхосигналов в телекоммуникациях стало возможным благодаря развитию вычислительно эффективных алгоритмов компенсации эхосигналов, а также развитию микроэлектронной базы, позволяющей реализовать эти алгоритмы в оборудовании коммерческого назначения.

2. С момента реализации первого эхокомпенсатора область применения механизмов компенсации эхосигналов постепенно расширялась. Изначально разработанные для низкоскоростных трактов передачи немодулированных речевых сигналов эхокомпенсаторы нашли широкое применение в современных проводных и беспроводных системах передачи данных. Тенденция расширения сферы применения техники компенсации эхосигналов продолжает сохраняться в настоящее время.

3. Основными прикладными задачами эхокомпенсации в телекоммуникациях на сегодня можно назвать: подавление электрической и акустической составляющих эхосигналов в телефонии и системах конференц-связи; подавление отраженных сигналов в кабельных системах передачи данных; подавление эхосигналов в ретрансляторах радиосигналов.

4. Среди актуальных задач, стоящих перед техникой компенсации эхосигналов, можно выделить: корреляционное уплотнение каналов связи; подавление эхосигналов в ретрансляторах радиосигналов; интегральная оценка качества эхозащищенных каналов; компенсация акустических эхосигналов в системах конференц-связи.

ГЛАВА 2. АНАЛИЗ И ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ АДАПТИВНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ, ПРИМЕНЯЕМЫХ В ТЕХНИКЕ КОМПЕНСАЦИИ ЭХОСИГНАЛОВ

2.1 Краткий анализ развития применяемых в технике компенсации эхосигналов алгоритмов и методов

Метод наименьших квадратов (МНК) является одним из наиболее важных для техники компенсации эхосигналов математическим методом. МНК был открыт независимо немецким математиком Карлом Гауссом (опубликован в 1795) и французским математиком Адриеном Лежандром (опубликован в 1805).

Рекурсивный вариант метода наименьших квадратов (РНК), предложенный Гауссом в 1821 году, на сегодня широко используется в задачах адаптивной фильтрации. Интересно, что рекурсивный МНК, в отличие от нерекурсивного МНК, был не востребован до начала 50-х годов 20 века, то есть на протяжении почти полутора веков [128]. Начало современной истории алгоритма РНК связано с именем британского статистика Робина Плакетта, который применил описанный Гауссом метод и описал его в более современной векторно-матричной форме. Спустя несколько десятилетий благодаря развитию вычислительной техники метод начал применяться для решения множества прикладных задач, в том числе и в задачах компенсации эхосигналов.

Обращаясь к вопросу вариаций алгоритма РНК, следует отметить, что в качестве основной модификации алгоритма на сегодня можно рассматривать взвешенный РНК. Тем не менее, большой практический интерес представляют его вычислительно быстрые варианты, основанные на использовании линейного предсказания для быстрого вычисления вектора Калмана (FTF, Fast Kalman и т.д.). Среди прочих вариаций интерес также представляет QR-РНК [19], в котором используется альтернативный лемме об обращении матриц (формула Вудбери) подход к рекурсивному вычислению автокорреляционной матрицы активного сигнала. Собственно для этого в QR-РНК используется алгоритм, основанный на

QR-разложении матриц. Метод QR-разложения был разработан в 50-е годы 20 века советским математиком Верой Николаевной Кублановской и независимо от неё английским ученым в области информатики Джоном Френсисом.

Несмотря на почти уже двухвековую историю алгоритма РНК, первым примененным на практике для решения задачи компенсации эхосигналов алгоритмом стал метод наименьших средних квадратов (МНСК, LMS). Разработка метода связана с именами американских ученых в области электротехники Бернарда Уидроу и Теда Хоффа, которые предложили и исследовали этот метод в середине 50-х годов 20 века. Низкая вычислительная сложность и приемлемые для многих задач функциональные характеристики этого метода определила его широкое применение в течение многих лет.

Интерес исследователей к МНСК привел к появлению множества вариаций этого алгоритма, которые на сегодня составляют целый класс алгоритмов. Вот лишь некоторые из них: нормализованный МНСК (НМНСК), пропорционально нормализованный МНСК (ПНМНСК), блочный МНСК, многополосный МНСК. При этом нормализованный вариант МНСК (НМНСК) по сей день является, пожалуй, наиболее применяемым алгоритмом в задачах эхокомпенсации.

Как видно, 50-60 годы 20 столетия в некотором смысле стали переломными для техники компенсации эхосигналов. Именно в этот период разрабатываются (МНСК), находят применение (РНК, МНСК) основные рекурсивные алгоритмы адаптивной фильтрации. Однако необходимо вернуться чуть раньше, приблизительно в 20-30 годы 20 века, и рассмотреть важнейший этап развития теории адаптивной фильтрации - вывод уравнения Винера-Хопфа.

Итак, в период 20-30 годов американский математик Норберт Винер и немецкий математик Еберхард Хопф, работая совместно, получают уравнение Винера-Хопфа. Первая публикация уравнения датируется 1934 годом. Уравнение Винера-Хопфа широко применяется во многих областях науки, например в астрономии и экономике, а его важность для адаптивной фильтрации и теории оценивания трудно переоценить. Собственно его важность заключается в том, что в применении к задачам идентификации неизвестных линейных систем это

уравнение математически описывает взаимосвязь между входным сигналом, выходным сигналом и характеристиками неизвестной исследуемой системы. Таким образом, описывая наиболее общие взаимосвязи, уравнение Винера-Хопфа является фундаментом важнейшей для адаптивной фильтрации области математики - теории оптимального оценивания и соединяет в единую логически стройную структуру методы адаптивной фильтрации. Так, многие общеизвестные рекурсивные (РНК, МНСК, аффинных проекций) и нерекурсивные (МНК, фильтр Винера) алгоритмы адаптивной фильтрации могут быть получены из этого уравнения посредством математических преобразований или упрощений.

Предложенный Норбертом Винером в 1940 году и опубликованный в 1949 году нерекурсивный фильтр Винера является прямым решением уравнения Винера-Хопфа. Следует отметить, что математическое выражение для фильтра Винера очень похоже на выражение для нерекурсивного МНК, но описывает процесс в терминах современной теории вероятности и в контексте обработки сигналов. Таким образом, прослеживается математическая связь между уравнением Винера-Хопфа и методом наименьших квадратов. В связи с рассмотрением этого фильтра следует выделить вклад Андрея Николаевича Колмогорова в развитие теории оценивания, который независимо от Норберта Винера в 1941 году предложил метод, эквивалентный фильтру Винера. Поэтому теорию оптимального оценивания часто называют теорией Винера-Колмогорова.

Помимо общеизвестных алгоритмов класса МНК и класса МНСК, следует упомянуть еще один весьма интересный и оригинальный метод - корреляционный алгоритм. Первые сведения о корреляционном алгоритме датируются 1991 годом [7]. Ключевая роль в разработке этого алгоритма принадлежит российскому ученому в области информатики Сергею Сергеевичу Шаврину. Несмотря на отдельные посвященные корреляционному алгоритму публикации, в настоящий момент посвященная адаптивной фильтрации общедоступная литература, таких признанных российских и зарубежных авторов в этой научной области как В.И. Джиган, В.В. Витязев, М. Сондхи, Э. Айфитчер, Б. Уидроу, не содержит информации об этом алгоритме. В этой связи можно сделать вывод, что на

настоящий момент этот алгоритм не имеет широкого распространения и в целом не известен широкой научной общественности.

Заканчивая обзор, необходимо заметить, что в части отечественной литературы рекурсивный метод наименьших средних квадратов (МНСК, в англоязычной литературе - Least Mean Squares) принято именовать методом наименьших квадратов (МНК) [3,14,38]. Но это название также применяется к общеизвестному гауссовскому нерекурсивному методу наименьших квадратов (в англоязычной литературе: Ordinary Least Squares), это может вызвать путаницу. Поэтому в настоящей работе принято обозначение МНСК, согласно [60].

2.2 Задача оценивания неизвестной линейной системы

Задача оценивания характеристик (или идентификации) неизвестной линейной системы является одной из основных задач теории адаптивной фильтрации. Эта задача подробно рассматривается в довольно большом количестве литературы, посвященной адаптивной фильтрации [3,14,18,52].

Общая постановка задачи оценивания характеристик неизвестной линейной системы подразумевает наличие самой исследуемой системы и некоторой её оценки, разницу характеристик этих систем необходимо минимизировать. В контексте техники компенсации эхосигналов эти системы принято называть эхотрактом и исполнительным элементом, соответственно. Эти довольно простые положения иллюстрирует рисунок 2.1:

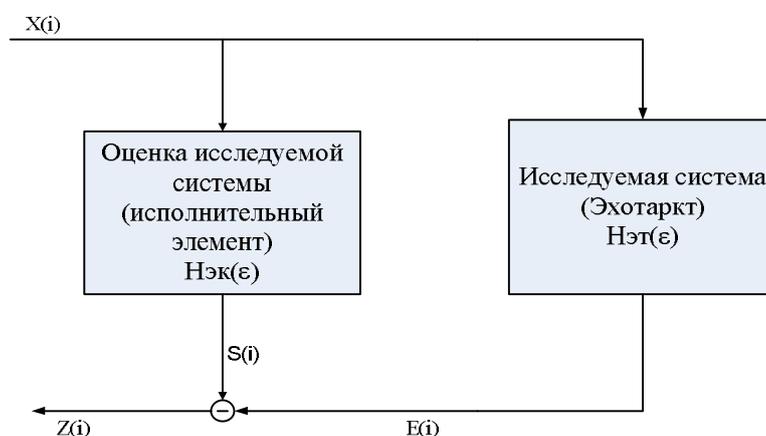


Рисунок. 2.1 – Система эхотракт- исполнительный элемент

Вполне логично, что в качестве "меры близости" оценки характеристик эхотракта и исполнительного элемента должна выступать некоторая функция разностного сигнала z_i (остаточный эхосигнал, ошибка). Такую функцию принято называть целевой функцией адаптации, а задачей адаптации является её минимизация. Целевая функция в общем виде может быть записана как:

$$\xi = f(z_i). \quad (2.1)$$

Задача выбора целевой функции стоит во главе всего процесса разработки алгоритма адаптации. Так как целевую функцию необходимо минимизировать, то для получения однозначного результата она должна иметь один экстремум, причем он должен быть минимумом. Существует ряд функций, которые отвечают этим требованиям, например: квадратичная функция, модуль, пороговая функция.

Как известно, из перечисленных выше функций только квадратичная функция дает возможность получить оптимальную нерекурсивную оценку исследуемой системы. Собственно, для получения оптимального решения необходимо минимизировать среднеквадратическую ошибку (MSE) или, иными словами, математическое ожидание квадрата остаточного эхосигнала. Таким образом, целевую функцию, которая приводит к оптимальной винеровской оценке, можно записать как:

$$\xi = E\{z_i^2\}. \quad (2.2)$$

Следует заметить, что в рассмотренных далее алгоритмах используется в той или иной степени аппроксимированная функция (2.2). Например, для взвешенного РНК используется аппроксимация $\xi \approx \frac{1}{J+1} \sum_{j=0}^J z_{i-j}^2 * \lambda_j$, тогда как для МНСК имеет место грубая аппроксимация мгновенным значением $\xi \approx z_i^2$. Для того чтобы подчеркнуть взаимосвязь алгоритмов с базовым уравнением Винера-Хопфа, вопросы аппроксимации целевой функции (2.2) будут рассмотрены в контексте вывода конкретных алгоритмов из уравнения Винера-Хопфа.

Заключая рассмотрение целевых функций, необходимо уточнить, что общедоступная литература, например [14,18], содержит общую информацию о принципиальной возможности применения иных целевых функций (модуль, пороговая). При этом оговаривается заведомая неэффективность и ограниченность области применения алгоритмов, построенных на основе таких целевых функций.

2.3 Нерекурсивное оптимальное оценивание. Уравнение Винера-Хопфа и фильтр Винера

Рассмотрим более подробно целевую функцию $E\{z_i^2\}$. Для удобства записи обозначим импульсную характеристику исполнительного элемента как $H_M = \{h_0, h_1 \dots h_N\}^T$ - матрица размером $N \times 1$ (вектор). Активный сигнал $X_{N,i} = \{x_i, x_{i-1} \dots x_{i-N}\}^T$ - матрица размером $N \times 1$ (вектор). Здесь стоит выделить, что в контексте рассмотрения уравнения Винера-Хопфа зависимость импульсной характеристики исполнительного элемента (H_N) от времени не отображена, поскольку решение будет нерекурсивным методом, то есть оптимальная импульсная характеристика будет вычислена за одну итерацию.

Сигнал на выходе фильтра в произвольный момент времени i можно записать в виде интеграла свертки в дискретной форме:

$$s_i = \sum_{\varepsilon=0}^N h_{\varepsilon} * x_{i-\varepsilon} = H_N^T * X_{N,i} = X_{N,i}^T * H_N. \quad (2.3)$$

Остаточный эхосигнал при этом равен:

$$z_i = e_i - s_i = e_i - H_N^T * X_{N,i}. \quad (2.4)$$

Квадрат остаточного эхосигнала равен:

$$z_i^2 = (e_i - H_N^T * X_{N,i})^2 = e_i^2 - e_i * H_N^T * X_{N,i} - H_N^T * X_{N,i} * e_i + H_N^T * X_{N,i} * X_{N,i}^T * H_N.$$

С учетом выражения (2.3) это выражение можно записать следующим образом:

$$z_i^2 = e_i^2 - e_i * X_{N,i}^T * H_N - H_N^T * X_{N,i} * e_i + H_N^T * X_{N,i} * X_{N,i}^T * H_N.$$

Подставим полученное выражение в выражение для целевой функции (2.2):

$$\xi = E\{z_i^2\} = E\{e_i^2\} - E\{e_i * X_{N,i}^T\} * H_N - H_N^T * E\{X_{N,i} * e_i\} + H_N^T * E\{X_{N,i} * X_{N,i}^T\} * H_N = E\{e_i^2\} - P_N^T * H_N - H_N^T * P_N + H_N^T * R_N * H_N, \quad (2.5)$$

где:

$$P_N = E\{X_{N,i} * e_i\} = E \left\{ \begin{array}{c} e_i * x_i \\ e_i * x_{i-1} \\ \dots \\ e_i * x_{i-N} \end{array} \right\} - \text{вектор взаимной корреляции активного}$$

сигнала и экосигнала.

$$R_N = E \left\{ \begin{array}{cccc} x_i^2 & x_i * x_{i-1} & \dots & x_i * x_{i-N} \\ x_{i-1} * x_i & x_{i-1}^2 & \dots & x_{i-1} * x_{i-N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{i-N} * x_i & x_{i-N} * x_{i-1} & \dots & x_{i-N}^2 \end{array} \right\} - \text{автокорреляционная}$$

матрица активного сигнала.

Рассмотрим полученное соотношение (2.5). Из него видно, что целевая функция ξ есть функция совокупности аргументов, которыми являются коэффициенты фильтра H_N . Для каждого аргумента в отдельности эта функция является квадратичной. При этом ξ характеризует энергию, поэтому не может быть отрицательной. Производная ξ равняется:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \xi}{\partial H_N} &= \frac{\partial M[e_i^2]}{\partial H_N} + \frac{\partial H_N^T * R_N * H_N}{\partial H_N} - \frac{\partial H_N^T * P_N}{\partial H_N} - \frac{\partial P_N^T * H_N}{\partial H_N} = \\ &= 0 + \left(\frac{\partial H_N^T}{\partial H_N} * R_N * H_N + R_N * H_N^T * \frac{\partial H_N}{\partial H_N} \right) - 2 * P_N * \frac{\partial H_N}{\partial H_N} = \\ &= 2 * R_N * H_N - 2 * P_N. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Теперь для нахождения минимума целевой функции приравняем производную к нулю:

$$\frac{\partial \xi}{\partial H_N} = 2 * R_N * H_N - 2 * P_N = 0.$$

Переносим искомую величину в левую часть:

$$H_{\text{опт},N} = R_N^{-1} * P_N. \quad (2.7)$$

Уравнение (2.7) является общеизвестным выражением и носит название уравнения Винера-Хопфа. Это выражение описывает нерекурсивную процедуру, получившую название винеровского оптимального оценивания. Отдельно следует отметить, что автокорреляционная матрица R_N и вектор взаимной корреляции P_N

не зависят от времени, поскольку подразумевается, что активный сигнал является стационарным случайным процессом.

Анализ свойств уравнения Винера-Хопфа

Широко известно, что оценка при помощи уравнения Винера-Хопфа дает оптимальный результат даже в случае наличия в эхосигнале некоррелированных с активным сигналом аддитивных шумов. Однако в контексте планируемого исследования устойчивости к аддитивным помехам рекурсивного корреляционного алгоритма, необходимо рассмотреть это свойство уравнения Винера-Хопфа более подробно. При этом особое внимание будет уделено связи целевой функции адаптации $E\{z_i^2\}$ и вектора взаимной корреляции активного сигнала и остаточного эхосигнала (P_{XZ}).

Здесь, прежде всего, необходимо заметить, что уравнение Винера-Хопфа и выражение для производной целевой функции оперируют эхосигналом e_i (входит в вектор взаимной корреляции активного сигнала и эхосигнала P_N). Это обстоятельство вполне естественно, поскольку в рамках оптимального нерекурсивного оценивания остаточный эхосигнал сигнал (или сигнал ошибки) - это только удобный математический прием. Уравнение Винера-Хопфа выражает взаимосвязи между входным и выходным сигналами исследуемой системы и применяется непосредственно к ней (система на рисунке 2.1 в этом случае упраздняется). Однако рекурсивные методы оперируют именно остаточным эхосигналом z_i , поэтому необходимо выразить производную целевой функции через остаточный эхосигнал. Для этого обратимся к выражению (2.6) и выразим остаточный эхосигнал через эхосигнал и его копию:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \xi}{\partial H_N} &= 2 * R_N * H_N - 2 * P_{N,i} = 2 * R_N * H_N - 2 * E\{e_i * X^T_{N,i}\} = \\ &= 2 * R_N * H_N - 2 * E\{(s_i + z_i) * X^T_{N,i}\} = 2 * R_N * H_N - 2 * E\{s_i * X^T_{N,i}\} - \\ &- 2 * E\{z_i * X^T_{N,i}\}. \end{aligned}$$

Если подставить в полученное выражение (2.3), имеем:

$$\frac{\partial \xi}{\partial H_N} = 2 * R_N * H_N - 2 * E\{H_N^T * X_{N,i} * X_{N,i}^T\} - 2 * E\{z_i * X_{N,i}^T\} = 2 * R_N * H_N - 2 * H_N^T * R_N - 2 * P_{XZ_N},$$

$$\text{где } P_N = E \begin{Bmatrix} z_i * x_i \\ z_i * x_{i-1} \\ \dots \\ z_i * x_{i-N} \end{Bmatrix} \text{-вектор взаимной корреляции активного сигнала и}$$

остаточного эхосигнала.

В силу симметричности R_N можно записать, что $H_N^T * R_N = R_N * H_N$. Тогда предыдущее выражение упрощается:

$$\frac{\partial \xi}{\partial H_N} = -2 * P_{XZ_N}. \quad (2.8)$$

Выражение (2.8) является весьма интересным. Проанализируем его более подробно. Так, первый очевидный вывод из этого уравнения: производная целевой функции линейно зависит от функции взаимной корреляции активного сигнала и остаточного эхосигнала P_{XZ_N} . При этом минимизация целевой функции означает обращение в ноль модуля вектора взаимной корреляции P_{XZ_N} , то есть минимизацию модуля вектора P_{XZ_N} .

Из уравнения (2.8) также следует, что некоррелированные с активным сигналом шумы теоретически не влияют на получаемую оптимальную оценку при решении уравнения Винера-Хопфа. Очевидно, такие шумы не повлияют на значение модуля вектора P_{XZ_N} , а значит и на производную целевой функции. При этом целевая функция $E\{z_i^2\}$, в случае наличия аддитивных некоррелированных с активным сигналом шумов, сходится к энергии аддитивного шума, а модуль вектора взаимной корреляции P_{XZ_N} сходится к нулю, так же как и в случае отсутствия шумов.

Нерекурсивный фильтр Винера

Как уже отмечалось ранее, метод прямого решения уравнения Винера-Хопфа получил название фильтр Винера.

К неоспоримым достоинствам прямого вычисления импульсной характеристики эхотракта можно отнести возможность настройки фильтра за одну итерацию и теоретическую независимость точности результата от

автокорреляционной функции активного сигнала и некоррелированных с активным сигналом аддитивных шумов в эхотракте.

Впрочем, прямое вычисление импульсной характеристики эхотракта является весьма ресурсоемкой задачей. Вычислительная сложность алгоритма равна $O[N^3]$ и определяется необходимостью обращения автокорреляционной матрицы входного сигнала, то есть возрастает в кубической прогрессии в зависимости от порядка фильтра (количества весовых коэффициентов). Среди второстепенных недостатков можно отметить наличие погрешности определения импульсной характеристики из-за конечности выборок, скачкообразные изменения уровня эхосигнала при подстройке весовых коэффициентов фильтра.

Ввиду вычислительной сложности фильтр Винера не получил широкого распространения в технике компенсации эхосигналов. На практике большее распространение получили рекурсивные алгоритмы, обладающие меньшей вычислительной сложностью и обеспечивающие постепенное, "плавное" снижение уровня остаточного эхосигнала.

2.4 Алгоритмы класса рекурсия наименьших квадратов (РНК)

К этому классу алгоритмов относятся: взвешенный РНК, РНК на основе QR-разложения (QR-РНК), быстрый алгоритм Калмана, быстрый РНК, быстрый трансверсальный фильтр и т.д. Подробная структуризация многообразия алгоритмов этого класса дана в [17].

Рассмотрим теоретические основы методов класса РНК. Для этого вернемся к уравнению Винера-Хопфа:

$$H_N = R_N^{-1} * P_N.$$

Для перехода к рекурсивному вычислению весовых коэффициентов фильтра предположим, что в произвольный момент времени i производится только одно дополнительное наблюдение. Тогда автокорреляционную матрицу и вектор взаимной корреляции можно представить следующим образом [93]:

$$R_{N,i} = \sum_{j=0}^i X_{N,j} * X_{N,j}^T = \sum_{j=0}^{i-1} X_{N,j} * X_{N,j}^T + X_{N,i} * X_{N,i}^T = R_{N,i-1} + X_{N,i} * X_{N,i}^T.$$

(2.9)

$$P_{N,i} = \sum_{j=0}^i e_j * X_{N,j} = \sum_{j=0}^{i-1} e_j * X_{N,j} + e_i * X_{N,i} = P_{N,i-1} + e_i * X_{N,i}. \quad (2.10)$$

Как видно, выражения (2.9) и (2.10) позволяют рекурсивно вычислять вектор взаимной корреляции и автокорреляционную матрицу, но для нахождения коэффициентов фильтра по-прежнему необходимо обращать матрицу $R_{M,i}$. Стоит заметить, что обычно в литературе на данном этапе вводят коэффициент забывания λ_j необходимый для реальных алгоритмов. Поскольку этот вопрос не является принципиальным, коэффициент будет введен несколько позже.

Решить проблему обращения матрицы можно прибегнув к лемме об обращении матриц (формула Вудбери). Эта формула гласит, что матрица Y , которая может быть описана как $Y = A + BCD$, имеет обратную матрицу:

$$Y^{-1} = A^{-1} + A^{-1}B(C^{-1} + DA^{-1}B)^{-1}DA^{-1}.$$

где, A, B, C, D – матрицы имеющие размерности $m \times m, m \times l, l \times l, l \times m$ соответственно.

Примем в нашем случае $Y = R_{N,i}, A = R_{N,i-1}, B = X_{N,i}, C = 1, D = X_{N,i}^T$. Тогда для обратной матрицы $R_{N,i}$ можно записать:

$$R_{N,i}^{-1} = R_{N,i-1}^{-1} + \frac{R_{N,i-1}^{-1} * X_{N,i}}{1 + X_{N,i}^T * R_{N,i-1}^{-1} * X_{N,i}} * X_{N,i}^T * R_{N,i-1}^{-1}$$

Или

$$R_{N,i}^{-1} = R_{N,i-1}^{-1} + C_{N,i} * X_{N,i}^T * R_{N,i-1}^{-1}, \quad (2.11)$$

где $C_{N,i} = \frac{R_{N,i-1}^{-1} * X_{N,i}}{1 + X_{N,i}^T * R_{N,i-1}^{-1} * X_{N,i}}$ – введенное для удобства обозначение, не связанное с матрицей C в выражении для формулы Вудбери.

Рассмотрим более подробно введенную матрицу $C_{N,i}$

$$\begin{aligned} C_{N,i} * (1 + X_{N,i}^T * R_{N,i-1}^{-1} * X_{N,i}) &= R_{N,i-1}^{-1} * X_{N,i}. \\ C_{N,i} &= (R_{N,i-1}^{-1} - C_{N,i} * X_{N,i}^T * R_{N,i-1}^{-1}) * X_{N,i}. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Подставляя (2.11) в (2.12), имеем:

$$C_{N,i} = R_{N,i}^{-1} * X_{N,i}. \quad (2.13)$$

Следует учесть, что матрица $R_{N,i}^{-1}$ является симметричной, как обратная матрица симметричной матрицы $R_{N,i}$. Из симметрии $R_{N,i}^{-1}$ и (2.13) следует, что:

$$C_{N,i} = R_{N,i}^{-1} * X_{N,i} = R_{N,i}^{-1} * X_{N,i}^T. \quad (2.14)$$

Это дает возможность записать (2.11) в наиболее употребляемой форме:

$$R_{N,i}^{-1} = R_{N,i-1}^{-1} - C_{N,i} * X_{N,i} * R_{N,i-1}^{-1}. \quad (2.15)$$

$$C_{N,i} = \frac{R_{N,i-1}^{-1} * X_{N,i}^T}{1 + X_{N,i}^T * R_{N,i-1}^{-1} * X_{N,i}}. \quad (2.16)$$

Для определения выражения для адаптации коэффициентов фильтра вернемся к уравнению Винера-Хопфа и подставим в него (2.10) и (2.15). При этом необходимо учесть, что в случае рекурсивного вычисления H_N будет зависеть от времени:

$$\begin{aligned} H_{N,i} &= R_{N,i}^{-1} * P_{N,i} = R_{N,i}^{-1} * (P_{N,i-1} + e_i * X_{N,i}) = R_{N,i}^{-1} * P_{N,i-1} + \\ &+ R_{N,i}^{-1} * e_i * X_{N,i} = (R_{N,i-1}^{-1} - C_{N,i} * X_{N,i} * R_{N,i-1}^{-1}) * P_{N,i-1} + \\ &+ R_{N,i}^{-1} * e_i * X_{N,i} = R_{N,i-1} * P_{N,i-1} - C_{N,i} * X_{N,i} * R_{N,i-1}^{-1} * P_{N,i-1} + \\ &+ R_{N,i}^{-1} * e_i * X_{N,i} = H_{N,i-1} - C_{N,i} * X_{N,i} * H_{N,i-1} + C_{N,i} * e_i = \\ &= H_{N,i-1} + C_{N,i} * (e_i - X_{N,i} * H_{N,i-1}) = H_{N,i-1} + C_{N,i} * \alpha, \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$\text{где } \alpha = e_i - X_{N,i} * H_{N,i-1}. \quad (2.18)$$

Рекурсивный алгоритм наименьших квадратов состоит в вычислении вектора $C_{N,i}$ в виде, в котором он введен в (2.16), вычислении $R_{N,i}^{-1}$ согласно формуле (2.15) и адаптации отводов фильтра согласно выражениям (2.17) и (2.18). Стоит отметить, что вектор $C_{N,i}$ в литературе, как правило, называют вектор Калмана.

Алгоритм в представленном выше виде обладает бесконечной памятью, поэтому размер окна, через которые пропущены данные, составляет $[0;i]$, то есть окно является возрастающим. Поэтому описанный выше алгоритм носит название рекурсивного метода наименьших квадратов с возрастающим окном.

В силу возможных в реальной ситуации нестационарности активного сигнала и нестационарности самого эхотракта, память алгоритма желательно ограничить. Для достижения этой цели в алгоритм вводят коэффициент

забывания λ_j . Существует несколько подходов к реализации этой величины. Наиболее простым из них является расчет входящих в алгоритм величин по конечному числу наиболее "свежих" отсчетов. Этот случай можно интерпретировать как умножение данных на пороговую функцию вида:

$$\lambda_j = \begin{cases} 1, & \text{при } i - L \leq j \leq i \\ 0, & \text{при } j < L - i \end{cases} \quad (2.19)$$

Можно заметить, что данные пропускаются через окно фиксированной длины ($2L$), поэтому такой алгоритм получил название рекурсивный метод наименьших квадратов со скользящим окном.

Наиболее востребованным является РНК с экспоненциальным взвешиванием. В этом случае в качестве коэффициента λ_j используется показательная функция λ^{i-j} (при $\lambda \leq 1$). Введение настоящего множителя позволяет задать весовые коэффициенты входным данным таким образом, чтобы наиболее "свежие" отсчеты имели наибольший вес. Легко показать, что рассмотренный выше алгоритм растущего окна является частным случаем алгоритма с экспоненциальным взвешиванием при значении $\lambda = 1$. С учетом коэффициента забывания окончательные выражения для взвешенного РНК имеют вид (2.20) - (2.23):

$$\Phi_{N,i}^{-1} = \Phi_{N,i-1}^{-1} - C_{N,i} * X_{N,i} * \Phi_{N,i-1}^{-1}. \quad (2.20)$$

$$C_{N,i} = \frac{\Phi_{N,i-1}^{-1} * X_{N,i}^T}{\lambda + X_{N,i}^T * \Phi_{N,i-1}^{-1} * X_{N,i}}. \quad (2.21)$$

$$\alpha = e_i - X_{N,i} * H_{N,i-1}. \quad (2.22)$$

$$H_{N,i} = H_{N,i-1} + C_{N,i} * \alpha, \quad (2.23)$$

где $\Phi_{N,i}$ - введенное обозначение для $R_{N,i} * \lambda^{k-i}$.

Такая запись алгоритма получила наибольшее распространение.

Так как адаптация коэффициентов происходит рекурсивно, для начала работы $\Phi_{N,i-1}^{-1}$ и $H_{N,i-1}$ должны инициализироваться некоторыми значениями. Обычно вектор $H_{N,i-1}$ принимают равным нулевому вектору. Во избежание операции деления на ноль, в качестве $\Phi_{N,i-1}^{-1}$ используют единичную матрицу, умноженную на некоторый близкий к нулю положительный коэффициент.

Рассматривая свойства взвешенного РНК, прежде всего, необходимо отметить, что алгоритм обладает квадратичной вычислительной сложностью $O[N^2]$. Это обстоятельство в немалой степени ограничивает применение алгоритма РНК в приложениях, которые требуют обработки сигнала в реальном времени. Во многом эту проблему позволяют снять быстрые варианты алгоритма РНК, основанные на методах линейного предсказания, которые позволяют "быстро" (вычислительно эффективно) вычислить вектор Калмана. Быстрые алгоритмы РНК обладают линейной вычислительной сложностью $O[N]$. Например, быстрый алгоритм Калмана требует всего лишь $10 * N$ операций умножения, $9 * N$ операций сложения и две операции деления [18].

Помимо существенной вычислительной сложности, РНК требователен к точности вычислений и может потерять стабильность при её недостаточности (проблема числовой стабильности алгоритма). Это обстоятельство обусловлено тем, что под воздействием ошибок вычислений матрица $\Phi_{N,i-1}^{-1}$ может стать отрицательно определенной.

Однозначным достоинством алгоритмов класса РНК является их быстрая сходимость и относительная независимость скорости сходимости от статистических характеристик активного сигнала. По этому показателю РНК значительно превосходят простые градиентные алгоритмы МНСК, что отмечается в следующих работах [18,38]. Быстрая сходимость РНК обусловлена тем, что при его выводе не было допущено серьезных аппроксимаций и упрощений. Единственным очевидным допуском при выводе алгоритма явилось введение коэффициента забывания λ^{j-i} , который ограничивает память алгоритма о предыдущих отсчетах. Это эквивалентно аппроксимации целевой функции выражением:

$$\xi = E\{z_i^2\} \approx \frac{1}{i+1} \sum_{j=0}^i z_{i-j}^2 * \lambda^{i-j}. \quad (2.24)$$

В контексте планируемых исследований корреляционного алгоритма важно рассмотреть вопрос устойчивости к аддитивным шумам (помехоустойчивости, робастности) алгоритмов класса РНК. Поскольку в ходе вывода алгоритма не

было допущено грубых упрощений, можно предположить, что алгоритмы класса РНК в определенной степени обладают свойствами оптимального фильтра Винера, в том числе и в части помехоустойчивости. Но в имеющейся литературе можно найти разные мнения на счет помехоустойчивости алгоритма РНК. Так, сравнивая помехоустойчивость РНК с помехоустойчивостью алгоритма МНСК, в [18] утверждается, что качество фильтрации в условиях наличия помех у алгоритма РНК выше. При этом в [92] авторы сообщают, наоборот, о большей помехоустойчивости МНСК, тогда как алгоритм РНК определяется как алгоритм, который может в определенных обстоятельствах обладать довольно низкой помехоустойчивостью. Дополнительно стоит отметить, что вопрос повышения помехоустойчивости алгоритма РНК на сегодня вызывает у исследователей определенный интерес. Методы повышения помехоустойчивости РНК предлагаются в [131,75].

2.5 Алгоритмы класса методы наименьших средних квадратов (МНСК)

Вычислительная сложность фильтра Винера и алгоритма РНК побудила исследователей к разработке алгоритмов, требующих значительно меньших вычислительных ресурсов. Результатом изысканий в этом направлении стал метод наименьших средних квадратов (МНСК) и многочисленные последующие вариации этого алгоритма. Среди вариаций алгоритма МНСК можно выделить: нормализованный метод наименьших квадратов (НМНСК), блочный МНСК, пропорционально нормализованный МНСК, многополосный МНСК.

Рассмотрим более подробно базовый для этого класса алгоритм МНСК. Для вывода формулы адаптации согласно МНСК вернемся к рассмотрению выражения для производной целевой функции (2.6):

$$\frac{\partial \xi}{\partial H_N} = 2 * H_N * R_N - 2 * P_N.$$

Так как дальнейшие рассуждения предполагают переход к рекурсивному вычислению, то в этом выражении необходимо отобразить зависимость H_N , P_N , R_N от времени и перейти от производной целевой функции к её градиенту, что

соответствует умножению производной на единичный вектор. Исходя из этого, перепишем (2.6) в следующем виде:

$$\nabla \xi = 2 * H_{N,i} * R_{N,i} - 2 * P_{N,i}. \quad (2.25)$$

Для обеспечения рекурсивного вычисления умножим обе части уравнения выше на $0.5 * R^{-1}_{N,i}$. В итоге имеем:

$$0.5 * R^{-1}_{N,i} * \nabla \xi = H_{N,i} - R^{-1}_{N,i} * P_{N,i}.$$

Теперь подставим в полученное выражение оптимальную оценку импульсной характеристики согласно уравнению Винера-Хопфа (2.7):

$$0.5 * R^{-1}_{N,i} * \nabla \xi = H_{N,i} - H_{\text{опт}N}.$$

Переносим искомую оптимальную оценку в левую часть, имеем:

$$H_{\text{опт}N} = H_{N,i} - 0.5 * R^{-1}_{N,i} * \nabla \xi. \quad (2.27)$$

Уравнение (2.27) устанавливает связь между текущей и оптимальной импульсной характеристикой исполнительного элемента. Связь между этими двумя величинами выражается членом $0.5 * R^{-1}_{N,i} * \nabla \xi$. В принципе, в ходе получения выражения (2.27) не было допущено никаких упрощений, поэтому адаптация по-прежнему может быть осуществлена за одну итерацию. Однако в целях сглаживания влияния упрощений, которые будут введены ниже, целесообразно постепенно приближать коэффициенты фильтра к оптимальным. Для достижения этого введем параметр адаптации μ , ограничивающий максимальное приращение отводов фильтра ($\mu < 1$). С учетом вышесказанного, можно перейти к следующей рекурсивной формуле:

$$H_{N,i} = H_{N,i-1} - \mu * 0.5 * R^{-1}_{N,i} * \nabla \xi. \quad (2.28)$$

Формула (2.28) описывает процесс адаптации согласно алгоритму Ньютона. Формула (2.28) позволяет рекурсивно настроить отводы исполнительного элемента, но по-прежнему является вычислительно сложной. Самым очевидным способом упростить вычисления является отказ от вычисления обратной матрицы $R^{-1}_{N,i}$, заменив её просто единичной матрицей:

$$H_{N,i} = H_{N,i-1} - \mu * 0.5 * \nabla \xi. \quad (2.29)$$

Формула (2.29) описывает процесс адаптации согласно алгоритму наискорейшего спуска. Следующее упрощение может быть направлено на снижение вычислений для расчета градиента целевой функции. Алгоритм МНСК использует простейший вариант, то есть замену усреднения величины z_i^2 по ансамблю реализаций мгновенным значением z_i^2 :

$$\xi = E\{z_i^2\} = \lim_{i \rightarrow \infty} \frac{1}{i+1} z_i^2 \approx z_i^2. \quad (2.30)$$

Согласно этому упрощению градиент целевой функции может быть выражен как:

$$\nabla \xi_N \approx \frac{\partial z_i^2}{\partial H_{N,i}} = \frac{\partial (z_i * z_i)}{\partial H_{N,i}} = \frac{\partial (e_i - H_{N,i}^T * X_{N,i}) * z_i}{\partial H_{N,i}} = -2 * X_{N,i} * z_i. \quad (2.31)$$

Подставляя (2.31) в (2.29) находим:

$$H_{N,i} = H_{N,i-1} + \mu * X_{N,i} * z_i. \quad (2.32)$$

Формула (2.32) описывает адаптацию коэффициентов согласно алгоритму МНСК. Нетрудно заметить, что выражение (2.32) представляет собой N независимых уравнений, поэтому можно записать выражения для каждого коэффициента фильтра отдельно. Итак, выражение для ε -ного коэффициента фильтра для МНСК можно записать как:

$$h_{i+1}(\varepsilon) = h_i(\varepsilon) + \mu * x_{i-\varepsilon} * z_i. \quad (2.33)$$

Выражение (2.33) может быть получено отличным от описанного выше способа упрощения уравнения Винера-Хопфа, а именно градиентными численными методами. Для этого нужно принять в качестве целевой функции мгновенное значение z_i^2 и найти её минимум для каждого весового коэффициента фильтра методом градиентного (наискорейшего) спуска. Весь процесс вывода при этом описывается формулами (2.31) и (2.32). Геометрическая интерпретация этого подхода, как правило, содержится в литературе, посвященной адаптивной фильтрации, например [3,14,52]. Здесь стоит отметить, что ноль производной z_i^2 можно искать также методом Ньютона. Алгоритм адаптации, реализующий такой поиск, носит аналогичное название.

Оригинальный метод МНСК имеет ряд функциональных недостатков, которые побудили исследователей улучшать его характеристики.

Так, для снижения эффекта упрощения целевой функции применяют блочный МНСК, который аппроксимирует целевую функцию усреднением по нескольким отсчетам (не следует путать этот алгоритм с блочным МНСК в частотной области). Из этого следует, что для блочного МНСК формула адаптации принимает вид:

$$h_{i+1}(\varepsilon) = h_i(\varepsilon) + \mu * \sum_{l=0}^{M-1} x_{i-\varepsilon-l} * z_{i-l}. \quad (2.34)$$

МНСК и блочный МНСК обладают общим недостатком – зависимостью скорости адаптации от мощности активного сигнала x_i . Для снижения влияния этого недостатка разумно сделать шаг адаптации пропорциональным дисперсии активного сигнала. Очевидно, это подразумевает введение переменного параметра адаптации, зависящего от дисперсии сигнала x_i , то есть $\mu \rightarrow \mu(P(x_i))$. Такой шаг адаптации реализован в алгоритме, который получил название нормализованный МНСК (НМНСК). Алгоритм НМНСК описывается следующей формулой:

$$h_{i+1}(\varepsilon) = h_i(\varepsilon) + \mu * \frac{x_{i-\varepsilon} * z_i}{\sum_{l=0}^M x_{i-\varepsilon-l}^2 + B}, \quad (2.35)$$

где: M - количество отсчетов, по которым оценивается дисперсия сигнала x_i , B - малая величина для предотвращения деления на ноль.

Алгоритм НМНСК обладает неплохими функциональными характеристиками и низкой вычислительной сложностью. Поэтому он получил широкое распространение в задачах компенсации эхосигналов и может рассматриваться как наиболее востребованный алгоритм в классе алгоритмов МНСК.

Описанные выше алгоритмы обладают невысокой вычислительной сложностью. Это, безусловно, является основным достоинством этого класса алгоритмов.

К недостаткам необходимо отнести более низкую в сравнении с методами РНК скорость сходимости, а также её зависимость от статистических характеристик активного сигнала. К тому же можно сделать интуитивно понятное предположение, что грубая аппроксимация целевой функции должна приводить к

низкой помехоустойчивости алгоритмов данного класса. Однако, как отмечалось при анализе характеристик РНК, в противовес этому утверждению отдельные авторы сообщают о существенной помехоустойчивости алгоритмов класса МНСК. Помехоустойчивость алгоритма НМНСК будет рассмотрена в следующей главе.

2.6 Рекурсивный алгоритм аффинных проекций (ААП)

Отдельного внимания заслуживает алгоритм аффинных проекций (ААП, АР), предложенный в [117]. Алгоритм аффинных проекций представляет собой обобщение НМНСК [20,60,90]. Согласно этой интерпретации каждый вектор приращения отводов для алгоритма НМНСК рассматривается как одномерная аффинная проекция.

Несмотря на то, что алгоритм аффинных проекций, как правило, классифицируют как алгоритм класса МНСК [19], он занимает промежуточное положение между классами РНК и МНСК, с точки зрения вычислительной сложности и скорости сходимости [20,60]. Это говорит о потенциально близких функциональных характеристиках этого алгоритма и корреляционного алгоритма, исследованию которого посвящена настоящая работа. Поэтому в рамках настоящей работы необходимо рассмотреть АРА более детально.

Вычисление весовых коэффициентов, согласно алгоритму аффинных проекций, может быть описано следующими формулами (адаптировано согласно принятым в работе обозначениям):

$$T_{P,i} = [X_{P,i} * X_{P,i}^T + \delta I]^{-1} * Z_{P,i}. \quad (2.36)$$

$$H_{N,i} = H_{N,i-1} + \mu * X_{P,i} * T_{P,i}. \quad (2.37)$$

$$Z_i = E_i - H_{N,i-1}^T * X_{P,i}. \quad (2.38)$$

$$X_{P,i} = [X_{N,i}, X_{N,i-1} \dots X_{N,i-P+1}], \quad (2.39)$$

где: I - единичная матрица, δ -малая величина, $T_{P,i}$ - вектор нормализованных ошибок, $X_{P,i}$ - матрица размером $N \times P$ значений активного сигнала, $X_{N,i}$ - вектор значений активного сигнала (эквивалентно $X_{N,i}$ в предыдущих пунктах), $Z_{P,i}$ -

вектор значений остаточного эхосигнала (ошибок), P - порядок проекции, μ - параметр адаптации.

Алгоритм аффинных проекций имеет линейную зависимость вычислительной сложности от количества весовых коэффициентов фильтра $O[N]$, но квадратичную зависимость от размерности проекции P . В общем виде количество операций умножения на итерацию может быть оценено по формуле $2 * N * P + 7 * P^2$. Как видно, алгоритм имеет довольно высокую вычислительную сложность.

Обращаясь к вопросу вариаций алгоритма, надо обратить внимание на вычислительно быстрый алгоритм аффинных проекций (FAP) [90]. Данный алгоритм нашел применение в широком спектре задач адаптивной фильтрации [20], благодаря довольно высокой скорости сходимости и низкой вычислительной сложности. Данный вариант алгоритма потребует, грубо, $\approx 2 * N + 20 * P$ операций умножения на итерацию.

Следует заметить, что в настоящий момент исследователи проявляют определенный интерес к алгоритму аффинных проекций. Среди недавних публикаций можно выделить следующие интересные модификации этого алгоритма [73,74].

Как уже говорилось, основным преимуществом алгоритмов аффинных проекций является довольно высокая скорость сходимости. К недостатком алгоритма можно отнести довольно высокую вычислительную сложность, хотя в целом это преодолевается при помощи быстрого варианта алгоритма. Информацию о помехоустойчивости алгоритма в имеющейся литературе найти не удалось.

2.7 Теоретическое исследование алгоритмов, реализующих корреляционный принцип адаптации. Корреляционный алгоритм.

Оригинальная идея стандартного корреляционного алгоритма заключается в минимизации выраженного в явном виде вектора взаимной корреляции активного сигнала и остаточного эхосигнала [7]. Однако имеющаяся в наличии литература не содержит математического обоснования этого алгоритма. Поэтому такое обоснование является приоритетной задачей в рамках теоретического исследования, представленного в настоящем разделе.

Задаваясь вопросом математических основ корреляционного алгоритма, можно отметить, что обозначенная выше цель адаптации корреляционного алгоритма обеспечивается оптимальной винеровской оценкой [51]. Таким образом, можно сделать предположение, что корреляционный алгоритм и уравнение Винера-Хопфа имеют однозначную математическую связь. Для выявления этой связи обратимся к уравнению Винера-Хопфа. Перепишем его еще раз:

$$H_{\text{опт}N} = R_N^{-1} * P_N. \quad (2.7)$$

Известно, что уравнение (2.7) позволяет вычислить оптимальный вектор $H_{\text{опт}N}$ за одну итерацию и описывает процедуру нерекурсивного оптимального оценивания. В это же время, корреляционный алгоритм подразумевает рекурсивные вычисления. Поэтому, первым делом, необходимо перейти от уравнения (2.7) к рекурсивной процедуре адаптации. В рамках теории адаптивной фильтрации подобный переход является стандартным шагом, подразумевающим несложные манипуляции с градиентом целевой функции $\nabla \xi_N$. Они были продемонстрированы при выводе алгоритмов МНСК. В данном же разделе, хотелось бы представить альтернативную интерпретацию этого перехода, которая важна в контексте рассмотрения корреляционного алгоритма. Целью этой интерпретации является максимальное отображение особенностей рекурсивного вычисления, поэтому она основывается на анализе системы, осуществляющей рекурсивную оценку неизвестной исследуемой системы (эхотракта):

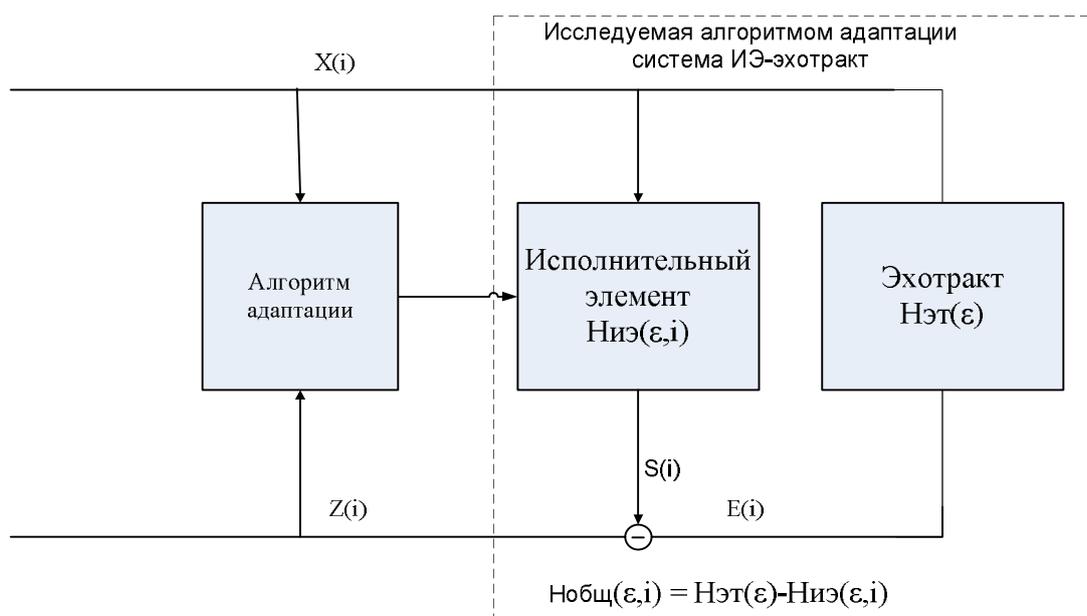


Рисунок 2.2 – Структурная схема системы рекурсивного оценивания импульсной характеристики эхотракта

Пусть импульсная характеристика эхотракта $H_{ЭТ_N}$ неизвестна, но стационарна. А импульсная характеристика исполнительного элемента $H_{ИЭ_{N,i}}$ известна, но меняется на каждой итерации (i -номер итерации). Эта ситуация вполне реально отражает процесс рекурсивной адаптации, который, как правило, содержит сотни, а то и тысячи, итераций до достижения приемлемой оценки.

Нетрудно показать, что на произвольной итерации i совокупная импульсная характеристика системы "исполнительный элемент - эхотракт" может быть представлена разностью импульсных характеристик эхотракта и исполнительного элемента, то есть можно записать:

$$H_{\text{общ}_{N,i}} = H_{ЭТ_N} - H_{ИЭ_{N,i}}. \quad (2.40)$$

Предположим, что на i -той итерации имеется достаточная выборка сигналов (математически, естественно, неограниченная) для расчета АКМ активного сигнала, а также ВКФ активного сигнала и остаточного эхосигнала. Тогда на этой итерации может быть осуществлена оптимальная оценка совокупной импульсной характеристики $H_{\text{общ}_{N,i}}$, при помощи уравнения Винера-Хопфа. Но для любых $i > 1$ необходимо учесть нестационарность исследуемой

алгоритмом адаптации системы, которая вносится изменяющейся компонентой $H_{ИЭ_{N,i}}$. Для этого в качестве вектора взаимной корреляции в уравнении (2.7) необходимо взять вектор взаимной корреляции активного сигнала и "остаточного эхосигнала" z_j' , о котором речь пойдет немного ниже. Подставим оптимальную оценку $H_{общ_{N,i}}$ в выражение (2.40):

$$R^{-1}_N * P_{XZ'_{N,i}} = H_{ЭТ_N} - H_{ИЭ_{N,i}}, \quad (2.41)$$

где $P_{XZ'_{N,i}}$ - вектор взаимной корреляции активного сигнала и z_j' .

Здесь следует остановиться на векторе $P_{XZ'_{N,i}} = E\{X_{N,i} * z'_{j,i}\}$ более подробно. Вполне очевидно, что для осуществления оптимальной оценки в уравнении (2.41) должен фигурировать вектор взаимной корреляции "остаточного эхосигнала" z и активного сигнала x . Это напрямую вытекает из того, что алгоритм адаптации оценивает именно $H_{общ_N}$, а не $H_{ЭТ_N}$ (см. рисунок 2.2). Однако оценка согласно уравнению Винера-Хопфа будет корректной только, если для расчетов будет использована реализация остаточного эхосигнала, полученная в условиях стационарной импульсной характеристики $H_{общ_N}$. К сожалению, для рекурсивной адаптации это условие не выполняется, реальный остаточный эхосигнал z_i формируется в условиях изменяющейся $H_{общ_{N,i}}$. Таким образом, реальный z_i не может быть использован для нахождения оптимальной оценки в условиях рекурсивных вычислений. Однако для каждого конкретного (i -того) экземпляра оцениваемой системы ($H_{общ_{N,i}=const}$) может быть определен сигнал z_j' , который может быть получен при воздействии на этот экземпляр вектора активного сигнала $X_{N,i}$. Можно заметить, что совокупность реализаций остаточных эхосигналов z_j' образуют двумерный массив или, иными словами, функцию двух переменных. Обозначим этот массив $z'_{j,i}$. Очевидно, что в выражении (2.41) для расчета i -того вектора взаимной корреляции $P_{N,i}$ должен быть использован именно $z'_{j,i=const}$, тогда оно будет соответствовать оптимальной оценке.

Учтем, что $H_{ЭТ_N}$ в (2.41) - это оптимальная оценка импульсной характеристики эхотракта. Целесообразно задаче адаптации, её необходимо использовать в качестве импульсной характеристики исполнительного элемента на $i + 1$ шаге адаптации. Учитывая это и представляя уравнение (2.41) в более удобном виде, получаем:

$$H_{ИЭ_{N,i+1}} = H_{ИЭ_{N,i}} + R^{-1}_N * P_{XZ'_{N,i}}. \quad (2.42)$$

Выражение (2.42) по-прежнему является оптимальной оценкой, но с учетом детерминированной составляющей ($H_{ИЭ_{N,i}}$). Поэтому оптимальный вектор коэффициентов исполнительного элемента на очередной итерации может быть найден математически точно (при условии неограниченной выборке сигналов). Однако для расчета оптимальной оценки по-прежнему необходимо обращать автокорреляционную матрицу R_N . Это, как известно, операция вычислительно сложная.

Для снижения вычислительной сложности корреляционного алгоритма используется аппроксимация автокорреляционной матрицы активного сигнала автокорреляционной матрицей белого шума эквивалентной мощности, то есть следующей диагональной матрицей:

$$R_N \approx D_N = E \left\{ \begin{array}{cccc} x_i^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & x_{i-1}^2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & x_{i-\varepsilon}^2 & \dots \\ 0 & 0 & \dots & x_{i-N}^2 \end{array} \right\}. \quad (2.43)$$

Так как матрица под оператором усреднения по ансамблю реализаций в выражении (2.43) является диагональной матрицей, её обращение является задачей математически несложной. Итоговая матрица, аппроксимирующая обратную автокорреляционную матрицу активного сигнала, будет выглядеть как:

$$R_{бш,N}^{-1} \approx D_{N,i}^{-1} = G_N = \begin{bmatrix} \frac{1}{E\{x_i^2\}} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \frac{1}{E\{x_{i-N}^2\}} \end{bmatrix}. \quad (2.44)$$

С учетом введенного обозначения для аппроксимирующей матрицы, уравнение (2.42) можно переписать (индекс ИЭ опущен):

$$H_{N,i+1} = H_{N,i} + \mu * (R_{\text{бш}_{N,i}} + \delta E)^{-1} * P_{XZ'_{N,i}}. \quad (2.45)$$

Поскольку матрица G_N является диагональной матрицей, выражение (2.45) представляет собой совокупность из N линейных независимых уравнений:

$$\begin{bmatrix} h_{i+1}(0) \\ h_{i+1}(1) \\ \dots \\ h_{i+1}(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_i(0) \\ h_i(1) \\ \dots \\ h_i(N) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E\{z'_j * x_j\}}{E\{x_j^2\}} \\ \frac{E\{z'_j * x_{j-1}\}}{E\{x_{j-1}^2\}} \\ \dots \\ \frac{E\{z'_j * x_{j-N}\}}{E\{x_{j-N}^2\}} \end{bmatrix}. \quad (2.46)$$

Естественно, что реальным результатом работы системы является сигнал z_i , который показан на рисунке 2.2, а массив сигналов $z'_{j,i}$ является математической абстракцией. Поэтому классический корреляционный алгоритм использует аппроксимацию каждого экземпляра $z'_{j,i=const}$ реальным остаточным эхосигналом z_i . Учитывая эту аппроксимацию, а также вводя необходимые константы, можно записать выражение для корреляционного алгоритма в векторно-матричной форме:

$$H_{N,i+1} = H_{N,i} + \mu * (R_{\text{бш}_{N,i}} + \delta E)^{-1} * P_{XZ_{N,i}}. \quad (2.47)$$

где: $P_{XZ_{N,i}} = E\{X_{N,i} * z_i\}$ - вектор взаимной корреляции активного сигнала и остаточного эхосигнала, δ -малая величина, E - единичная матрица, $R_{\text{бш}_{N,i}}$ - автокорреляционная матрица белого шума эквивалентной мощности (согласно формуле 2.44), N - количество коэффициентов фильтра, μ - параметр адаптации (для классической формулы используется $p = 1/\mu$).

При этом можно записать ε -ное выражение в системе независимых уравнений (2.47):

$$h_{i+1}(\varepsilon) = h_i(\varepsilon) + \frac{\sum_{l=0}^{M-1} x_{i-\varepsilon-l} * z_{i-l}}{(\sum_{l=0}^{M-1} x_{i-\varepsilon-l}^2 + B) * \rho}, \quad (2.48)$$

где: ρ - параметр адаптации ($p = 1/\mu$), M - количество отсчетов оценки ВКФ и дисперсии активного сигнала, B - бесконечно малая величина для предотвращения деления на ноль.

Таким образом, для получения корреляционного алгоритма из уравнения Винера-Хопфа, необходимо осуществить переход к рекурсивным вычислениям, аппроксимировать автокорреляционную матрицу активного сигнала автокорреляционной матрицей белого шума и аппроксимировать сигнал $z'_{j,i=const}$ реальным остаточным эхосигналом z_i .

Ранее уже отмечалось, что корреляционный алгоритм на сегодня практически не известен научной общественности. Анализ имеющихся источников говорит о том, что исследованием алгоритма занимается одна группа ученых, среди которых можно выделить: С.С. Шаврин, С.В. Капустин, О.Ю. Мусатова. Наиболее значимые работы, касающиеся корреляционного алгоритма, этих авторов: [7,32,34,41,60]. Это во многом объясняет скромное количество модификаций этого алгоритма. Тем не менее, в [60] можно обнаружить две интересные вариации данного алгоритма.

Первой является знакорреляционный алгоритм. Процедура адаптации эхокомпенсатора в этом случае описывается выражением:

$$h_{i+1}(\varepsilon) = h_i(\varepsilon) + \rho * \sum_{l=0}^{M-1} \text{sgn}(X_{i-\varepsilon-l}) * \text{sgn}(z_{i-l}) . \quad (2.49)$$

Вторым вариантом корреляционного алгоритма является "компактный" вариант корреляционного алгоритма. Эта вариация алгоритма будет рассмотрена отдельно в следующем разделе работы.

Обратимся к вопросу вычислительной сложности корреляционного алгоритма. Аппроксимация автокорреляционной матрицы активного сигнала обеспечивает линейную зависимость вычислительной сложности корреляционного алгоритма от количества весовых коэффициентов фильтра $O[N]$. Тем не менее, при прямом расчете коэффициентов фильтра необходимо оценить корреляцию остаточного эхосигнала и активного сигнала по M отсчетам на каждой итерации адаптации, что порождает $N * M$ количество операций умножения (операции умножения - основная вычислительная нагрузка). С учетом возможности рекуррентного вычисления дисперсии активного сигнала, реализация корреляционного алгоритма требует на одну итерацию следующего

количества операций умножения (оценка учитывает формирование исполнительным элементом копии эхосигнала):

$$Mul = N * M + 2 * N. \quad (2.50)$$

Таким образом, прямая реализация корреляционного алгоритма - задача весьма вычислительно сложная. Значительно снизить вычислительную сложность можно при реализации "компактного корреляционного алгоритма", предложенного в [60] и рассмотренного в следующем разделе.

К основным достоинствам корреляционного алгоритма необходимо отнести его высокую помехоустойчивость, которая исследовалась в [34,60].

С другой стороны, имеющаяся литература не содержит информации о ряде важных функциональных характеристиках алгоритма и их зависимостях от параметров алгоритма, например о скорости сходимости. Всестороннее исследование алгоритма и выявление основных зависимостей функциональных характеристик от внутренних и внешних факторов является задачей следующей главы настоящей работы. Немного забегаая вперед, можно сказать, что исследование выявило важный недостаток - низкую скорость и стабильность сходимости алгоритма, а также их зависимость от параметров алгоритма и статистических характеристик сигнала.

2.8 Компактный корреляционный алгоритм

Отдельного внимания заслуживает компактный корреляционный алгоритм, представленный в [60].

Сформулированная ранее вычислительная сложность $N * M + 2 * N$ корреляционного алгоритма может быть охарактеризована как довольно высокая. Тем не менее, она была получена при достаточно формальном подходе к задаче вычисления весовых коэффициентов. Рассмотрим несложные пути снижения вычислительной сложности. Для этого запишем корреляционный алгоритм в матрично-векторной форме:

$$H_{N,i+1} = H_{N,i} + \mu * (R_{бш_{N,i}} + \delta E)^{-1} * P_{XZ_{N,i}}. \quad (2.47)$$

Для снижения вычислительной сложности необходимо вычислять рекурсивно члены $(R_{бш_{N,i}} + \delta E)^{-1} = G_{N,i}$ и $P_{XZ_{N,i}}$. Для этого необходимо представить диагональную матрицу $G_{N,i}$ как:

$$G_{N,i} = G_{N-1,i} + \text{diag}[X_{N,i} * X_{N,i}^T]^{-1}. \quad (2.51)$$

Поскольку по условию $G_{N,i}$ является диагональной, то нет необходимости в расчете всех значений матрицы $[X_{N,i} * X_{N,i}^T]$, которая имеет ранг N . Достаточно рассчитать только главную диагональ этой матрицы (остальные члены матрицы приравниваются к нулю). Это отображено в (2.51) членом $\text{diag}[X_{N,i} * X_{N,i}^T]$. Обращение матрицы $\text{diag}[X_{N,i} * X_{N,i}^T]$ также задача вычислительно несложная.

Аналогичным путем представим $P_{XZ_{N,i}}$:

$$P_{XZ_{N,i}} = P_{XZ_{N,i-1}} + X_{N,i} * z_i. \quad (2.52)$$

Данное представление векторов весьма удобно и дальнейшие математические преобразования будут избыточны. Поэтому компактный корреляционный алгоритм может быть записан тремя выражениями:

$$G_{N,i} = G_{N,i-1} + \text{diag}[X_{N,i} * X_{N,i}^T]^{-1}. \quad (2.51)$$

$$P_{XZ_{N,i}} = P_{XZ_{N,i-1}} + X_{N,i} * z_i. \quad (2.53)$$

$$H_{N,i+1} = H_{N,i} + \mu * (G_{N,i} + \delta E) * P_{XZ_{N,i}}. \quad (2.54)$$

Итоговая вычислительная сложность компактного корреляционного алгоритма равняется:

$$\text{Mul} = 4 * N + 1. \quad (2.55)$$

В структуре количества операций умножения:

- вычисление $\text{diag}[X_{N,i} * X_{N,i}^T]$ - 1 умножение (все члены диагонали известны, кроме члена со старшим индексом) ;
- обращение диагональной матрицы $\text{diag}[X_{N,i} * X_{N,i}^T]$ - N делений;
- рекурсивное вычисление вектора взаимной корреляции - N умножений;
- умножение на параметр адаптации - N умножений;
- формирование сигнала с выхода фильтра - N умножений.

При этом для работы алгоритма необходимо хранить $M + N$ значений произведений сигналов z_i и x_i , а также такое же количество квадратов отсчетов активного сигнала x_i . Дополнительно к этому необходимо прибавить хранение вектора $H_{N,i}$ (N значений) и сигнала x_i (N отсчетов) для формирования копии эхосигнала.

$$RAM = 4 * N + 2 * M, \text{ отсчетов.} \quad (2.56)$$

Отдельно следует заметить, что вычислительная сложность компактного корреляционного алгоритма не зависит от количества отсчетов оценки ВКФ (M). Это важное свойство при необходимости достижения высокой помехоустойчивости алгоритма.

2.9 Классификация корреляционного алгоритма и его модификаций

Анализ имеющихся источников показывает, что вопрос классификации этого алгоритма остается открытым и заслуживает отдельного внимания.

Для определения возможности отнесения корреляционного алгоритма к методам классов РНК или МНСК, проанализируем основные концепции, заложенные в них и в корреляционном алгоритме.

Как отмечалось при анализе алгоритмов класса РНК, они реализуют концепцию рекурсивного вычисления уравнения Винера-Хопфа. При этом рекурсивное вычисление автокорреляционной матрицы активного сигнала является основной алгоритмической проблемой, решаемой в рамках данной концепции. В противовес этому, корреляционный алгоритм использует довольно грубую аппроксимацию АКФ сигнала, заменяя её АКМ белого шума. Это позволяет сделать АКМ диагональной матрицей и избежать многочисленных вычислений, связанных с обращением недиагональных матриц. Очевидно, такой подход в рамках класса РНК недопустим. Поэтому корреляционный алгоритм не может быть отнесен к этому классу алгоритмов.

С другой стороны, алгоритмы МНСК используют максимально простые градиентные подходы. Поэтому они основаны не только на отказе от вычисления

обратной автокорреляционной матрицы, но и на грубой аппроксимации целевой функции (замена усреднения по ансамблю реализаций квадрата остаточного эхосигнала его мгновенным значением). Это хорошо иллюстрируют соотношения (2.29) - (2.32). Естественно, что такой подход снижает помехоустойчивость итогового алгоритма и идет в разрез с основной идеей корреляционного алгоритма, которая подразумевает минимизацию вектора взаимной корреляции активного сигнала и остаточного эхосигнала в явном виде.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что корреляционный алгоритм не может быть напрямую отнесен к этим классам алгоритмов. С другой стороны, он и его модификации (о которых речь пойдет в 4 главе) можно считать упрощением алгоритма Ньютона (формула 2.28), что позволяет отнести их в один класс с НМНСК и алгоритмом аффинных проекций. Подводя итог можно представить предложенную классификацию алгоритмов адаптации схемой изображенной на рисунке 2.3:

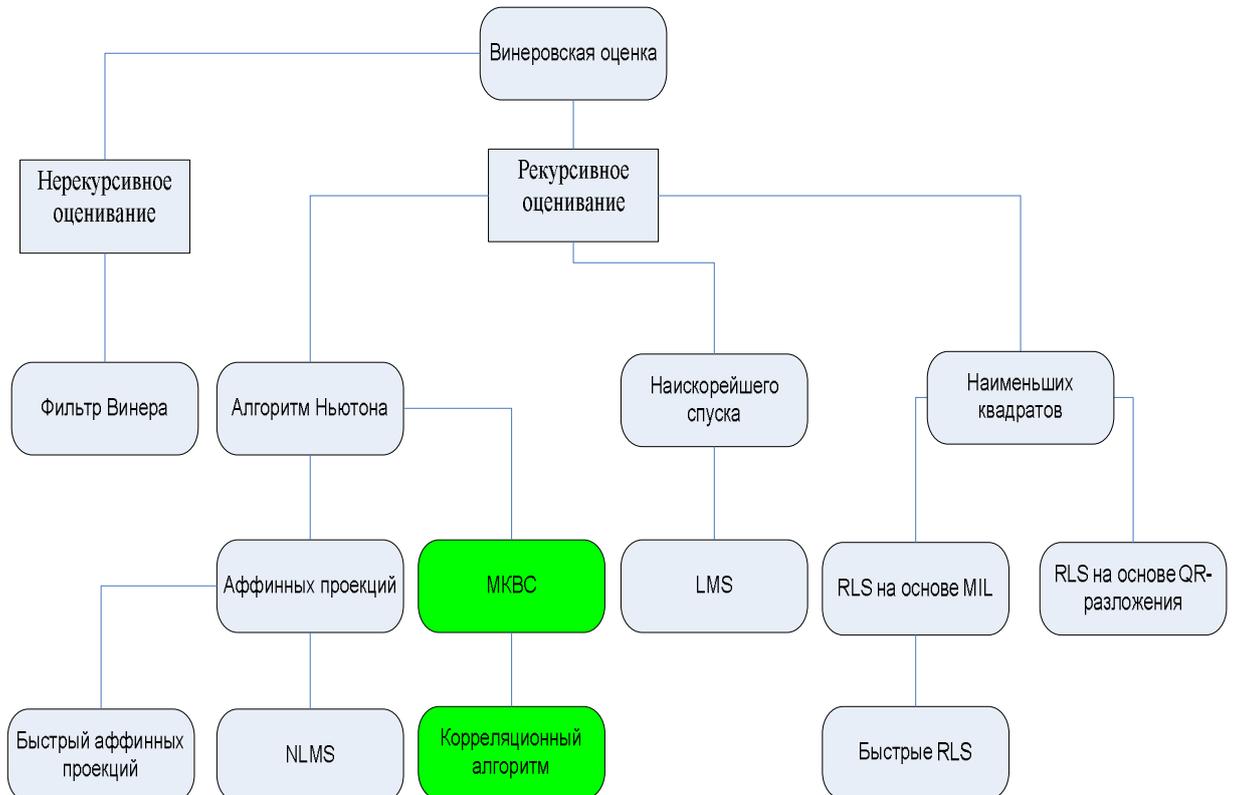


Рисунок. 2.3 – Предложенная классификация алгоритмов, реализующих корреляционный принцип адаптации

2.10 Обзор типов исполнительных элементов механизмов компенсации экосигналов

Начиная с первых этапов развития техники компенсации экосигналов, основным исполнительным элементом эхокомпенсаторов является фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр). Структурная схема КИХ-фильтра представлена на рисунке 2.4:

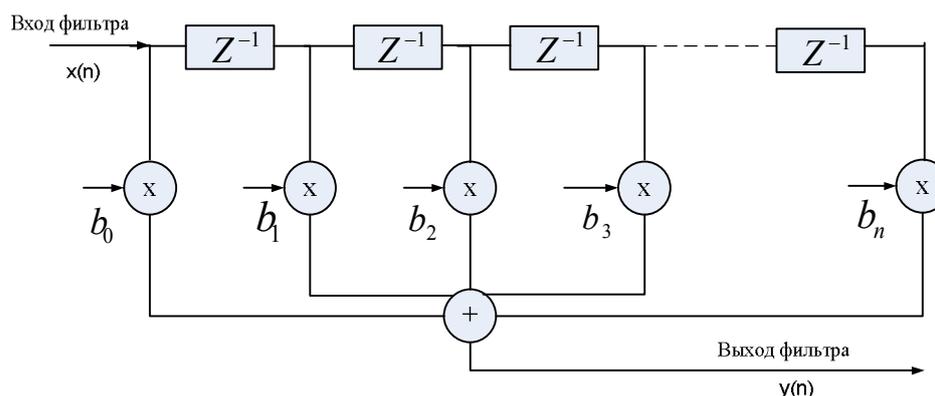


Рисунок. 2.4 – Фильтр с конечной импульсной характеристикой

Сигнал на выходе такого фильтра формируется согласно интегралу свертки для дискретных сигналов и может быть представлен через коэффициенты фильтра:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) * x(n - k) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k * x(n - k). \quad (2.57)$$

Передаточная характеристика КИХ-фильтра определяется как:

$$H(z) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) * z^{-k} = \sum_{k=0}^{N-1} b_k * z^{-k}. \quad (2.58)$$

Основными достоинствами КИХ-структуры является её безусловная устойчивость, возможность реализации любого отклика в заданном временном интервале и простота настройки. Безусловная устойчивость определяется отсутствием обратной связи. В связи с этим КИХ-фильтры также называют нерекурсивными фильтрами. Простота настройки определяется тем, что совокупность значений отводов фильтра является его импульсной характеристикой. Это позволяет загружать результат оценки ИХ алгоритмом адаптации в отводы фильтра без дополнительных преобразований. Совокупность значений коэффициентов фильтра принято называть H -регистром.

Основным недостатком КИХ-фильтра является, собственно, конечность импульсной характеристики. Это приводит к необходимости реализации фильтров большого порядка для подавления эхосигналов, прошедших через эхотракты с продолжительным откликом. Нетрудно заметить, что по мере нарастания числа отводов линейно нарастают вычисления, связанные с формированием сигнала исполнительного элемента объема, что делает реализацию эхокомпенсатора довольно громоздкой. Тем не менее, во многих случаях это оказывается единственным приемлемым решением.

Ситуация доминирования линейных КИХ-структур во многом сохраняется по сей день, хотя развитие адаптивной фильтрации и вычислительной техники привели к исследованию и применению альтернативных вариантов исполнительных элементов. Здесь, прежде всего, нужно отметить фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтр). Наличие обратной связи в БИХ-фильтрах обуславливает их второе название – рекурсивные фильтры. Структурная схема БИХ-фильтра представлена на рисунке ниже:

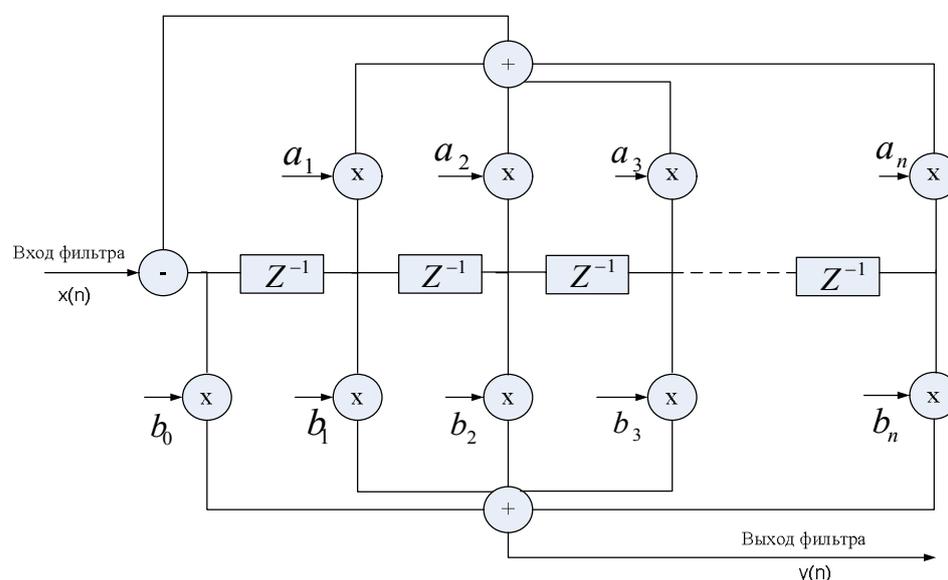


Рисунок 2.5 – Фильтр с бесконечной импульсной характеристикой

Сигнал на выходе БИХ-фильтра формируется согласно интегралу свертки для дискретных сигналов и может быть представлен через коэффициенты фильтра:

$$y(n) = \sum_{\varepsilon=0}^{\infty} h(\varepsilon) * x(n - \varepsilon) = \sum_{\varepsilon=0}^{N-1} b_{\varepsilon} * x(n - \varepsilon) - \sum_{\varepsilon=1}^{N-1} a_{\varepsilon} * y(n - \varepsilon). \quad (2.59)$$

Передаточная функция БИХ-фильтра в определяется следующим образом:

$$H(z) = \frac{\sum_{\varepsilon=0}^{N-1} b_{\varepsilon} * z^{-\varepsilon}}{1 + \sum_{\varepsilon=0}^{N-1} a_{\varepsilon} * z^{-\varepsilon}}. \quad (2.60)$$

Достоинством представленной выше структуры является бесконечность импульсной характеристики. В случае наличия множественных отражений в эхотракте это достоинство дает возможность подавления эхосигналов с большой конечной задержкой исполнительными элементами сравнительно небольшого порядка. Ввиду этого применение БИХ-фильтров является особенно привлекательной, например, при подавлении акустического эхосигнала.

При этом очевидно, что БИХ-структура может быть неустойчива. Помимо проблемы устойчивости, применение БИХ-фильтров влечет за собой еще ряд сложностей связанных с необходимостью обеспечения довольно высокой точности вычислений, сходимостью алгоритмов адаптации к локальным минимумам целевой функции, необходимостью решения нелинейных уравнений и т.д. [14]. Можно говорить о том, что эти сложности во многом ограничивают применение БИХ-фильтров в задачах техники подавления эхосигналов.

Помимо представленных выше двух базовых для ЦОС типов фильтров, в задачах техники компенсации эхосигналов применяется ряд специальных исполнительных элементов. К ним относятся: решетчатые фильтры, позволяющие повысить скорость адаптации в ряде применений [14]; фильтры на основе рядов Вольтерра, которые используются для подавления эхосигналов, прошедших через нелинейный эхотракт; фильтр Гильберта, для подавления эхосигналов в условиях такого специфического нелинейного преобразования как сдвиг частот [60]. Каждый из этих фильтров представляет довольно сложную конструкцию. Вполне естественно, что в рамках настоящей работы их подробное рассмотрение не

представляется целесообразным, поскольку она посвящена, прежде всего, исследованию помехоустойчивых алгоритмов. Тем не менее, имеет смысл привести краткую информацию по реализации исполнительных элементов эхокомпенсаторов, способных подавлять продукты нелинейного преобразования в эхотракте.

Наиболее простым способом подавления нелинейно искаженного эхосигнала является добавление в состав эхокомпенсатора безынерционного полиномиального корректора, позволяющего компенсировать нелинейные продукты сосредоточенного источника нелинейности. Естественно, что такой метод является неэффективным, если в эхотракте присутствуют сразу несколько элементов, вносящих заметные нелинейные искажения, то есть нелинейность является "распределенной". В случае распределенного характера нелинейности для подавления эхосигнала необходимо применять фильтры на основе рядов Вольтерра. Среди работ на эту тему можно выделить [57,74,86], в которых довольно подробно рассмотрены вопросы реализации эхокомпенсаторов на основе рядов Вольтерра.

Рассмотрим фильтр на основе рядов Вольтерра более подробно. Для этого представим активный сигнал в виде последовательности элементарных импульсов:

$$X(t) = \{x_0, x_1 \dots x_\infty\}. \quad (2.61)$$

В случае нелинейного эхотракта эхосигнал можно рассматривать как функцию бесконечного числа аргументов:

$$E(t) = F(x_0, x_1 \dots x_\infty). \quad (2.62)$$

Используя разложение в ряд Тэйлора функции многих переменных, имеем:

$$\begin{aligned} E(t) = & (a_1 * x_1 + a_2 * x_2 + \dots + a_\infty * x_\infty) + (a_{11} * x_1^2 + a_{12} * x_1 * x_2 + \dots \\ & \dots + a_\infty * x_\infty^2) + \dots = \sum_{i=1}^{+\infty} a_i * x_i + \sum_{i=1}^{+\infty} \sum_{j=1}^{+\infty} a_{ij} * x_i * x_j + \dots = E_1 + E_2 + \\ & \dots + E_\infty. \end{aligned} \quad (2.63)$$

Нетрудно заметить, что первый член полностью повторяет отклик эхотракта в случае отсутствия нелинейности. Поэтому коэффициенты $\{a_0, a_1 \dots a_\infty\}$

являются ничем иным как последовательностью значений импульсной характеристики эхотракта, характеризующей его линейную часть:

$$E_1 = \sum_{i=1}^{+\infty} a_i * x_i = \sum_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) * x(t - \tau). \quad (2.64)$$

По аналогии с составляющей E_1 можно записать выражения для остальных членов (2.52).

$$E_2 = \sum_{i=1}^{+\infty} \sum_{j=1}^{+\infty} a_{ij} * x_i * x_j = \iint_{-\infty}^{+\infty} h(\tau_1, \tau_2) * x(t - \tau_1) * x(t - \tau_2). \quad (2.65)$$

$$E_\infty = \sum_{i=1}^{+\infty} \dots \sum_{j=1}^{+\infty} a_{i\dots j} * x_i \dots x_j = \iint_{-\infty}^{+\infty} \dots \int h(\tau_1, \tau_2 \dots \tau_\infty) * \prod_{i=1}^{+\infty} x(t - \tau_i). \quad (2.66)$$

Функции $h(\tau), h(\tau_1, \tau_2) \dots h(\tau_1, \tau_2 \dots \tau_\infty)$ называют ядрами ряда Вольтерра. Их принято нумеровать следующим образом: первый член, соответственно, ядро первого порядка (или линейное), второй – второго порядка, третий - третьего порядка и так далее.

Переходя к дискретному представлению отклика эхотракта и конечной выборке активного сигнала, получаем:

$$E_i = \sum_{i=1}^N h_i * x_i + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N h_{ij} * x_i * x_j + \dots + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \dots \sum_{k=1}^N h_{ij\dots k} * x_i * x_j * \dots * x_k. \quad (2.67)$$

Естественно, реализовать бесконечное количество ядер не представляется возможным, поэтому на практике ограничиваются несколькими первыми ядрами. Этого вполне достаточно для эффективного подавления эхосигнала при работе с подавляющим большинством эхотрактов. Так, например, применение фильтра Вольтерра с двумя ядрами обеспечивает выигрыш в подавлении эхосигнал порядка 10 дБ по сравнению с линейным фильтром [57].

Так как отклик нелинейного эхокомпенсатора можно представить в виде суперпозиции отклика линейной и нелинейной составляющей, наиболее удобной архитектурой для него является так называемый составной ЭК, в котором выделяются две функциональные части: линейный ЭК и устройство подавления нелинейной части эхосигнала. Типовая структура такого устройства представлена на рисунке 2.6.

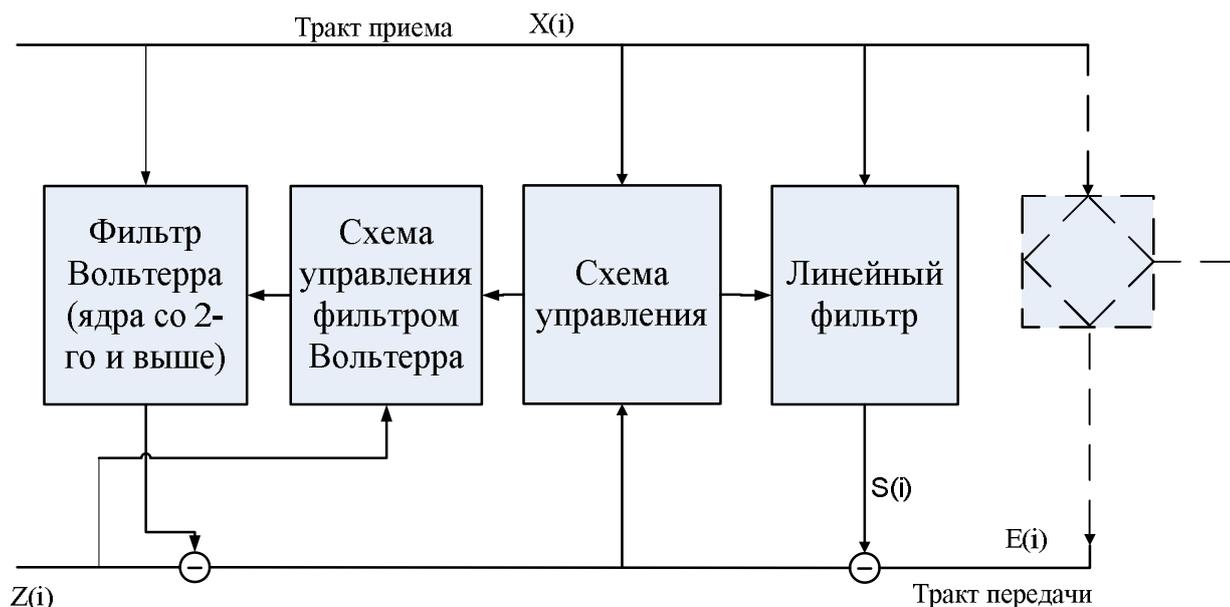


Рисунок 2.6 – Структурная схема эхокомпенсатора с исполнительным элементом на основе фильтра Вольтерра

Стоит также отметить, что в имеющейся литературе можно найти варианты алгоритма НМНСК, адаптированного для исполнительных элементов на основе рядов Вольтерра. Для примера приведем формулы, описывающие рекурсивный метод нахождения ядер Вольтерра второго и третьего порядка [57]:

$$h_{ij,N} = h_{ij,N-1} + \frac{\mu_2 * Z_N * x_{N-i} * x_{N-j}}{\sum_{l=0}^L x_{N-l}^2}. \quad (2.68)$$

$$h_{ijk,N} = h_{ijk,N-1} + \frac{\mu_3 * Z_N * x_{N-i} * x_{N-j} * x_{N-k}}{\sum_{l=0}^L x_{N-l}^2}. \quad (2.69)$$

2.11 Выводы

1. В рамках задачи компенсации эхосигналов в телекоммуникационных каналах связи успешно применяются многие широко известные рекурсивные алгоритмы оценивания неизвестной линейной системы, такие как: нормализованный метод наименьших средних квадратов (НМНСК), пропорционально нормализованный МНСК, быстрый алгоритм аффинных проекций (FAP), быстрый трансверсальный фильтр (FTF), корреляционный алгоритм и т.д.

2. В качестве исполнительных элементов устройств компенсации эхосигналов, как правило, применяются линейные фильтры с конечной импульсной характеристикой. Однако развитие методов теории адаптивной фильтрации привели к реализации эхокомпенсаторов, использующих альтернативные варианты исполнительных элементов, такие как: фильтры с бесконечной импульсной характеристикой и нелинейные фильтры на основе рядов Вольтерра.

3. Стандартный корреляционный алгоритм, реализующий корреляционный принцип адаптации, связан с уравнением Винера-Хопфа следующими преобразованиями последнего: аппроксимация автокорреляционной матрицы активного сигнала автокорреляционной матрицей белого шума и переход от нерекурсивного способа определения импульсной характеристики исследуемой системы к рекурсивной процедуре, осуществленный без учета наличия памяти алгоритма об остаточном эхосигнале.

4. Исследование вопроса классификации алгоритмов, реализующих корреляционный принцип, показывает, что они могут быть рассмотрены как алгоритмы, полученные путем преобразования алгоритма Ньютона. Это позволяет отнести данные алгоритмы в один класс с алгоритмом НМНСК и алгоритмом аффинных проекций.

ГЛАВА 3. ИССЛЕДОВАНИЕ И АНАЛИЗ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КОРРЕЛЯЦИОННОГО АЛГОРИТМА

3.1 Анализ основных факторов, оказывающих негативное влияние на функциональные характеристики корреляционного алгоритма

Анализируя материал предыдущей главы, можно определить две группы факторов снижения функциональных характеристик устройств компенсации эхосигналов.

К первой группе факторов логично отнести отклонения реальных эхотрактов от принятой в рамках винеровского оценивания линейной инерционной стационарной модели эхотракта. К этому классу относятся такие факторы как: нелинейные преобразования сигнала в эхотракте, нестационарность эхотракта (параметрические изменения) и аддитивные шумы. Основное негативное действие этих факторов заключается в снижении уровня подавления эхосигнала.

Ко второй группе можно отнести факторы, первопричиной влияния которых являются особенности реализации алгоритма адаптации. К этому классу негативных факторов можно отнести: автокорреляционные связи в активном сигнале, память алгоритмов адаптации, паузы в активном сигнале, влияние формы импульсной характеристики эхотракта на динамику адаптации. Основное негативное влияние эти факторы оказывают на динамику и стабильность сходимости алгоритмов адаптации.

Данная группировка негативных факторов является условной и выбрана для удобства представления результатов дальнейших исследований. Например, аддитивные шумы могут быть отнесены к обоим обозначенным классам, так как винеровское оценивание, в принципе, допускает наличие аддитивных некоррелированных с активным сигналом шумов, но их наличие в реальных условиях всегда влечет снижение уровня подавления эхосигналов из-за особенностей алгоритма адаптации и ограниченности выборок сигналов. Поэтому

ответ на вопрос: "Что является первостепенной причиной негативного влияния аддитивных шумов: сам факт наличия шумов в канале или особенности алгоритма, приводящие к недостаточному уровню подавления эха на их фоне?" зависит от контекста и приоритетов поставленной задачи. К тому же механизм влияния большинства перечисленных факторов довольно сложен и не может быть локализован в рамках воздействия на одну характеристику эхокомпенсатора. Например, можно показать, что нелинейные искажения в эхотракте будут негативно влиять не только на результирующий уровень подавления эхосигнала в настроенном режиме, но также на динамику адаптации. Естественно, что это влияние не столь существенно, в контексте возможного неудовлетворительного итогового уровня подавления эхосигнала.

Рассмотрим более подробно механизм влияния основных обозначенных выше факторов на функциональные характеристики корреляционного алгоритма.

Анализируя результаты представленных ранее теоретических исследований корреляционного алгоритма, можно сделать следующие выводы. Во-первых, аппроксимация сигнала $z_{j,i}'$ и использование реального остаточного эхосигнала z_i может негативно сказываться на скорости сходимости корреляционного алгоритма. При этом она должна зависеть от памяти алгоритма об остаточном эхосигнале. Во-вторых, аппроксимация автокорреляционной матрицы активного сигнала автокорреляционной матрицей белого шума должна приводить к снижению скорости и стабильности сходимости алгоритма на автокоррелированном сигнале. В-третьих, несмотря на предсказываемую теоретически и показанную в [33,59] высокую помехоустойчивость корреляционного алгоритма, он все же испытывает заметное влияние со стороны аддитивных шумов. В-четвертых, практические исследования [59] показали заметное влияние пауз в активном сигнале на корректность работы корреляционного алгоритма.

В настоящем разделе ставится задача анализа механизма воздействия перечисленных негативных факторов, формализация и математическое описание этих воздействий.

Отдельно стоит подчеркнуть, что ряд обозначенных выше негативных факторов, например, параметрические воздействия или нелинейные искажения, подробно рассмотрены ниже не будут, поскольку это не соответствует поставленной в настоящей работе цели - создание помехоустойчивого алгоритма адаптации с высокой скоростью сходимости на базе корреляционного алгоритма адаптации.

Анализ и математическая модель влияния памяти корреляционного алгоритма

Ошибка оценки необходимого приращения коэффициентов фильтра, обусловленная аппроксимацией сигнала $z_{j,i}'$ реальным остаточным эхосигналом, может быть выражена как:

$$\delta h_{\text{рек},i}(\varepsilon) = \frac{\sum_{l=0}^{l=M-1} x_{i-\varepsilon-l} * z_i - \sum_{l=0}^{l=M-1} x_{i-\varepsilon-l} * z_{j,i}'}{(\sum_{l=0}^{l=M-1} x_{i-\varepsilon-l}^2 + B) * \rho} = \frac{\sum_{l=0}^{l=M-1} x_{i-\varepsilon-l} * (z_i - z_{j,i}')}{(\sum_{l=0}^{l=M-1} x_{i-\varepsilon-l}^2 + B) * \rho}. \quad (3.1)$$

Как видно из формулы (3.1), величина $\delta h_{\text{рек},i}(\varepsilon)$ определяется несколькими обстоятельствами. Во-первых, это параметр адаптации ρ . Во-вторых, это абсолютный уровень остаточного эхосигнала и взаимосвязанная с ней текущая степень близости импульсных характеристик эхотракта и исполнительного элемента. В-третьих, это память алгоритма адаптации, определяемая величиной M (количество отсчетов сигналов для оценки ВКФ).

Анализ и математическая модель влияния автокорреляционных связей в активном сигнале

Чтобы формализовать негативное воздействие внутренних автокорреляционных связей в сигнале прямого направления передачи на корреляционный алгоритм, рассмотрим приращение отводов на i -том шаге адаптации.

Для более удобного представления, перепишем уравнение Винера-Хопфа в виде системы линейных алгебраических уравнения (СЛАУ). Индекс "общ" опущен:

$$\begin{cases} \Delta h_i(0) * \varphi_i(0) + \dots + h(\tau - 0) * \varphi_i(\tau) + \dots + \Delta h_i(N) * \varphi_i(N - 0) = r_{xz,i}(0) \\ \Delta h_i(0) * \varphi_i(-\varepsilon) + \dots + \Delta h_i(\tau) * \varphi_i(\tau - \varepsilon) + \dots + \Delta h_i(N - \varepsilon) * \varphi_i(N - \varepsilon) = r_{xz,i}(\varepsilon) \\ \Delta h_i(0) * \varphi_i(-N) + \dots + \Delta h_i(\tau) * \varphi_i(\tau - N) + \dots + \Delta h_i(N) * \varphi_i(0) = r_{xz,i}(N) \end{cases} \quad (3.2)$$

Для начала рассмотрим данное уравнение при условии, что в качестве сигнала прямого направления передачи выступает белый шум. Как известно, для белого шума все компоненты $\varphi_i(\tau - \varepsilon) = 0$ при $\tau - \varepsilon \neq 0$, поэтому система вырождается в систему независимых уравнений. Для каждого отвода в отдельности получаем выражение:

$$\Delta h_{общ,i}(\varepsilon) = \Delta h_i(\varepsilon) = \Delta h_{BK\Phi,i}(\varepsilon) = \frac{r_{xz}(\varepsilon)}{D_x} = \frac{\sum_{l=0}^{l=M-1} x_{i-\varepsilon-l} * z_i}{(\sum_{l=0}^{l=M-1} x_{i-\varepsilon-l}^2 + B)}. \quad (3.3)$$

Уравнение (3.3) есть не что иное, как приращение отводов трансверсального фильтра в момент времени i для корреляционного алгоритма, с точностью до параметра адаптации. Однако для автокоррелированного сигнала (например, речи) уравнение (3.3) не выполняется. В этом случае для каждого из уравнений в СЛАУ (3.2) можно записать:

$$\Delta h_i(\varepsilon) * \varphi_i(0) + \sum_{\tau=0, \tau \neq \varepsilon}^N \Delta h_i(\tau) * \varphi_i(\tau - \varepsilon) = r_{xz}(\varepsilon). \quad (3.4)$$

Группируя члены (3.4) и добавляя параметр адаптации, имеем:

$$\Delta h_{общ,i}(\varepsilon) = \frac{r_{xz}(\varepsilon)}{D_x * \rho} - \frac{\sum_{\tau=0, \tau \neq \varepsilon}^N \Delta h_i(\tau) * \varphi_{i-\varepsilon}(\tau - \varepsilon)}{D_x * \rho} = \Delta h_{BK\Phi,i}(\varepsilon) - \delta h(\varepsilon)_{AK\Phi,i}. \quad (3.5)$$

Как видно из (3.5), ошибку определения необходимого приращения отвода фильтра при адаптации корреляционного алгоритма можно записать в следующем виде:

$$\delta h(\varepsilon)_{AK\Phi,i} = \frac{\sum_{\tau=0, \tau \neq \varepsilon}^N \Delta h_i(\tau) * \varphi_i(\tau - \varepsilon)}{D_x * \rho}. \quad (3.6)$$

Величина $\delta h(\varepsilon)_{AK\Phi,i}$ может быть рассмотрена как линейная функция $2 * N - 2$ аргументов, а именно значений отсчетов импульсной характеристики эхотракта и значений АКФ. Вследствие этого, ошибка определения приращения отвода трансверсального фильтра зависит от: формы и длительности значимой части импульсной характеристики эхотракта, степени коррелированности входного сигнала с самим собой, формы его АКФ и, как будет показано далее, от количества весовых коэффициентов трансверсального фильтра.

Отдельно важно отметить, что $\delta h(\varepsilon)_{\text{ВКФ},i}$ зависит от $\Delta h_i(\tau)_{\tau \neq \varepsilon}$, которая определяется в ходе анализа исследуемой системы. В связи с этим данная ошибка не может быть точно определена в реальном времени.

Анализ и математическая модель влияния аддитивных шумов в экотракте на корреляционный алгоритм

Для формализации негативного воздействия аддитивных шумов в экотракте на корреляционный алгоритм необходимо учесть шумовую составляющую в остаточном экосигнале:

$$\Delta h_i(\varepsilon) = \Delta h_{\text{ВКФ},i}(\varepsilon) + \delta h_{\text{шум},i}(\varepsilon) = \frac{\sum_{l=0}^{l=M-1} X(i-\varepsilon-l) * (z_{i-l} + n_{i-l})}{(\sum_{l=0}^{l=M-1} x_{i-\varepsilon-l}^2 + B) * \rho}. \quad (3.7)$$

Очевидно, что приращение отдельного отвода, обусловленное шумовой составляющей, выражается членом:

$$\delta h_{\text{шум},i}(\varepsilon) = \frac{\sum_{l=0}^{l=M-1} X(i-\varepsilon-l) * n_{i-l}}{(\sum_{l=0}^{l=M-1} x_{i-\varepsilon-l}^2 + B) * \rho}. \quad (3.8)$$

Из (3.8) видно, что ошибка приращения $\delta h_{\text{шум}}(\varepsilon)$ на очередном шаге адаптации определяется коррелированностью аддитивного шума и активного сигнала на интервале оценки времени ВКФ. Предполагая, что шум некоррелирован с активным сигналом при неограниченной выборке сигналов, можно прогнозировать, что величина ошибки (3.8) зависит от точности i -той оценки ВКФ, то есть зависит от количества отсчетов для оценки ВКФ.

Анализ и математическая модель влияния ошибок оценки импульсной характеристики исследуемой системы на процесс адаптации

Полученные выше ошибки для ε -ого отвода на i -том шаге адаптации являются мгновенными значениями ошибок. Тогда как процесс адаптации рекурсивного алгоритма является сложным многоитерационным процессом. Как правило, до достижения приемлемого результата необходимо произвести тысячи и даже десятки тысяч итераций. В связи с этим необходимо рассмотреть влияние этих ошибок на процесс адаптации корреляционного алгоритма в целом.

Для удобства записи обозначим вектор ошибок оценки импульсной характеристики исследуемой системы, полученный на очередном шаге адаптации,

как $\delta H_{N,i} = \{\delta h_{0,i}, \delta h_{1,i} \dots \delta h_{N,i}\}^T$ - матрица размером $N \times 1$ (вектор-столбец). Нетрудно заметить, что каждый член вектора $\delta H_{N,i}$ является простой арифметической суммой рассмотренных выше ошибок:

$$\delta h_{\varepsilon,i} = \delta h(\varepsilon)_{\text{АКФ},i} + \delta h(\varepsilon)_{\text{рек},i} + \delta h(\varepsilon)_{\text{шум},i}. \quad (3.9)$$

При этом $i + 1$ сигнал с выхода исполнительного элемента может быть представлен как сумма трех составляющих. Первая составляющая - это сигнал, который получился бы в случае стационарной ИХ исполнительного элемента ($S_{\text{пред},i+1}$). Вторая составляющая обусловлена оптимальным приращением ИХ ($S_{\text{опт},i+1}$). Третья составляющая обусловлена ошибкой определения оптимального приращения ($S_{\text{ош},i+1}$). Таким образом, можно записать:

$$\begin{aligned} S_{i+1} &= S_{\text{ош},i+1} + S_{\text{опт},i+1} + S_{\text{пред},i+1} = \sum_{\varepsilon=0}^N h(\varepsilon)_{i+1} * x_{i-\varepsilon} = \sum_{\varepsilon=0}^N \delta h(\varepsilon)_i * \\ &* x_{i-\varepsilon} + \sum_{\varepsilon=0}^N h_{\text{опт},i}(\varepsilon) * x_{i-\varepsilon} + \sum_{\varepsilon=0}^N h(\varepsilon)_i * x_{i-\varepsilon} = \delta H_{N,i}^T * X_{N,i} + \\ &+ \Delta H_{\text{опт},N,i}^T * X_{N,i} + H_{N,i}^T * X_{N,i}. \end{aligned} \quad (3.10)$$

Составляющие сигнала S_{i+1} могут быть использованы для оценки настроенности эхокомпенсатора на эхотракт и для выработки критерия стабильности сходимости эхокомпенсатора. Вопрос оценки настроенности подробно рассмотрен в 4 главе при разработке метода повышения помехоустойчивости корреляционного алгоритма. Касаясь же вопроса критерия стабильности можно сказать, что если отношение $S_{\text{ош},i+1}/S_{\text{опт},i+1}$ меньше единицы, то на $i + 1$ шаге ИХ исполнительного элемента в целом приблизилась к ИХ исследуемой системы, то есть наблюдается схождение. В противном случае эхокомпенсатор расходится. Таким образом, можно сформулировать критерий стабильности на $i + 1$ шаге адаптации.

$$|S_{\text{ош},i+1}/S_{\text{опт},i+1}| < 1. \quad (3.11)$$

Естественно, адаптация - это процесс сложный и необязательно, что расхождение на каком-то конкретном шаге адаптации означает потерю стабильности в целом. Поэтому данный критерий необходимо усреднять по достаточно большому количеству итераций. Также нужно отметить, что величины $S_{\text{ош},i+1}$ и $S_{\text{опт},i+1}$ могут быть определены только в случае известности ИХ

эхотракта и аддитивного шума, к тому же расчет $\delta h_{\varepsilon,i}$ задача весьма ресурсоёмкая. Поэтому данный критерий может быть полезен только для диагностики и проверки сходимости в конкретных условиях эксплуатации.

Анализ механизма влияния пауз в активном сигнале на корреляционный алгоритм

В случае отсутствия активного сигнала и, как следствие, эхосигнала какая-нибудь осмысленная адаптация исключена. Это утверждение вытекает из равенства автокорреляционной матрицы активного сигнала нулю и невозможности получить однозначное решение уравнения Винера-Хопфа.

Первый взгляд на формулу адаптации корреляционного алгоритма позволяет сделать вывод, что наличие пауз в активном сигнале не должно приводить к расхождению эхокомпенсатора, а должно означать только остановку адаптации. Действительно, формулы адаптации алгоритма дает нулевое приращение отводов трансверсального фильтра в случае равенства сигнала нулю (специально для этого случая в формулы адаптации были введена малая величина). При этом даже наличие аддитивного шума в эхотракте не приводит к ненулевому результату адаптации отводов.

Как будет показано далее, вносимое затухание существенно падает при воздействии пауз в активном сигнале, а аддитивный шум в эхотракте значительно усиливает этот эффект. Эффект действия пауз также прослеживается в представленных в [38] исследованиях.

Анализируя механизм влияния пауз в активном сигнале, можно выделить два потенциальных источника расхождения эхокомпенсатора при воздействии пауз. В реальных каналах связи всегда присутствуют аддитивные шумы, а сама "пауза" не означает полное отсутствие активного сигнала. В момент действия паузы в тракте прямого направления передачи всегда имеется некоторый "фоновый" активный сигнал (шум), который по уровню, как правило, сопоставим с аддитивным шумом в эхотракте. Абстрагируясь на данном этапе от возможности использования детекторов активного сигнала, можно сказать, что все-таки в момент действия паузы в активном сигнале процесс адаптации

продолжается. Опуская вопрос наличия шумов квантования при работе с такими низкими по уровню сигналами (условимся, что они незначительны), можно заметить, что для алгоритма адаптации эти условия эквивалентны адаптации при действии мощного аддитивного шума. Очевидно, попытка адаптации в условиях встречного сигнала приводит к флуктуациям вносимого затухания в диапазоне сравнительно невысоких значений, который зависит от помехоустойчивости алгоритма адаптации и конкретных выбранных настроек эхокомпенсатора.

В заключение важно сказать, что в реальных эхокомпенсаторах всегда используются детекторы активного сигнала. Данный метод эффективен и позволяет решить проблему пауз в большинстве прикладных задач. Но такой подход имеет существенный недостаток - конечное время срабатывания детектора активного сигнала. Минимальное время детектирования сигнала (или его отсутствия) составляет порядка 2 мс [60]. Это может быть существенно для эхокомпенсаторов с высокой скоростью адаптации.

3.2 Разработка методики исследования функциональных характеристик корреляционного алгоритма

Общий план исследований

Общий план исследований корреляционного алгоритма основан на отдельном исследовании влияния негативных факторов, обозначенных и аналитически исследованных в предыдущем пункте. Для исследования каждого отдельного негативного фактора выбираются условия таким образом, чтобы остальные факторы оказывали по возможности минимальное влияние на результат экспериментов. В случае одновременного исследования двух или более факторов, это оговаривается отдельно.

При необходимости перед началом исследования негативного фактора производится краткий анализ его источников и делаются необходимые ссылки на анализ механизмов его влияния. Основной целью анализа является рациональный выбор условий проведения эксперимента (набор сигналов, импульсных

характеристик и настройки параметров эхокомпенсатора), а также выявление возможных зависимостей и прогнозирование их характера. После проведения цикла исследований производится сопоставление данных, полученных в ходе исследования, и результатов теоретического анализа, а также делаются выводы по результатам исследований.

При необходимости производится сравнительный анализ характеристик корреляционного алгоритма с альтернативным алгоритмом адаптации. Для сравнительного анализа выбран нормализованный метод наименьших средних квадратов (НМНСК, NLMS). На сегодня этот метод можно считать наиболее распространенным в технике компенсации эхосигналов. НМНСК хорошо изучен, обладает низкой вычислительной сложностью и довольно высокой скоростью сходимости, хотя и уступает по скорости сходимости алгоритмам класса РНК. Можно предположить также, что корреляционный алгоритм, в ряде применений, может быть удачной альтернативой НМНСК.

Используемые показатели функциональных характеристик эхокомпенсаторов

Основным количественным показателем работы устройств подавления эхосигналов является вносимое затухание или коэффициент ослабления эхосигнала. В рекомендациях ITU-T этот коэффициент носит название ERLE (Echo Return Loss Enhancement). Для удобства отображения на графиках примем это обозначение:

$$ERLE_i = 10 \log \left(\frac{\sum_{j=0}^L X_{i-j}^2}{\sum_{j=0}^L Z_{i-j}^2} \right). \quad (3.12)$$

Очевидно, что в процессе адаптации показатель ERLE меняется (при расчете по разумному количеству отсчетов), что удобно для отслеживания динамики адаптации.

Дополнительно, для более общей оценки эффективности эхокомпенсатора, можно выделить еще два показателя. Первый показатель - это вносимое затухание в установившемся режиме ($ERLE_{уст}$). Второй показатель - это время (или количество итераций) необходимое для достижения требуемого уровня

подавления эхосигнала ($T_{ад_мин}, N_{итераций_мин}$), которая отражает скорость адаптации. Здесь стоит отметить, что в контексте задачи компенсации эхосигналов такое понятие как "время адаптации" является весьма условными и определяется частотой дискретизации сигналов. Чтобы не привязывать результаты исследований к конкретному применению, в настоящей работе для индексации "времени" используется номер итерации (i). А для оценки скорости адаптации будет использоваться минимальное количество итераций для достижения желаемого результата ($N_{итераций_мин}$). Для определения реального времени адаптации необходимо рассчитать его по понятной формуле:

$$T_{ад_мин} = N_{итераций_мин} * t_{дискретизации} \cdot \quad (3.13)$$

В качестве желаемого порога ослабления эхосигнала, при достижении которого фиксируется успешная адаптация, в рамках настоящего исследования принято по умолчанию значение $ERLE = 30$ дБ.

Поскольку в случае наличия аддитивных шумов показатель $ERLE$ будет зависеть от абсолютного уровня аддитивного шума, его применение для оценки помехоустойчивости эхокомпенсатора является не очень информативным. В этом случае необходимо использовать показатель, основанный на отношении уровня остаточного эхосигнала и уровня шума, например, представленный в формуле (3.14). Как видно, это уровень шума, приведенный к уровню остаточного эхосигнала:

$$p_{шум/эхо_i} = 10 \log \left(\frac{\sum_{j=0}^L n^2_{i-j}}{\sum_{j=0}^L z^2_{i-j}} \right). \quad (3.14)$$

Выбор активных сигналов

Для оценки функциональных характеристик корреляционного алгоритма в составе различных технологий в исследовании необходимо использовать активные сигналы, характерные для этих технологий сигналы. Этот тезис является основным руководством для выбора сигналов.

Первым типом сигналов, очевидно, является речевой сигнал. В качестве речевого сигнала используется отрезок женской речи, общей длительностью 150 секунд, что при частоте дискретизации 8кГц составляет $1.2 * 10^6$ отсчетов.

В системах передачи данных (например, SHDSL) эхокомпенсатор настраивается во время процедуры установления связи, поэтому в качестве обучающего сигнала может быть выбран сигнал, обеспечивающий лучшую скорость и стабильность сходимости. Известно, что это белый шум. Таким образом, вторым типом сигнала, применяемым в настоящих исследованиях, является белый шум. Общей длительность этого сигнала также составляет $1.2 * 10^6$ отсчетов.

В ряде применений эхокомпенсатор должен настраиваться на модулированных сигналах. В качестве модулированного сигнала использовалась *I*-составляющая сигнала QAM16 (модулирующий сигнал - ПСП), количество отсчетов также равно $1.2 * 10^6$. Стоит отметить, что для сигнала QAM16 эксперименты представлены в главе 5, в контексте рассмотрения методов, предложенных для повышения функциональных характеристик корреляционного алгоритма.

Прочие условия проведения исследований

Для большинства проведенных экспериментов использовалась импульсная характеристика эхотракта, показанная на рисунке 3.1. В случае если используется иная импульсная характеристика, это оговаривается отдельно для каждого эксперимента.

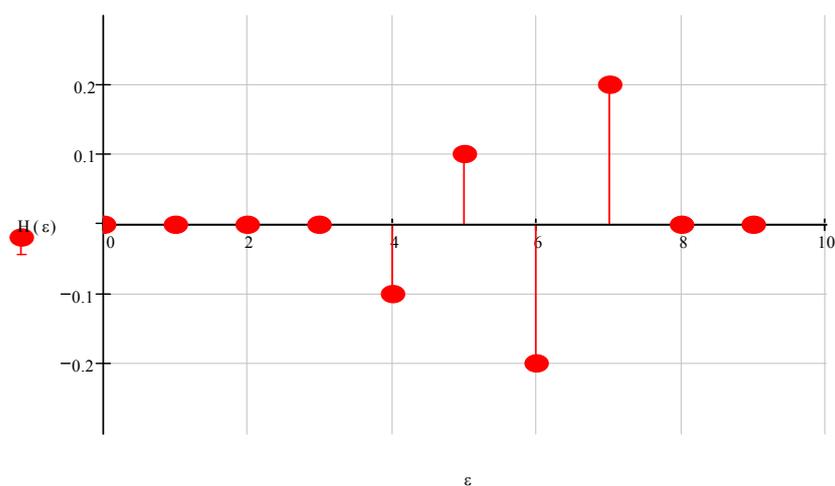


Рисунок 3.1 – Импульсная характеристика эхотракта

Более детально условия проведения экспериментов, структурные схемы проведения эксперимента и настройки параметров исследуемого эхокомпенсатора уточняются для каждого конкретного эксперимента. Уточнения представленной методики и схемы проведения экспериментов, а также импульсные характеристики и численные результаты экспериментов, представлены в приложении А.

3.3 Исследование помехоустойчивости

Выбор условий проведения исследования и ожидаемые зависимости

Аддитивные шумы характерны для любых реальных эхотрактов. По природе возникновения аддитивные шумы можно условно разделить на три основные категории. Первая категория - это шумы усилителей, входящих в состав канала связи. Шумы этой категории характеризуются близкими к белому шуму статистическими характеристиками (за исключением низкочастотных применений, где может сказываться розовый шум). Вторая категория - это шумы квантования сигналов, также характеризующиеся близкими к белому шуму статистическими характеристиками. Третья категория - это всевозможные взаимные влияния между системами передачи: переходные сигналы в кабельных системах, различного рода наведенные на кабельные линии сигналы

(промышленные помехи, радиопомехи и т.д.) и взаимные влияния радиосистем. Эта категория характеризуется большим разнообразием "окрашенных" шумов, вплоть до синусоидальных сигналов, например в случае промышленных помех.

Так как статистические свойства шумов могут быть весьма разнообразными, имеет смысл в качестве аддитивной помехи выбрать следующие сигналы: белый шум, речевой сигнал и синусоидальный сигнал. В качестве активного сигнала выбран речевой сигнал.

Касаясь вопроса ожидаемых результатов, можно сделать интуитивно понятное предположение, что оценка корреляции остаточного эхосигнала и активного сигнала должна обеспечивать высокую помехоустойчивость. Причем помехоустойчивость корреляционного алгоритма должна быть больше помехоустойчивости алгоритма НМНСК, который оперирует мгновенными значениями сигналов в процессе адаптации. С другой стороны, существует ряд публикаций, в которых отмечается высокая помехоустойчивость алгоритмов класса НМНСК [92,118]. Таким образом, можно ожидать существенную помехоустойчивость НМНСК и еще большую помехоустойчивость корреляционного алгоритма.

Согласно анализу механизма влияния аддитивных шумов, наиболее прогнозируемыми является зависимость помехоустойчивости корреляционного алгоритма от времени оценки ВКФ и от статистических характеристик аддитивного сигнала. В процессе исследования выявилась также зависимость помехоустойчивости от параметра адаптации для обоих алгоритмов.

Среди прочих условий проведения исследования важно выделить следующие. Параметры адаптации двух сравниваемых алгоритмов подобраны таким образом, чтобы их скорости адаптации были приблизительно одинаковыми. Параметр адаптации для корреляционного алгоритма $\rho = 1000$, для НМНСК $\mu = 0.001$. Импульсная характеристика представлена на рисунке 3.1, количество коэффициентов фильтра равно 8-ми. Более подробная информация об условиях и методике проведения эксперимента, методах измерения и результатах представлена в приложении А.

Результаты исследований

Результаты экспериментов подтвердили теоретическое предположение о довольно высокой помехоустойчивости корреляционного алгоритма, а также её зависимость от количества отсчетов оценки ВКФ и статистических характеристик сигнала. Полученные для корреляционного алгоритма зависимости показателя $p_{\text{шум/эхо}}$ (усредненного по 4000 отсчетам) от количества отсчетов для оценки ВКФ, представлены на рисунке 3.2. Семейство графиков отображает разные типы аддитивной помехи. Для НМНСК подобную зависимость получить невозможно.

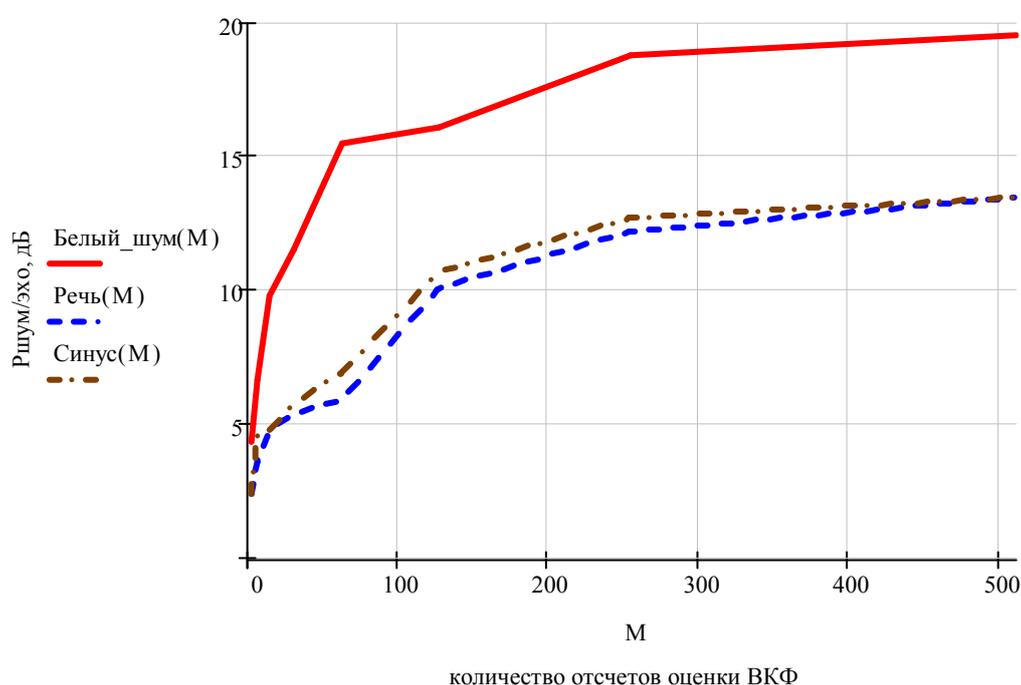


Рисунок 3.2 – Зависимость показателя $p_{\text{шум/эхо}}$ от количества отсчетов оценки ВКФ для корреляционного алгоритма

Эксперименты для НМНСК показали, что он обладает более низкой помехоустойчивостью, в сравнении с корреляционным алгоритмом. Тем не менее, с выбранным небольшим параметром адаптации ($\mu = 0.001$) НМНСК проявляет заметную помехоустойчивость к воздействию аддитивного шума (см. рис. 3.3). В условиях эксперимента с белым шумом, средний уровень остаточного эхосигнала оказывается на 12 дБ ниже уровня аддитивного шума. Однако при воздействии речевого или гармонического аддитивного сигнала показатель $p_{\text{шум/эхо}}$

значительно падает. В среднем корреляционный алгоритм с оценкой ВКФ по 256 отсчетам показал выигрыш порядка 5-7 дБ в сравнении с алгоритмом НМНСК. Сравнение средних показателей $p_{\text{шум/эхо}}$ для исследуемых алгоритмов представлено на рисунке 3.3:

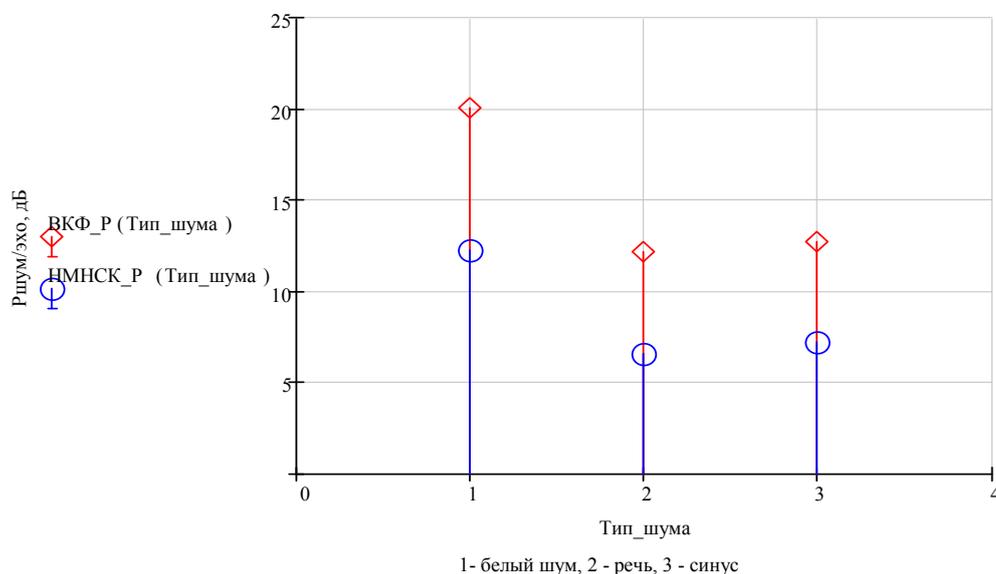


Рисунок 3.3 – Сравнение помехоустойчивости алгоритма НМНСК и корреляционного алгоритма ($M = 256$)

Еще одним интересным результатом экспериментов стала зависимость уровня подавления эха от параметра адаптации. Практические исследования выявили зависимость помехоустойчивости корреляционного алгоритма от параметра адаптации, изображенную на рисунке 3.4. В качестве аддитивной помехи используется белый шум, $M = 64$. Для алгоритма НМНСК зависимость помехоустойчивости от параметра p экспериментально не исследовалась.

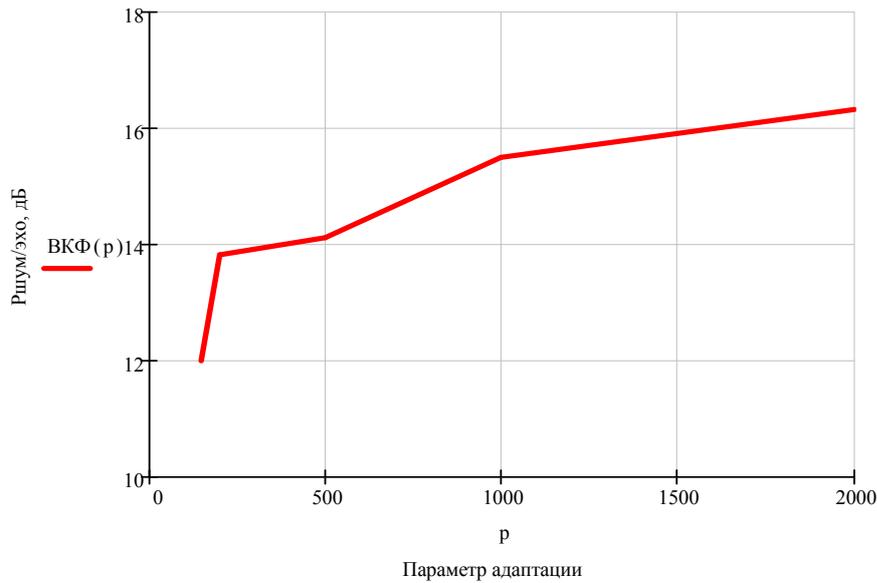


Рисунок 3.4 – Зависимость показателя $p_{\text{шум/эхо}}$ от параметра адаптации для корреляционного алгоритма

Данная зависимость, в принципе, интуитивно понятна. Действительно, если эхокомпенсатор быстро сходится, то он так же быстро и расходится под воздействием ошибок, обусловленных наличием аддитивного шума. Влияние параметра адаптации на помехоустойчивость также вытекает из формулы (3.8). Согласно этой формуле мгновенное значение ошибки определения приращения отвода, которая вызвана действием аддитивного шума и обратно пропорциональна параметру адаптации p .

3.4 Исследование влияния нелинейных искажений эхосигнала

Выбор условий проведения исследования и ожидаемые зависимости

Практически любой эхотракт, сформированный в реальных телекоммуникационных сетях, вносит нелинейные искажения, так как усилительным элементам, естественным образом, присуща некоторая нелинейность ВАХ.

Основным негативным воздействием нелинейных искажений является ограничение показателя $ERLE$. Поэтому ожидается его зависимость от

коэффициента нелинейных искажений. Интересным моментом также является выявление степени влияния формы проходной характеристики нелинейных элементов эхотракта на степень влияния нелинейных искажений. Для выявления этой зависимости были выбраны две разные проходные характеристики нелинейного элемента. В первом случае точка перегиба проходной характеристики лежит посередине динамического диапазона сигнала (симметрично для отрицательных и положительных значений сигнала). Во втором случае точка перегиба смещена ближе к нулевому значению сигнала и соответствует одной пятой динамического диапазона. Проходные характеристики представлены в приложении А. Эхосигнал перед подачей на нелинейный элемент приводился к номинальному уровню в канале обратного направления передачи, после чего ослаблялся до исходного уровня.

Негативное влияние нелинейных искажений исследовалось для эхокомпенсаторов на основе корреляционного алгоритма и НМНСК. Для исследования нелинейных искажений параметры алгоритмов адаптации подобраны таким образом, чтобы их скорость адаптации была приблизительно одинаковой.

В качестве активного сигнала выбран речевой сигнал, поскольку проблема нелинейных искажений особенно актуальна для телефонных трактов передачи и акустических эхотрактов. Подробно с условиями эксперимента можно ознакомиться в приложении А.

Результаты исследования

Результаты исследования представлены в виде графиков зависимости показателя *ERLE* от коэффициента нелинейных искажений, вносимых эхотрактом, для двух разных проходных характеристик (ВАХ1, ВАХ2).

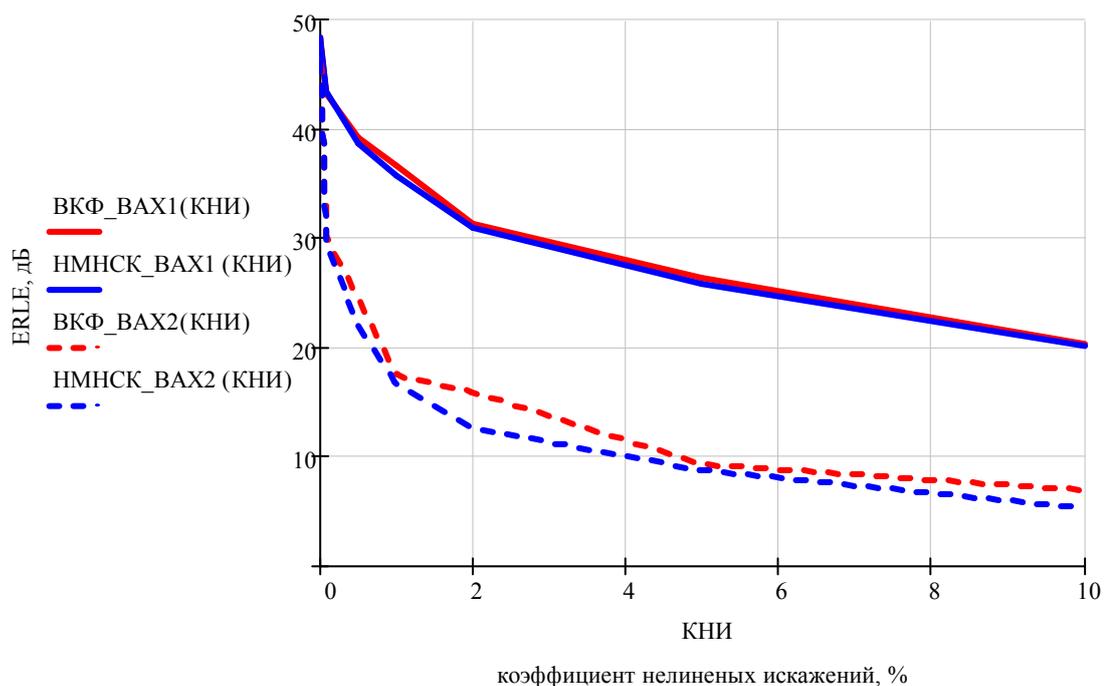


Рисунок 3.5 – График зависимости $ERLE$ от коэффициента нелинейных искажений эхосигнала для корреляционного алгоритма и НМНСК

Как видно, эксперименты показали легко прогнозируемый результат, а именно зависимость уровня подавления эха от коэффициента нелинейных искажений. С другой стороны, более интересным результатам стала зависимость уровня подавления эхосигнала от характера искажений. А именно, от того в каком месте динамического диапазона лежит точка перегиба проходной характеристики нелинейного элемента. Этот результат объясняется тем, что выбранный для экспериментов речевой сигнал имеет значительный пик фактор, вследствие чего при смещении точки перегиба в сторону больших сигналов её влияние быстро снижается. Отдельно нужно подчеркнуть, что для корреляционного алгоритма и НМНСК существенных отличий во влиянии НИ не выявлено.

3.5 Исследование влияния параметрических изменений эхотракта

Выбор условий проведения исследования и ожидаемые зависимости

Параметрические изменения эхотракта характерны для телефонных сетей. Наиболее распространенным источником параметрических изменений в

телефонной сети РФ являются устаревшие, но еще встречающиеся, механические коммутационные станции. Контакты декадно-шаговых и координатных станций имеют нестабильное сопротивление, которое может изменяться под воздействием вибраций и других механических воздействий. Чаще всего источником вибраций является работающий искатель, расположенный на одном стативе с контактом. Такое явление называется «мерцанием контакта». Параметрические изменения импульсной характеристики тракта передачи, вызванные движением искателя, могут достигать скорости 10-ти импульсов в секунду [60].

С другой стороны, параметрические изменения - характерная проблема для акустических эхотрактов. Эти изменения могут происходить, например, если абонент пользуется громкой связью и при этом перемещается по помещению.

Особенностью параметрических воздействий является то, что механизм их воздействия на устройства компенсации эхосигналов весьма прост и заключается в расхождении импульсных характеристик исполнительного элемента и эхотракта за счет изменения самого эхотракта. Поэтому единственным эффектом, который стоит ожидать, является снижение вносимого затухания. При этом наличие памяти корреляционного алгоритма об остаточном эхосигнале дает основание полагать, что он будет испытывать большее влияние со стороны параметрических изменений, чем алгоритм НМНСК.

Методика исследования влияния параметрических изменений на работу эхокомпенсационных механизмов подразумевает изменение одного отсчета импульсной характеристики эхотракта по заданному периодическому линейному закону (функция типа "пила") или скачкообразно (меандр). В целях наглядности отображения результатов экспериментов, для случая линейного изменения отсчета эхотракта была введена величина, отражающая приращение отсчета эхотракта за L отсчетов активного сигнала. Для сосредоточенной нестационарности она выглядит следующим образом:

$$V_{ЭТ} = \frac{\Delta h_k}{L}, \text{ ед/отсчет.} \quad (3.15)$$

В этой формуле Δh_k - приращение изменяемого отсчета, L - половина периода времени изменения отсчета.

Параметры алгоритмов адаптации подобраны так, чтобы их скорость адаптации была приблизительно одинаковой. Поскольку проблема параметрических изменений характерна для телефонных каналов связи, логично в качестве активного сигнала выбрать речевой сигнал. Остальные подробности эксперимента изложены в приложении А.

Результаты исследования

Для линейного изменения эхотракта основным результатом стала зависимость показателя $ERLE$ от $V_{ЭТ}$:

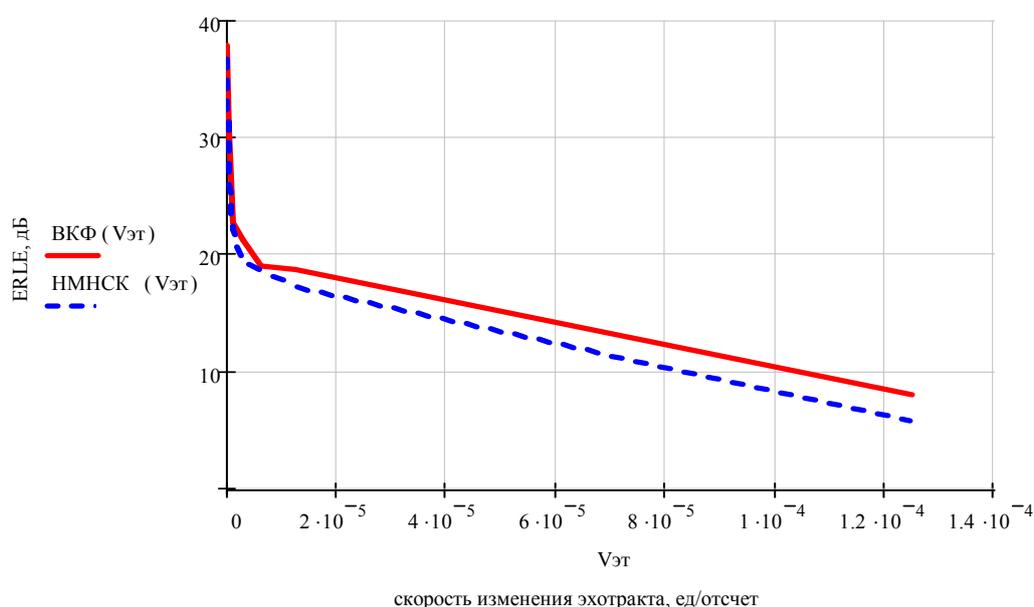


Рисунок 3.6 – Зависимость $ERLE$ от скорости изменения отсчета импульсной характеристики эхотракта для корреляционного алгоритма и НМНСК

Результаты исследования импульсных изменений эхотракта наиболее наглядно можно отобразить при помощи осциллограммы остаточного затухания. Они представлены в приложении А. Здесь же имеет смысл указать только то, что в условиях проведения эксперимента существенной разницы в негативном воздействии импульсных параметрических воздействия для НМНСК и корреляционного алгоритма не прослеживается.

Результаты экспериментов подтверждают интуитивно понятную и теоретически обоснованную зависимость вносимого затухания от скорости изменения эхотракта. В случае импульсного изменения эхотракта, эхокомпенсатор вынужден настраиваться на изменившуюся скачком ИХ, что приводит к временному повышению уровня эхосигнала. При непрерывных параметрических изменений эхокомпенсатор «отслеживает» изменения импульсной характеристики, а показатель *ERLE* зависит от соотношения скорости адаптации эхокомпенсатора и скорости изменения эхотракта.

Интересно, что в условиях эксперимента ожидаемая большая подверженность влиянию параметрических воздействий корреляционного алгоритма не подтвердилась.

3.6 Исследование влияния статистических характеристик активного сигнала на динамику и стабильность сходимости

Выбор условий проведения исследования и ожидаемые зависимости

Игнорирование внутренних корреляционных связей в активном сигнале дает основания полагать, что они будут негативно сказываться на сходимости корреляционного алгоритма.

Основным ожидаемым результатом экспериментов является зависимость динамики и стабильности сходимости от статистических характеристик активного сигнала. С другой стороны, можно сделать предположение, что по мере роста количества коэффициентов трансверсального фильтра обусловленная аппроксимацией АКМ ошибка будет возрастать. Это должно приводить к ухудшению сходимости по мере роста порядка фильтра, в условиях адаптации на автокоррелированном сигнале.

В рамках исследования влияния свойств активного сигнала на динамику адаптации параметры адаптации исследуемых алгоритмов были подобраны так, чтобы скорости сходимости алгоритмов были приблизительно одинаковы. Импульсная характеристика соответствует рисунку 3.1. В качестве активного

сигнала используются речевой сигнал и белый шум. Более подробно условия проведения исследования представлены в приложении А.

Для проведения исследований зависимости сходимости от количества коэффициентов фильтра применялась импульсная характеристика, изображенная на рисунке 3.1. Стоит подчеркнуть, что эта импульсная характеристика весьма короткая, поэтому в условиях экспериментов эхокомпенсатор имеет избыточное количество отводов (от 1 до 249). Избыточность количества отводов трансверсального фильтра необходима для наглядной демонстрации влияния именно «лишних» отводов, а не формы и длительности значимой части импульсной характеристики эхотракта. Активный сигнал - речевой сигнал.

Стоит подчеркнуть, что для каждого исследованного количества коэффициентов фильтра параметры адаптации обоих алгоритмов подбирались таким образом, чтобы скорость адаптации была как можно больше. Попытки дальнейшего увеличения скорости адаптации приводит к потере стабильности сходимости.

Результаты исследований

Результаты исследования динамики адаптации эхокомпенсаторов на речевом сигнале и белом шуме представлены на рисунке 3.7. Параметры корреляционного алгоритма: $M = 64$, $p = 1000$. Параметры НМНСК $M = 128$, $\mu = 0.001$.

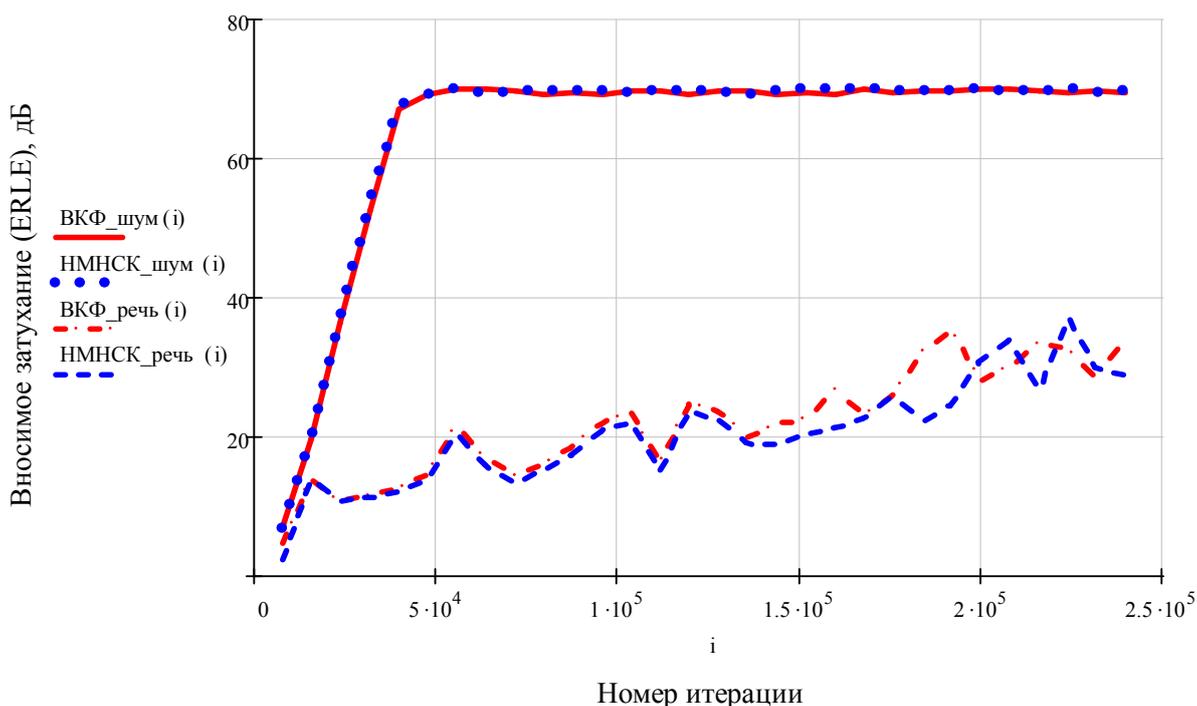


Рисунок 3.7 – Динамика адаптации на речевом сигнале и белом шуме для корреляционного алгоритма и НМНСК

Из приведенного графика видно, что при адаптации на речевом сигнале показатель *ERLE* растет значительно медленнее, чем при адаптации на белом шуме, и сопровождается достаточно большими пульсациями. Это вполне согласуется с ожидаемыми результатами. Дополнительно стоит отметить, что динамика показателя *ERLE* во многом совпадает для обоих алгоритмов (при приблизительно равной скорости адаптации).

Исследование влияния количества коэффициентов трансверсального фильтра на стабильность сходимости алгоритмов адаптации подтвердили ожидаемую зависимость. На рисунке 3.8 приведены типовые графики зависимости минимального количества итераций для достижения желаемого *ERLE* и минимального параметра адаптации, при котором эхокомпенсатор сходится от количества отводов фильтра.

Каноническая формула для НМНСК подразумевает расположение параметра адаптации в числителе, поэтому в целях наглядности представления

результатов на графике отображена обратная величина, то есть для НМНСК $p_{min} = 1/\mu_{max}$. Для корреляционного алгоритма $M = 64$.

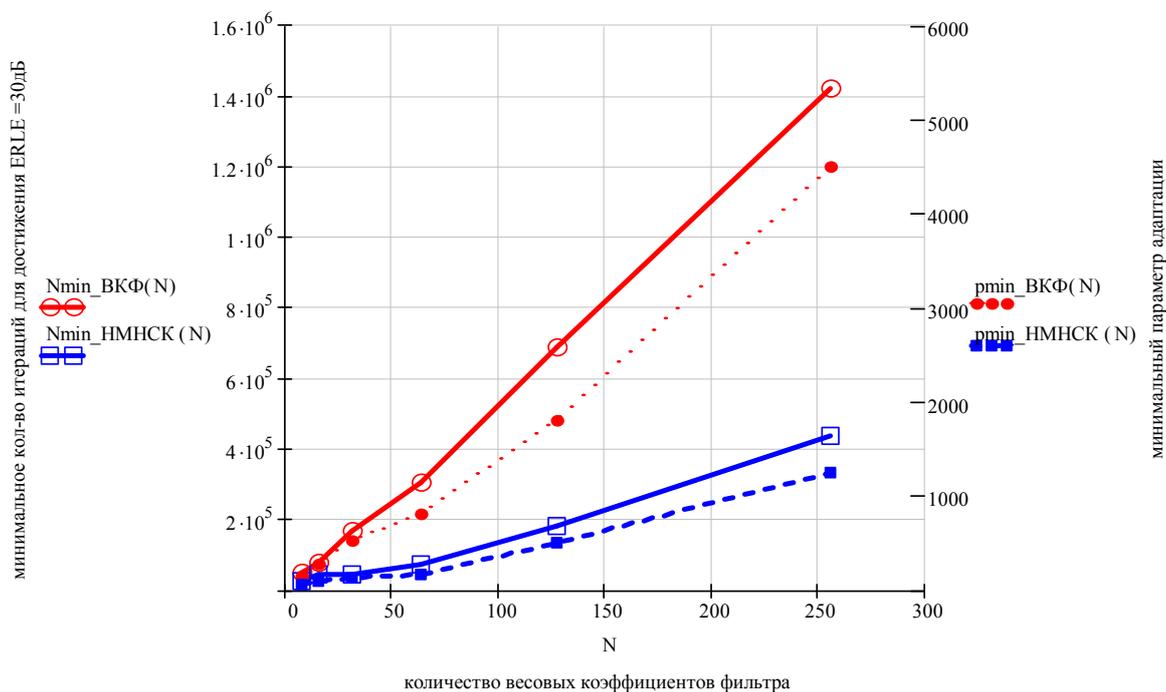


Рисунок 3.8 – Минимальное количество итераций и минимальный допустимый параметр адаптации в зависимости от количества ВК фильтра для корреляционного алгоритма и НМНСК

Из рисунка 3.8 видно, что максимально возможная скорость адаптации зависит от количества отводов трансверсального фильтра по закону близкому к линейному. Еще одним интересным результатом является тот факт, что при прочих равных максимальная скорость адаптации корреляционного алгоритма ($M = 64$) оказалась значительно ниже, чем при использовании алгоритма НМНСК.

Полученные при исследовании результаты подтверждают теоретические данные. Действительно, в процессе адаптации на автокоррелированном активном сигнале «лишние» отводы содержат значения отличные от нуля, формируя дополнительные ненулевые отчеты разницы импульсных характеристик экотракта и трансверсального фильтра. В целом, чем больше отводов имеет

трансверсальный фильтр, тем сложнее и медленнее процесс адаптации корреляционного алгоритма и НМНСК.

3.7 Исследование влияния пауз в активном сигнале на динамику адаптации

Выбор условий проведения исследования и ожидаемые зависимости

Паузы являются естественными для речевого сигнала. Поэтому в качестве активного сигнала выбран речевой сигнал. Для усиления эффекта пауз и устранения нивелирующего эффекта довольно мощного фонового шума помещения, который имел место быть при записи тестового сигнала, в выбранный ранее активный сигнал добавлены искусственные паузы длительностью 8000 отсчетов, которые следуют с интервалом в 32000 отсчетов.

Для имитации шумов усилителей в каналах связи, эксперименты проводились со сравнительно небольшим (-60 дБ) уровнем аддитивного шума в эхотракте и тракте прямого направления передачи. Эксперименты проводились без применения детектора активного сигнала в составе эхокомпенсатора.

В качестве наблюдаемой величины разумно выбрать показатель ERLE сразу после действия паузы, который оценивается на интервале времени длительностью 800 отсчетов. Исследования влияния пауз проводилось только для эхокомпенсатора, использующего корреляционный алгоритм адаптации.

Результаты исследования

Экспериментальные графики зависимости уровня подавления эха сразу после паузы от параметра адаптации и количества отсчетов оценки ВКФ представлены на рисунке 3.9 и 3.10.

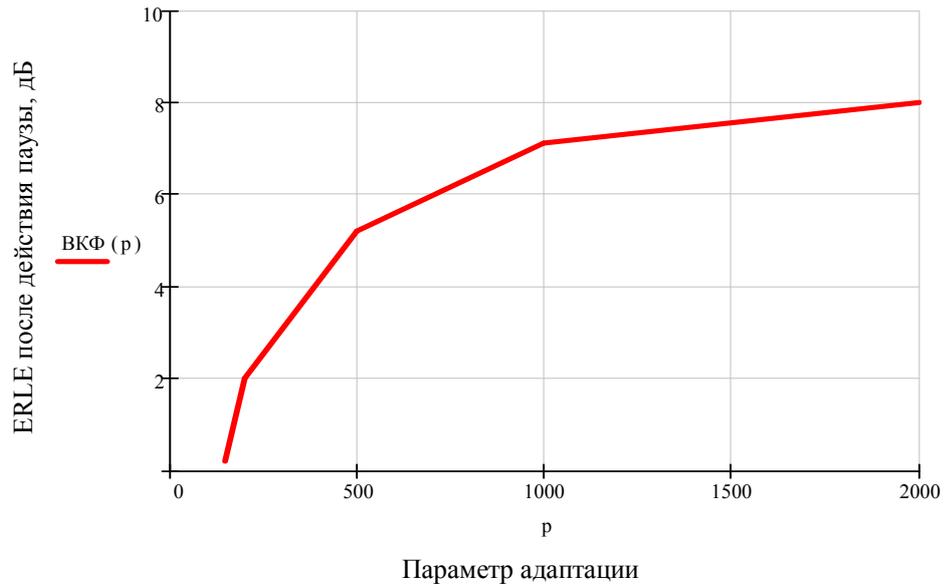


Рисунок 3.9 – Зависимость $ERLE$ сразу после действия паузы от параметра адаптации ($M = 64$) для корреляционного алгоритма

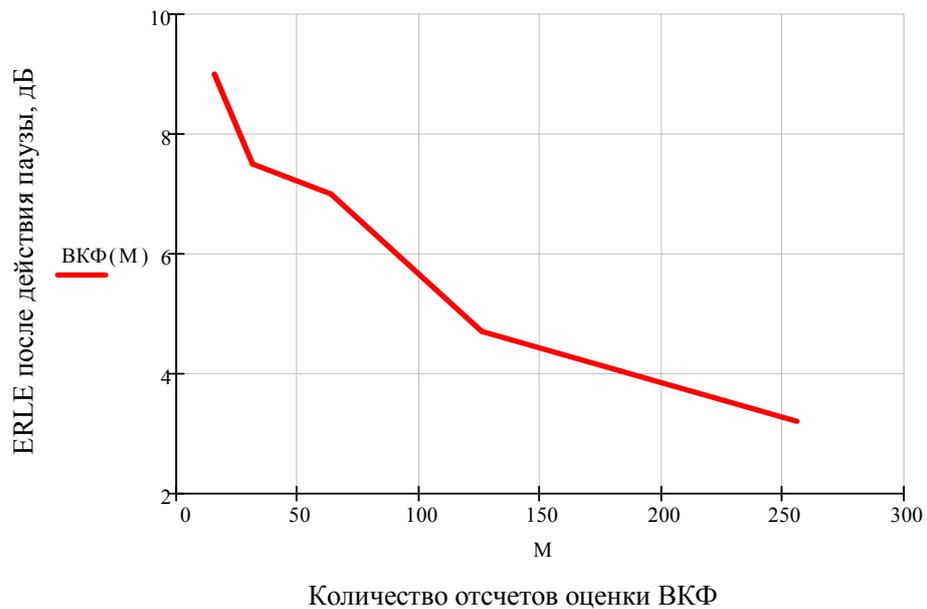


Рисунок 3.10 – Зависимость $ERLE$ сразу после действия паузы от времени вычисления ВКФ ($p = 1000$) для корреляционного алгоритма

Как видно, по мере роста количества отсчетов оценки ВКФ и уменьшения параметра адаптации влияние пауз возрастет, что вполне соотносится с ожидаемыми результатами.

3.8 Исследование влияния памяти об остаточном эхосигнале на динамику и стабильность сходимости

Выбор условий проведения исследования и ожидаемые зависимости

Согласно представленному в главе 2 теоретическому анализу, корреляционный алгоритм использует аппроксимацию сигнала $z'_{j,i}$ реальным остаточным эхосигналом. Это приводит к системной ошибке оценки вектора приращения коэффициентов фильтра, которая формализована выше выражением (3.1). Естественно, что с ростом количества отсчетов, участвующих в оценке ВКФ, ошибка обусловленная аппроксимацией $z'_{j,i}$ должна возрастать. Поэтому наиболее ожидаемой зависимостью является влияние памяти корреляционного алгоритма на скорость его сходимости.

Для оценки скорости сходимости используются такие же критерии, как и при исследовании зависимости скорости сходимости от количества коэффициентов фильтра (раздел 3.6). Активный сигнал - речевой сигнал.

Исследование влияния памяти рекурсивных алгоритмов адаптации производилось для алгоритма НМНСК и корреляционного алгоритма. Следует отметить, что оба исследуемых алгоритма обладают памятью об используемых сигналах. Алгоритм НМНСК, ввиду нормировки шага адаптации на дисперсию активного сигнала, обладает памятью об этом сигнале, а корреляционный алгоритм, помимо этого, имеет память об остаточном эхосигнале.

Результаты исследований

Результаты исследования представлены на рисунке 3.11. Так как каноническая формула для НМНСК подразумевает расположение параметра адаптации в числителе, то в целях наглядности представления результатов на графике отображена обратная величина, то есть для НМНСК $p_{min} = 1/\mu_{max}$.

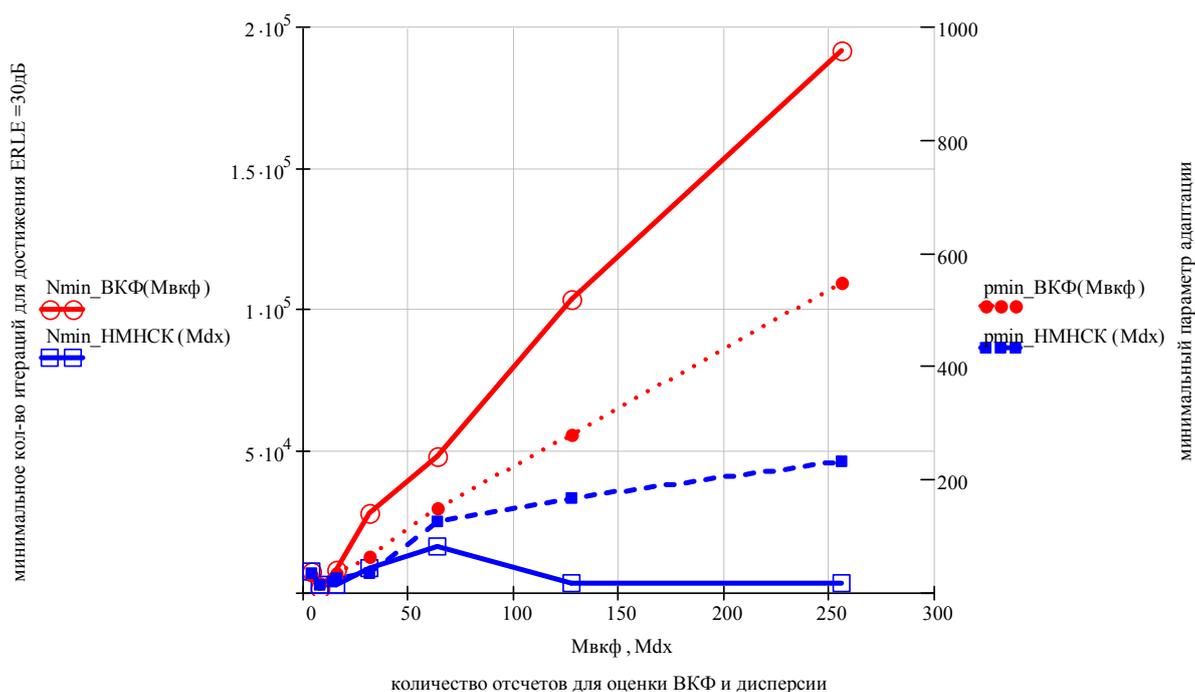


Рисунок 3.11 – Минимальное количество итераций и минимальный допустимый параметр адаптации в зависимости от количества отсчетов оценки дисперсии активного сигнала и ВКФ для корреляционного алгоритма и НМНСК

Из представленного графика видно, что минимально возможное время адаптации (в отсчетах) и минимальный допустимый параметр адаптации для корреляционного алгоритма практически линейно возрастают по мере роста памяти алгоритма об остаточном эхосигнале. В это же время, для алгоритма НМНСК не прослеживается четкой зависимости минимального времени адаптации от памяти алгоритма об активном сигнале. Некоторые флуктуации времени адаптации для НМНСК могут быть связаны с индивидуальными особенностями проведения экспериментов. При этом по мере роста количества принимаемых во внимание для расчета дисперсии отсчетов активного сигнала несколько возрастает минимальное значение параметра адаптации.

В заключение следует отметить, что в большинстве полезных для практики случаев корреляционный алгоритм показывает значительно меньшую скорость сходимости, чем алгоритм НМНСК.

3.9 Исследование влияния формы импульсной характеристики эхотракта на динамику адаптации

Выбор условий проведения исследования и ожидаемые зависимости

Согласно анализу влияния автокорреляционных связей в активном сигнале, помимо АКМ сигнала и количества отводов фильтра, на динамику адаптации должна оказывать влияние форма импульсной характеристики эхотракта. Для исследования этого влияния были выбраны четыре импульсные характеристики, которые отбирались по двум критериям: длительность значимой части и количество точек отражения. Так, первая импульсная характеристика (ИХ1) – имеет длительность 8-мь отсчетов и одну точку отражения. Вторая (ИХ2) – длительность 256 отсчетов и одну точку отражения. Третья (ИХ3) – длительность 256 отсчетов и четыре точки отражения. Четвертая (G.168) - это наиболее сложная среди рекомендованных в G.168 импульсная характеристика. Она имеет около 100 ненулевых отсчетов и общую длительность равную 127 отсчетов. Уровень эхосигнала во всех случаях приблизительно одинаков (разница не превышает 2 дБ). Все четыре импульсные характеристики представлены в приложении А.

Так как в эксперименте предполагается использование эхотрактов с довольно большой концевой задержкой, то для обеспечения неизменности параметров алгоритмов адаптации следует использовать эхокомпенсатор с количеством отводов равным 256. Корреляционный алгоритм в этом случае стабилен при следующих параметрах: $M = 64$, $p = 4500$. Параметры НМНСК $M = 256$, $\mu = 0.0008$.

Результаты исследований

Результаты экспериментов представлены на рисунках ниже.

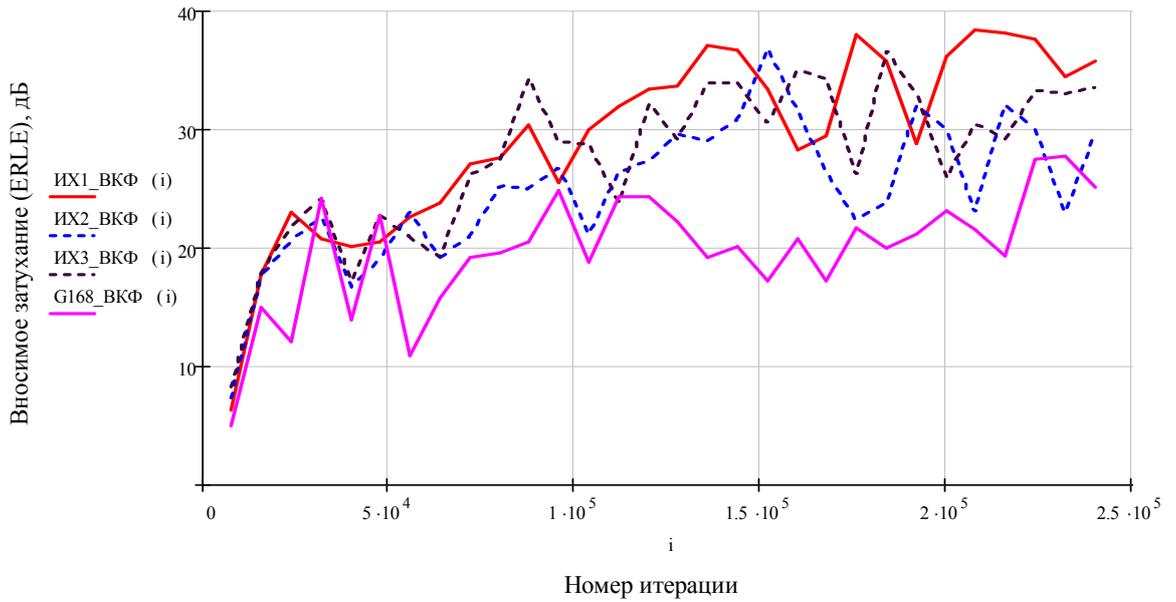


Рисунок 3.12 – Динамика адаптации корреляционного алгоритма

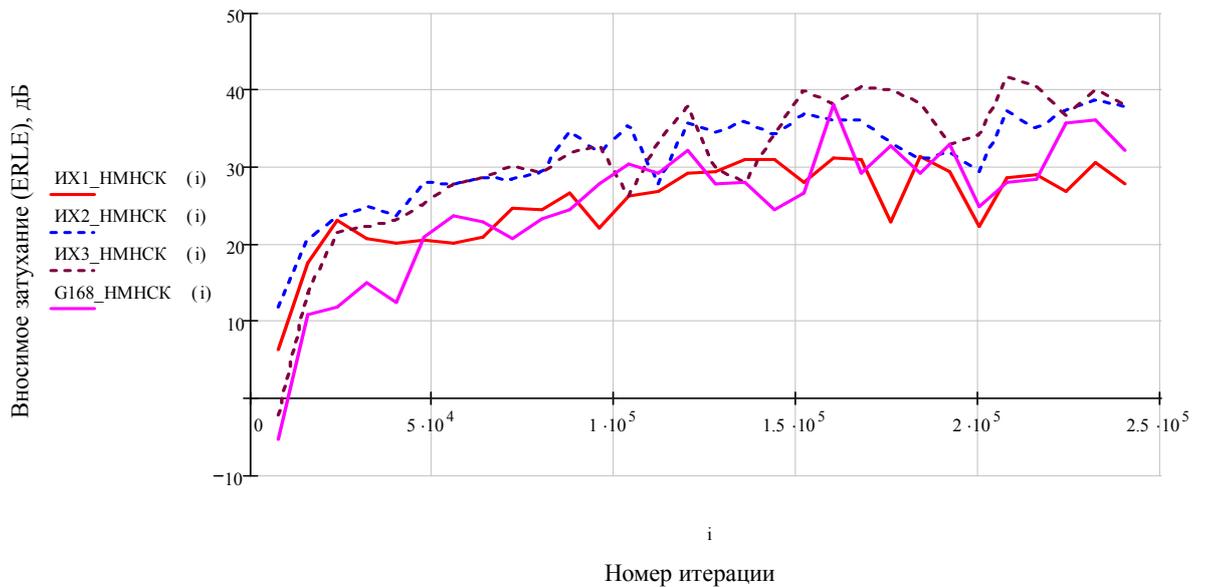


Рисунок 3.13 – Динамика адаптации алгоритма НМНСК

Из рисунков 3.12 и 3.13 видно, что динамика показателя *ERLE* зависит от формы импульсной характеристики эхотракта, пульсации уровня подавления эха для всех четырех графиков не повторяются. При этом интересно, что для корреляционного алгоритма прослеживается более выраженная зависимость динамики от формы импульсной характеристики эхотракта. В случае сложной

импульсной характеристики (согласно G.168) скорость адаптации заметно ниже в сравнении с относительно простыми импульсными характеристиками.

3.10 Выводы

1. Исследования показали, что алгоритм НМНСК проявляет существенную помехоустойчивость к воздействию аддитивного шума. При этом корреляционный алгоритм обладает большей помехоустойчивостью, чем алгоритм НМНСК. Выигрыш в помехоустойчивости зависит от количества отсчетов, участвующих в оценке ВКФ для корреляционного алгоритма.

2. Помехоустойчивость корреляционного алгоритма зависит от времени вычисления ВКФ, параметра адаптации и статистических характеристик аддитивной помехи.

3. Помехоустойчивость НМНСК зависит от параметра адаптации и статистических характеристик аддитивной помехи.

4. Влияние нелинейных искажений в основном проявляется в ограничении вносимого затухания. Степень влияния нелинейных искажений зависит не только от коэффициента гармоник, но и от особенностей ВАХ нелинейного элемента.

5. В рамках поставленных экспериментов нелинейные искажения одинаково влияют на корреляционный алгоритм и НМНСК.

6. В случае непрерывных параметрических изменений эхотракта степень их влияния определяется соотношением скорости адаптации эхокомпенсатора и скорости изменения эхотракта.

7. В случае импульсных параметрических воздействий повышение уровня эхосигнала неизбежно. Степень негативного влияния импульсных параметрических воздействий зависит от скорости адаптации эхокомпенсатора.

8. Оба исследуемых алгоритма на речевом сигнале сходятся значительно медленнее, чем на белом шуме. Это объясняется наличием автокорреляционных связей в речевом сигнале. При этом уровень подавления эха подвержен сильным пульсациям.

9. При адаптации на речевом сигнале на стабильность и максимальную скорость адаптации большое влияние оказывает количество коэффициентов трансверсального фильтра. Эта зависимость характерна для обоих исследуемых алгоритмов и связана с наличием автокорреляционных связей в активном сигнале.

10. Для корреляционного алгоритма наблюдается практически линейная зависимость максимальной скорости адаптации от количества отсчетов оценки ВКФ.

11. При адаптации на речевом сигнале корреляционный алгоритм в подавляющем большинстве случаев значительно уступает в скорости сходимости алгоритму НМНСК.

12. Наличие пауз в активном сигнале приводит к значительному снижению показателя ERLE после окончания её действия. Для корреляционного алгоритма степень влияния пауз повышается по мере роста скорости адаптации и памяти алгоритма об остаточном эхосигнале. Отдельно следует подчеркнуть важную роль в механизме влияния пауз аддитивных шумов в трактах прямого и обратного направления передачи.

13. Детектор активного сигнала в целом решает проблему влияния пауз, но проблема может проявляться в случае большой скорости адаптации.

14. Для обоих исследуемых алгоритмов адаптации прослеживается влияние формы импульсной характеристики на динамику адаптации эхокомпенсатора. Но для корреляционного алгоритма это влияние более выражено, чем для НМНСК.

ГЛАВА 4. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ, РЕАЛИЗУЮЩИХ КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ПРИНЦИП АДАПТАЦИИ, И МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ИХ ЭФФЕКТИВНОСТИ

4.1 Разработка метода снижения влияния памяти об остаточном эхосигнале на динамику и стабильность сходимости. Алгоритм минимальной корреляции виртуальных сигналов (МКВС)

Согласно теоретическому анализу влияние памяти корреляционного алгоритма на стабильность и скорость его сходимости обусловлено нестационарностью исследуемой алгоритмом системы "исполнительный элемент - эхотракт".

Возникающая ошибка оценки импульсной характеристики исследуемой системы математически может быть описана как результат аппроксимации некоторого виртуального сигнала $z'_{j,i}$. Сигнал $z'_{j,i}$ - это остаточный эхосигнал, который может быть получен при воздействии на конкретный (стационарный) экземпляр исследуемой системы активного сигнала x_i . Аналитически ошибка оценки необходимого приращения ε -го коэффициента фильтра, обусловленная этой аппроксимацией, определена формулой (3.1). Перепишем его еще раз:

$$\delta h_{\text{рек},i}(\varepsilon) = \frac{\sum_{l=0}^{M-1} x_{i-\varepsilon-l} * (z_i - z'_{j,i})}{(\sum_{l=0}^{M-1} x_{i-\varepsilon-l}^2 + B) * \rho} \quad (3.1)$$

Наиболее простым методом уменьшения этой ошибки является адаптация отводов фильтра не на каждом шаге адаптации, а с интервалом времени $M * t\delta$, где M - количество отсчетов для оценки функции ВКФ. В этом случае реальный остаточный эхосигнал z_i на каждом интервале между итерациями адаптации будет равен виртуальному остаточному эхосигналу $z'_{j,i}$, поскольку оцениваемая алгоритмом неизвестная система будет стационарна в пределах интервала оценки ВКФ.

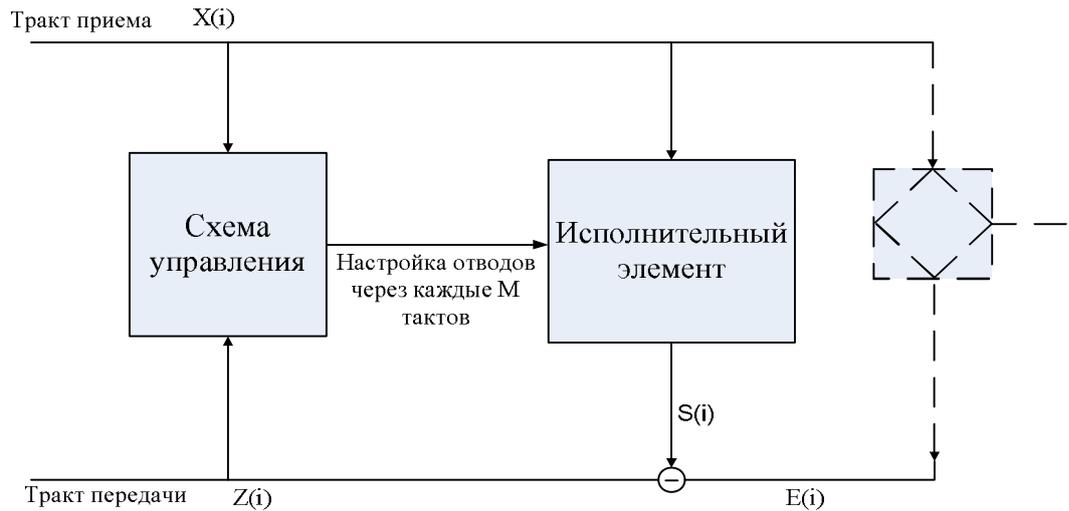


Рисунок 4.1 – Структурная схема эхокомпенсатора в случае адаптации с интервалом M отсчетов

К сожалению, такой подход хоть и исключает искажение оценки ВКФ, но не может значительно повысить скорость адаптации корреляционного алгоритма, так как в этом случае частота подстройки коэффициентов фильтра сокращается в M раз. Поэтому данный подход скорее полезен в качестве демонстрации влияния устаревших отсчетов остаточного эхосигнала на стабильность сходимости эхокомпенсатора. Так, проведенные эксперименты показывают, что в таком варианте адаптации минимальный параметр адаптации, при котором корреляционный алгоритм сходится, на порядок меньше, чем при осуществлении адаптации стандартным способом.

Алгоритм минимальной корреляции виртуальных сигналов (МКВС)

Анализируя теоретический материал главы 2 и выражение (3.1), можно заметить, что нет никаких принципиальных препятствий для формирования на интервале времени оценки ВКФ сигнала $z'_{j,i}$ для каждого экземпляра исследуемой системы. То есть такого остаточного эхосигнала, который имел бы место быть, если бы эхокомпенсатор на интервале оценки ВКФ не осуществлял адаптацию. Далее этот сигнал можно использовать для вычисления приращения коэффициентов фильтра в формуле корреляционного алгоритма.

Немного забегаая вперед, необходимо сделать небольшое отвлечение и сказать, что предложенный выше принцип формирования виртуального сигнала $z'_{j,i}$ в реальном времени показал довольно высокую эффективность и позволил значительно повысить скорость сходимости корреляционного алгоритма. Поэтому имеет смысл выделить корреляционный алгоритм с применением метода формирования сигнала $z'_{j,i}$, как отдельный алгоритм адаптации, родственньй корреляционному алгоритму. Вполне естественно, что для нового алгоритма необходимо определить название.

Название алгоритма должно отражать его основную идею и, по возможности, его главные особенности. Руководствуясь этой целью, для алгоритма предлагается использовать название "рекурсивный алгоритм минимальной корреляции виртуальных сигналов" или просто "минимальная корреляции виртуальных сигналов", сокращенно "МКВС". Это название, с одной стороны, хорошо отражает основную цель адаптации алгоритма - минимизацию выраженного в явном виде вектора взаимной корреляции активного сигнала и остаточного эхосигнала. С другой стороны, оно подчеркивает его основную алгоритмическую особенность - использование "виртуального остаточного эхосигнала" для оценки ВКФ. Ниже для обозначения предлагаемого алгоритма будет использовано именно это название.

Итак, процедура настройки ε -го коэффициента исполнительного элемента в случае МКВС описывается выражением:

$$h_{i+1}(\varepsilon) = h_i(\varepsilon) + \frac{\sum_{l=0}^{M-1} x_{i-\varepsilon-l} * z_{i-l}'}{(\sum_{l=0}^{M-1} x_{i-\varepsilon-l}^2 + B) * \rho} \quad (4.1)$$

где: M - количество отсчетов оценки ВКФ и дисперсии активного сигнала, z'_i - реализация виртуального (служебного) остаточного эхосигнала на интервале времени $[i - M; i]$, ρ - параметр адаптации, B - бесконечно малая величина для предотвращения деления на ноль.

Естественно, что сигнал $z'_{j,i}$ является служебным (виртуальным) и не должен использоваться для формирования сигнала в тракте обратного направления

передачи. Сигнал обратного направления передачи формируется обычным способом, без использования любых служебных сигналов.

Структурная схема системы рекурсивной оценки импульсной характеристики эхотракта при применении метода минимальной корреляции виртуальных сигналов представлена на рисунке 4.2:

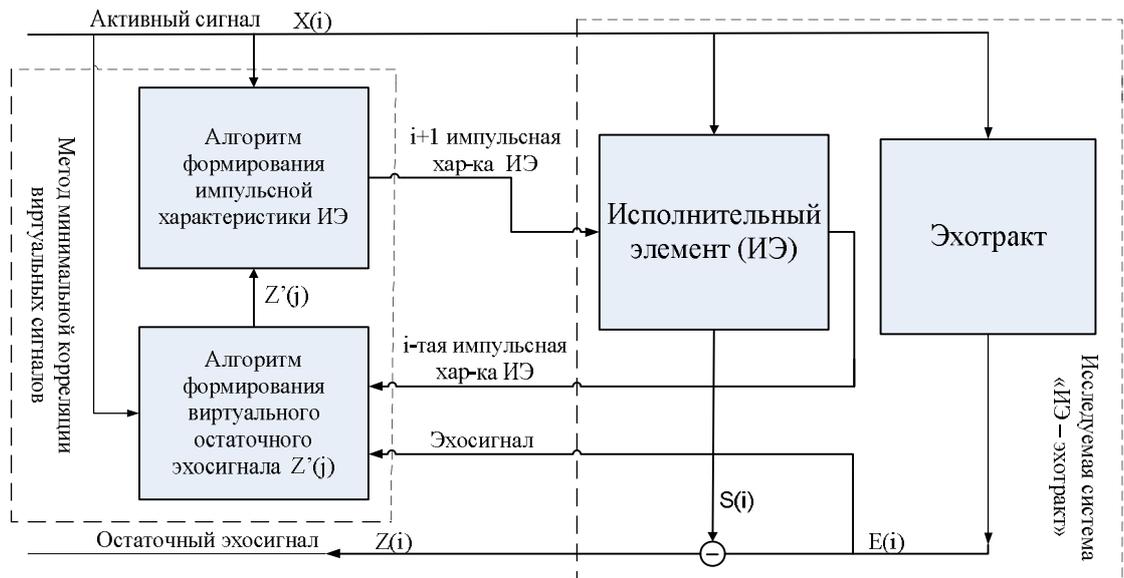


Рисунок 4.2 – Структурная схема системы рекурсивной оценки эхотракта при применении алгоритма МКВС

Блок формирования сигнала $z'_{j,i}$ формирует реализацию остаточного эхосигнала, которая имела бы место при неизменной анализируемой алгоритмом адаптации системы (совокупность эхотракта и трансверсального фильтра). Следует отдельно подчеркнуть, что на каждом шаге адаптации пересчитывает весь массив значений $z'_{j,i}$ на интервале времени вычисления ВКФ. При этом в качестве значений отводов трансверсального фильтра берутся самые "свежие" коэффициенты. Для формирования «виртуального» остаточного эхосигнала предварительно необходимо сформировать «виртуальный» сигнал с выхода трансверсального фильтра $s_{j,i}'$, который также имел бы место быть, если бы алгоритм адаптации не осуществлял настройку коэффициентов фильтра. Массив значений сигнала $s_{j,i}'$ формируется сверткой активного сигнала и текущей

импульсной характеристики трансверсального фильтра. Алгоритм функционирования блока формирования сигнала $z'_{j,i}$ представлен на рисунке 4.3.

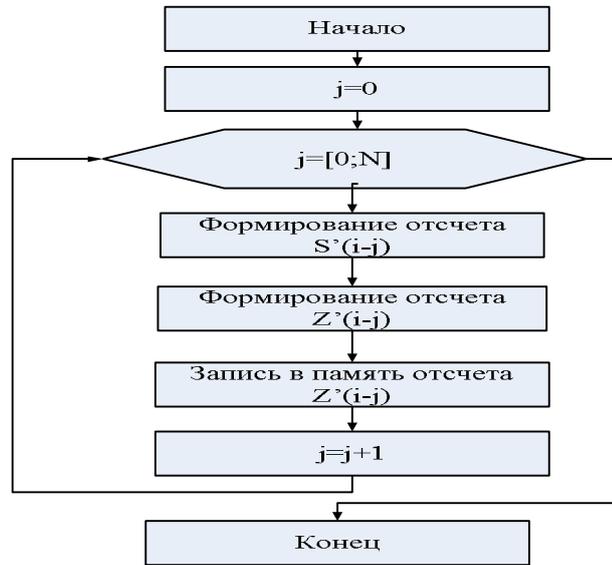


Рисунок 4.3 – Блок-схема алгоритма формирования виртуального остаточного эхосигнала

Векторно-матричное представление МКВС

Представленное выше описание алгоритма МКВС нацелено на отображение сути процесса адаптации и не описывает его строгим математическим языком, поэтому для более строго математического представления необходимо описать МКВС в матрично-векторной форме. Для этого вернемся к выражению (2.45), которое было получено в ходе теоретического исследования корреляционного алгоритма:

$$H_{N,i+1} = H_{N,i} + G_{N,i} * P_{XZ'_{N,i}} \quad (2.45)$$

Из определения сигнала $z'_{j,i}$ следует, что он может быть представлен как разница эхосигнала и сигнала $s'_{j,i} = H^T_{N,i} * X_{N,i}$, то есть можно записать:

$$z'_i = e_i - H^T_{N,i} * X_{N,i} \quad (4.2)$$

Подставляя (4.2) в выражение для вектора $P_{XZ'_{N,i}}$, имеем:

$$P_{XZ'_{N,i}} = E\{X_{N,i} * [e_i - H^T_{N,i} * X_{N,i}]\}. \quad (4.3)$$

Для более удобного представления вектора $P_{XZ'_{N,i}}$ раскроем скобки в выражении (4.3):

$$P_{XZ'_{N,i}} = E\{X_{N,i} * e_i - X_{N,i} * (H^T_{N,i} * X_{N,i})\}. \quad (4.4)$$

Добавляя необходимые константы в выражение (2.45) и переходя к оценке вектора взаимной корреляции по конечной выборке сигналов, можно записать итоговые выражения для алгоритма МКВС в следующем векторно-матричном виде:

$$H_{N,i+1} = H_{N,i} + \mu * (R_{\delta u_{N,i}} + \delta E)^{-1} * P_{XZ'_{N,i}}. \quad (4.5)$$

$$P_{XZ'_{N,i}} = \sum_{l=0}^{M-1} [X_{N,i-l} * e_{i-l} - X_{N,i-l} * (H^T_{N,i} * X_{N,i-l})], \quad (4.6)$$

где: $X_{N,i}$ - вектор значений активного сигнала, $P_{XZ'_{N,i}}$ - вектор взаимной корреляции, Z' - виртуальный остаточный эхосигнал, δ - малая величина, E - единичная матрица, $R_{\delta u_{N,i}}$ - автокорреляционная матрица белого шума эквивалентной мощности, e_i - эхосигнал, μ - параметр адаптации, M - количество отсчетов оценки ВКФ, N - количество коэффициентов фильтра.

Вычислительная сложность МКВС

Согласно представленному в главе 2 анализу, количество умножений на одну итерацию для корреляционного алгоритма может быть выражена формулой (2.45). В случае алгоритма МКВС, дополнительно к (2.45), нужно сформировать виртуальный остаточный эхосигнал, что также требует $N * M$ операций умножений. Суммарная вычислительная сложность алгоритма МКВС представлена в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Вычислительная сложность МКВС

Операция	Умножение	Сложение/вычитание
Формирование остаточного виртуального эхосигнала z'_j	$N * M$	$2 * N * M$
Формирование вектора взаимной корреляции $z'_{j,i}$ и x_i	$N * M$	$N * M$
Вычисление дисперсии активного сигнала	1	$2 * N$

Операция	Умножение	Сложение/вычитание
Формирование остаточного эхосигнала z_i	N	N
Суммарная вычислительная сложность	$2*N*M+N+1$	$2*N*M+3*N$

4.2 Исследование возможности разработки вычислительно быстрого алгоритма МКВС

Как видно из формулы (4.7), алгоритм МКВС обладает линейной зависимостью вычислительной сложности от количества коэффициентов фильтра, которая в основном определяется выражением $2 * N * M$.

Несмотря на линейную зависимость, вычислительная сложность алгоритма может быть определена как довольно высокая, особенно при необходимости реализации эхокомпенсатора, который должен иметь высокую помехоустойчивость (необходимо выбирать довольно большое M) и подавлять эхосигналы с большой задержкой (необходимо выбрать довольно большое N). Рассмотрим альтернативные интерпретации алгоритма МКВС и возможные пути снижения его вычислительной сложности. Для этого запишем еще раз МКВС в векторно-матричной форме (вектор $P_{XZ'_{N,i}}$ записан для неограниченной выборки сигналов).

$$H_{N,i+1} = H_{N,i} + \mu * (G_{N,i} + \delta E) * P_{XZ'_{N,i}}. \quad (4.5)$$

$$P_{XZ'_{N,i}} = E\{X_{N,i} * e_i - X_{N,i} * (H_{N,i}^T * X_{N,i})\}. \quad (4.6)$$

Основная вычислительная нагрузка алгоритма МКВС заключается в необходимости полного пересчета $P_{XZ'_{N,i}}$ на каждой итерации адаптации. Рассмотрим этот вектор более подробно. Легко увидеть, что (4.6) можно переписать в следующем виде:

$$P_{XZ'_{N,i}} = E\{X_{N,i} * e_i\} - E\{X_{N,i} * (H_{N,i}^T * X_{N,i})\}. \quad (4.8)$$

Учитывая, что $H_{N,i}^T * X_{N,i} = X_{N,i}^T * H_{N,i}$ и используя свойства ассоциативности умножения матриц, можно записать вектор $P_{XZ'_{N,i}}$ в виде:

$$P_{XZ'_{N,i}} = E\{X_{N,i} * e_i\} - E\{(X_{N,i} * X_{N,i}^T) * H_{N,i}\}. \quad (4.9)$$

Первый член выражения (4.9) является вектором взаимной корреляции активного сигнала и экосигнала:

$$E\{X_{N,i} * E_{N,i}\} = P_{XE_{N,i}}. \quad (4.10)$$

Можно заметить, что для каждой отдельной итерации второй член выражения (4.9) $E\{X_{N,i} * X_{N,i}^T * H_{N,i}\}$ - это автокорреляционная матрица активного сигнала, умноженная на вектор текущих значений коэффициентов фильтра:

$$E\{(X_{N,i} * X_{N,i}^T) * H_{N,i}\} = E\{X_{N,i} * X_{N,i}^T\} * H_{N,i} = R_{N,i} * H_{N,i}. \quad (4.11)$$

Таким образом, выражение для $P_{XZ'_{N,i}}$ можно записать:

$$P_{XZ'_{N,i}} = P_{XE_{N,i}} - R_{N,i} * H_{N,i}. \quad (4.12)$$

Выражения (4.5) и (4.12) представляют альтернативную интерпретацию алгоритма МКВС.

Обращаясь к вопросу вычислительной сложности такой интерпретации, можно увидеть, что вектор $P_{XE_{N,i}}$ может быть вычислен рекурсивно, и это не является масштабной вычислительной задачей:

$$P_{XE_{N,i}} = P_{XE_{N,i-1}} + X_{M,i} * e_i. \quad (4.13)$$

С другой стороны, расчет на каждой итерации $R_{N,i} * H_{N,i}$ является задачей довольно ресурсоемкой и в общем случае требует N^2 операций умножения. Однако вычислительную сложность можно уменьшить, учитывая, что для стационарного сигнала автокорреляционная матрица $R_{N,i}$ является тёплицевой, то есть элементы, составляющие её диагонали, равны. Это свойство позволяет умножать матрицу на вектор, затратив на это $N * \log_2 N$ операций умножения. Сделав допущение о стационарности активного сигнала, можно рассмотреть возможный путь быстрого вычисления $R_{N,i} * H_{N,i}$. Дополнительно стоит отметить, что для учета возможной нестационарности активного сигнала в формулу может быть введен коэффициент забывания, но на данном этапе это вопрос не рассматривается.

Вполне очевидно, что первым шагом необходимо вычислить рекурсивно автокорреляционную матрицу $R_{N,i}$:

$$R_{N,i} * H_{N,i} = [R_{N,i-1} + X_{N,i} * X_{N,i}^T] * H_{N,i}. \quad (4.14)$$

Нетрудно показать, что каждая новая матрица $X_{N,i} * X_{N,i}^T$ содержит в себе N новых членов по отношению к матрице $X_{N,i-1} * X_{N,i-1}^T$. Это иллюстрирует нижеследующая матрица:

$$X_{N,i} * X_{N,i}^T = \begin{bmatrix} x_i^2 & x_i * x_{i-1} & \dots & x_i * x_{i-N} \\ x_{i-1} * x_i & x_{i-1}^2 & \dots & x_{i-1} * x_{i-N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_i * x_{i-N} & x_{i-1} * x_{i-N} & \dots & x_{i-N}^2 \end{bmatrix}. \quad (4.15)$$

Все произведения, не содержащие текущего отсчета x_i , уже вычислялись на предыдущих этапах адаптации, поэтому их вычислять нет необходимости. Нетрудно заметить, что матрица $X_{N,i} * X_{N,i}^T$ имеет N уникальных членов с отсчетом x_i (всего таких членов $2 * N$). Поэтому рекурсивное вычисление $R_{N,i}$ требует N операций умножения.

Вторым шагом необходимо вычислить вектор $R_{N,i} * H_{N,i}$. Согласно [12] для быстрого умножения теплицевой матрицы на вектор необходимо достроить матрицу $R_{N,i}$ до циркулянтной матрицы C порядка $K > 2 * N - 1$. Далее матрица C диагонализуется с помощью БПФ $\frac{1}{K} * F_K * C * F_K = diag(F_K * c)$, где F_N - матрица Фурье, c - первый столбец матрицы C .

Таким образом, можно подытожить альтернативную интерпретацию МКВС. Она описывается формулами ниже (а также включает в себя быстрый алгоритм умножения $R_{N,i} * H_{N,i}$, упомянутый выше):

$$H_{N,i+1} = H_{N,i} + \mu * (G_{N,i} + \delta E) * P_{XZ'_{N,i}}. \quad (4.5)$$

$$P_{XZ'_{N,i}} = P_{XE_{N,i}} - R_{N,i} * H_{N,i}. \quad (4.12)$$

$$P_{XE_{N,i}} = P_{XE_{N,i-1}} + X_{N,i} E_i. \quad (4.13)$$

$$R_{N,i} * H_{N,i} = [R_{N,i-1} + X_{N,i} * X_{N,i}^T] * H_{N,i}. \quad (4.14)$$

Вычислительная сложность этого варианта алгоритма, учитывая возможность быстрого умножения $R_{N,i} * H_{N,i}$, представлена в таблице 4.2:

Таблица 4.2 – Вычислительная сложность быстрого МКВС

Операция	Умножение	Сложение/вычитание
Рекурсивное вычисление $X_{N,i} * X_{N,i}^T$	N	0
Рекурсивное вычисление $R_{N,i}$	0	N
Рекурсивное вычисление $X_{N,i}E_i$	N	N
Вычисление дисперсии активного сигнала	0 (берется из матрицы R)	0 (берется из матрицы R)
Вычисление вектора $R_{N,i} * H_{N,i}$	$N * \log_2 N$	$N * \log_2 N$
Формирование остаточного эхосигнала	N	N
Суммарная вычислительная сложность	$N * \log_2 N + 3 * N$	$N * \log_2 N + 3 * N$

4.3 Разработка метода снижения негативного влияния пауз на динамику адаптации

Стандартным подходом к задаче устранения негативного влияния пауз в активном сигнале является включение в состав эхокомпенсатора детектора активного сигнала.

Применение детектора активного сигнала является эффективным, надежным и проверенным временем решением для большинства прикладных задач. Тем не менее, классическое включение детектора в состав ЭК подразумевает параллельную во времени работу алгоритма адаптации и детектора. Это является причиной того, что при появлении паузы (переход сигнал-пауза) алгоритм адаптации некоторое время продолжает адаптацию в условиях отсутствия активного сигнала. А при появлении сигнала (переход пауза-сигнал) возможно искажение оценок дисперсии активного сигнала и ВКФ из-за большого количества нулевых отсчетов активного сигнала и остаточного эхосигнала. Эти эффекты могут потенциально оказать негативное воздействие, приводя к кратковременному повышению уровня остаточного эхосигнала.

Степень влияния обозначенных эффектов зависит от скорости адаптации эхокомпенсатора и быстродействия детектора. В целом можно говорить о том, что

для большинства практических задач классическое применение детектора сигнала является разумным решением. Однако описанные выше эффекты могут оказывать заметное негативное влияние при необходимости достижения довольно больших скоростей адаптации. Это побуждает к разработке дополнительных мер по их устранению.

Намечая пути решения обозначенной проблемы, можно заметить, что возможно без особого труда нивелировать негативное влияние перехода "пауза-сигнал", оптимизировав задержку сигнала управления адаптацией по отношению к сигналу с выхода детектора. Очевидно, что внесение задержки для накопления необходимого числа отсчетов положительно скажется на старте адаптации после действия паузы. При этом при переходе "сигнал-пауза" остановка адаптации должна осуществляться максимально быстро.

Для полного исключения влияния пауз озвученного простого способа недостаточно, так как детектор работает параллельно с алгоритмом адаптации и имеет конечное быстродействие (порядка нескольких миллисекунд). Поэтому для достижения наилучшего результата необходимо менять саму идею интеграции детектора в состав эхокомпенсатора.

В случае последовательной во времени работы детектора и алгоритма адаптации, детектор сможет остановить адаптацию до воздействия паузы на алгоритм адаптации. Нетрудно заметить, что не существует принципиальных проблем для организации таких условий. Для этого необходимо задержать сигналы для алгоритма адаптации. Структурная схема эхокомпенсатора, в котором реализован данный подход, представлена на рисунке 4.4:

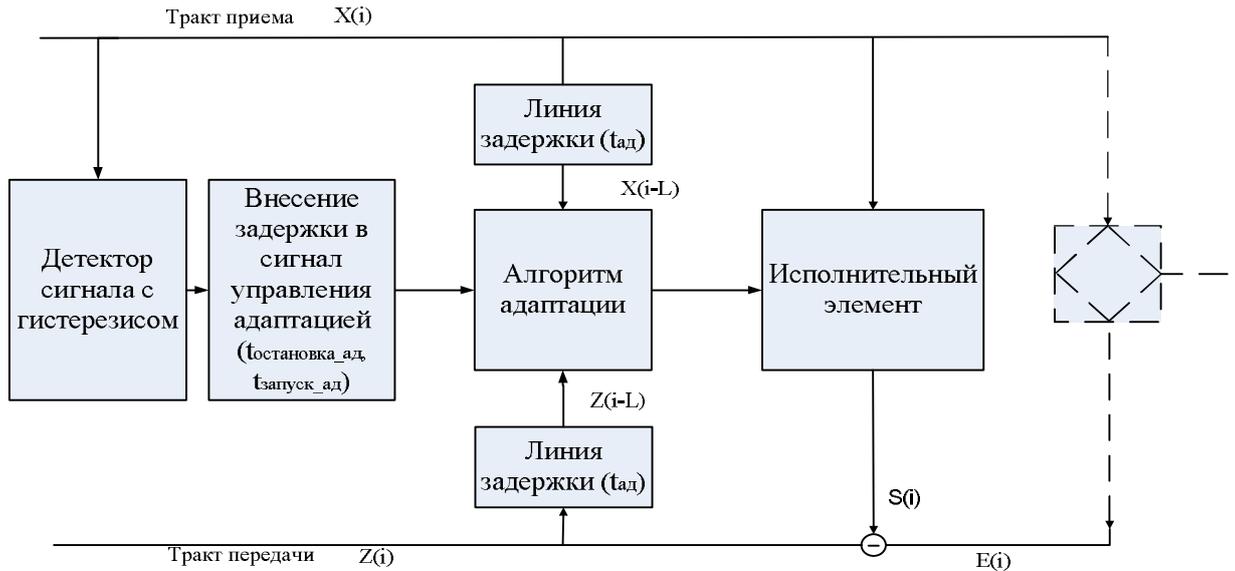


Рисунок 4.4 – Реализация последовательной работы детектора сигнала и алгоритма адаптации

Очевидно, что задержка x_i и z_i сигналов должна быть не меньше времени детектирования паузы в сигнале:

$$\tau_{ад} \geq T_{дет}. \quad (4.15)$$

При этом чрезмерное увеличение задержки не рекомендуется, так как она прибавляется к времени адаптации. Поэтому разумно выбрать задержку адаптации ($\tau_{ад}$) равной или немного больше времени детектирования паузы:

$$\tau_{ад} = T_{дет}. \quad (4.16)$$

Теперь имеет смысл определить оптимальные задержки сигнала с выхода детектора. Очевидно, что при детектировании паузы нужно как можно быстрее выключить адаптацию, таким образом:

$$\tau_{остановка_ад} = 0. \quad (4.17)$$

С другой стороны, ранее говорилось, что при детектировании сигнала (переход сигнал-пауза) имеет смысл внести задержку для сигнала управления адаптацией, с целью накопления необходимого количества отсчетов о сигналах. Её логично выбрать в диапазоне от $T_{дет}$ до значения равного сумме: памяти алгоритма (M), задержки сигнала в эхотракте и задержки сигналов X_i и Z_i :

$$T_{дет} \leq \tau_{запуска} \leq M * T_{дискретизации} + N * T_{дискретизации} + T_{дет}. \quad (4.18)$$

Оптимальное значение $\tau_{\text{запуска}}$ зависит от памяти алгоритма и задержки сигнала в эхотракте и может быть определено эмпирически для каждого конкретного случая. В качестве рекомендации можно указать верхнюю границу, так как она соответствует моменту, когда для отвода с самой большой задержкой из окна оценки интегральных величин исключен последний нулевой отсчет, обусловленный наличием паузы. Дальнейшее увеличение этой задержки не целесообразно и может сказаться негативно на времени адаптации.

В заключение имеет смысл сказать, что описанный метод позволяет реализовать адаптацию эхокомпенсатора только на активных участках входного сигнала, таким образом, чтобы режим работы алгоритма адаптации был эквивалентен адаптации на сигнале с искусственно удаленными паузами.

Вычислительная сложность

Основная вычислительная сложность данного метода заключается в необходимости оценки дисперсии активного сигнала в детекторе. Однако эта оценка может быть далее использована в алгоритме адаптации, поэтому формально её можно не учитывать при оценке вычислительной сложности метода. В связи с этим можно сделать вывод, что данный метод не приводит к значительному увеличению вычислительных ресурсов.

Тем не менее, данный метод требует дополнительной памяти для хранения отсчетов сигнала. Необходимый объем памяти можно выразить как:

$$RAM = (N * +2 * M + 2 * L) \text{ отсчетов,} \quad (4.19)$$

где L - задержка адаптации (в отсчетах).

4.4 Разработка метода повышения помехоустойчивости

При практическом исследовании эффективности корреляционного алгоритма отмечалось, что по мере уменьшения параметра адаптации его помехоустойчивость снижается. Поскольку в рамках настоящей работы преследуется цель создания одновременно быстрого и помехоустойчивого

алгоритма данная зависимость должна рассматриваться как проблема, которая требует решения.

Наиболее очевидным методом повышения помехоустойчивости корреляционного эхокомпенсатора является увеличение количества отсчетов оценки ВКФ (M). К сожалению, такой подход является вычислительно неэффективным. Поэтому необходима разработка альтернативных методов повышения помехоустойчивости корреляционного алгоритма и МКВС.

В качестве принципа решения поставленной задачи логично предложить динамическое управление параметром адаптации. При этом для сохранения высокой скорости сходимости параметр адаптации должен быть минимален, когда наблюдается переходной процесс (эхокомпенсатор не настроен), и увеличиваться по мере достижения предельного значения ERLE в заданных шумовых условиях и с текущими параметрами алгоритма (на данном этапе рассуждений подразумевается условие стационарности шума).

Самым простым путем реализации описанного выше принципа является увеличение параметра адаптации спустя некоторое время после старта адаптации. Это время должно превышать время сходимости алгоритма, которое может быть заранее определено эмпирическим путем для наихудшего случая. Этот простой способ можно использовать в качестве наглядной демонстрации эффективности самой идеи управления параметром адаптации, а также может быть применен в ряде случаев, подразумевающих относительно предсказуемые условия адаптации.

Для учета наиболее полного спектра возможных воздействий в реальных эхотрактах, управление параметром адаптации должно происходить динамически, на основе оценки степени настроенности эхокомпенсатора:

$$\rho \rightarrow \rho(K, i), \quad (4.20)$$

где K - некоторый критерий настроенности эхокомпенсатора на эхотракт.

Таким образом, задачу управления параметром адаптации можно свести к двум подзадачам. Первая - определение критерия настроенности эхокомпенсатора (K) и вторая - определение оптимального закона зависимости параметра адаптации от критерия настроенности.

Для разработки критерия настроенности можно использовать различные методы, основанные на наблюдении за различными узлами эхокомпенсатора. Среди них можно выделить метод, описанный и исследованный в [34]. Данный метод основывается на наблюдении за поведением отдельно взятых отводов трансверсального фильтра и показывает высокую эффективность при оценке уровня аддитивного шума в эхотракте.

В силу специфики поставленной задачи и потребности оценивать весь процесс адаптации эхокомпенсатора, имеет смысл предложить иной подход к задаче оценки настроенности эхокомпенсатора на эхотракт, который основывается на наблюдении за динамикой сигнала с выхода трансверсального фильтра (s_i).

Как известно, сигнал с выхода трансверсального фильтра формируется согласно интегралу свертки:

$$s_i = \sum_{\varepsilon=0}^N h_i(\varepsilon) * x_{i-\varepsilon}. \quad (4.21)$$

Приращение сигнала s_i на очередном этапе адаптации равняется:

$$\Delta s_{i+1} = s_{i+1} - s_i = \sum_{\varepsilon=0}^N h_{i+1}(\varepsilon) * x_{i-\varepsilon+1} - \sum_{\varepsilon=0}^N h_i(\varepsilon) * x_{i-\varepsilon} = \sum_{\varepsilon=0}^N [h_i(\varepsilon) + \Delta h_i(\varepsilon)] * x_{i-\varepsilon+1} - \sum_{\varepsilon=0}^N h_i(\varepsilon) * x_{i-\varepsilon}. \quad (4.22)$$

Группируя члены, получаем:

$$\Delta s_{i+1} = \sum_{\varepsilon=0}^N h_i(\varepsilon) * [x_{i-\varepsilon} - x_{i-\varepsilon+1}] - \sum_{\varepsilon=0}^N \Delta h_i(\varepsilon) * x_{i-\varepsilon+1}. \quad (4.23)$$

Заметим, что приращение сигнала на выходе трансверсального фильтра обусловлено изменением входного сигнала (первый член выражения 4.23) и работой алгоритма адаптации (второй член выражения 4.23):

$$\Delta s_{i+1} = \Delta s_{\text{сигнал}} + \Delta s_{\text{адаптация}}, \quad (4.24)$$

где $\Delta s_{\text{адаптация}} = \sum_{\varepsilon=0}^N \Delta h_i(\varepsilon) * x_{i-\varepsilon+1}$.

Нетрудно заметить, что именно член $\Delta s_{\text{адаптация}}$ выражения (4.24) может быть использован в качестве интегрального критерия настроенности эхокомпенсатора на эхотракт. Для этого имеет смысл оценить мощность данной составляющей копии эхосигнала и усреднить её по достаточно большому времени. Здесь необходимо заметить, что согласно формуле адаптации корреляционного алгоритма приращение $\Delta h_i(\varepsilon)$ масштабируется параметром

адаптации. Ввиду того, что предполагается изменение параметра адаптации, масштабирование критерия настроенности нежелательно. Поэтому разумно зафиксировать коэффициент масштабирования приращения отводов фильтра умножением $\Delta h_i(\varepsilon)$ на текущий параметр адаптации. Согласно сказанному выше критерий настроенности эхокомпенсатора может быть записан как:

$$K = \frac{\sum_{i=0}^L [\Delta S_{\text{адаптация}, i-l * \rho}]^2}{L} = \frac{\sum_{j=0}^L [\sum_{\varepsilon=0}^N \Delta h_i(\varepsilon) * x_{i-\varepsilon+1} * \rho]^2}{L}, \quad (4.25)$$

где L – количество значений $\Delta S_{\text{адаптация}}$ по которым рассчитывается критерий.

Рассмотрим, как ведет себя K на практике. В таблице 4.3 представлены значения критерия при адаптации на речевом сигнале и без аддитивного шума (эхокомпенсатор в 8-ю отводами) в зависимости от показателя ERLE.

Таблица 4.3 – Значения критерия K при адаптации без аддитивного шума

ERLE, дБ	Среднее значение K	Время вычисления ВКФ (М)	Параметр адаптации (ρ)	Количество отсчетов оценки критерия (L)
0	21083	256	1000	2000
10	5764			
20	997			
30	278			
40	17			
50	3			
60	0.4			

Полученные результаты при адаптации без шума позволяют полагать, что значение критерия не будет зависеть от параметра адаптации и количества отсчетов оценки ВКФ, а будет зависеть исключительно от степени настроенности эхокомпенсатора. Но характер воздействия шума на алгоритм адаптации

оказывается таким, что это предположение не оправдывается. В условиях наличия аддитивного шума критерий K начинает возрастать с ростом параметра адаптации. При этом данная зависимость может быть охарактеризована как слабая. Полученные данные (см. таблицу 4.4) позволяют говорить о следующем эмпирическом законе: $K(\rho) \approx W * \sqrt{\rho}$. В условиях эксперимента $W \approx 100$. Для наглядности в таблице 4.2 продемонстрирована зависимость критерия от параметра адаптации при действии в эхотракте белого шума уровнем – 30 дБ.

Таблица 4.4 – Значения критерия K при адаптации в условиях наличия в эхотракте аддитивного белого шума уровнем -30 дБ

Параметр адаптации, ρ	Среднее значение K	Максимальное отклонение критерия (ΔK)	Среднее значение немасштабированного критерия K/ρ^2	Кол. отсчетов оценки ВКФ (М)	Кол. отсчетов оценки критерия (L)
10	305	401	$3.05 * 10^{-4}$	256	2000
100	1381	1327	$1381 * 10^{-4}$		
1000	6138	8314	$6138 * 10^{-6}$		
2000	7734	12438	$1933 * 10^{-6}$		
4000	8603	12987	$537 * 10^{-6}$		
8000	9406	12448	$102 * 10^{-6}$		
16000	10293	12674	$40.2 * 10^{-6}$		

Как видно из представленной таблицы, критерий K показывает довольно высокую стабильность при любых значениях параметра адаптации, но сам зависит от него (возрастает с ростом параметра адаптации).

Возрастание K является весьма нелогичным. Рассмотрим этот момент более детально. Для этого следует учесть, что для исключения сильной (квадратичной) зависимости K от параметра адаптации он масштабирован квадратом параметра

адаптации (формула 4.25). При этом немасштабированный критерий K/ρ^2 , который фактически является оценкой энергии сигнала $\Delta S_{\text{адаптация}}$, все же сильно убывает с ростом параметра адаптации (см. таблицу 4.4). Сопоставляя эти данные и результаты экспериментов можно сделать вывод, что зависимость масштабированного критерия от параметра адаптации необходимо расценивать как показатель изменения частоты и амплитуды пульсаций коэффициентов фильтра, а не показатель расхождения эхокомпенсатора в целом. Эту особенность поведения критерия K необходимо учитывать при разработке алгоритма управления.

Касаясь вопроса разработки алгоритма управления параметрами эхокомпенсатора, необходимо выделить основные состояния эхокомпенсатора и поведение критерия K при них:

- K уменьшается – эхокомпенсатор адаптируется;
- K увеличивается – расхождение или параметрические воздействия;
- K стабилен – максимум подавления эха достигнут.

Дабы избежать некорректной работы разрабатываемого алгоритма из-за наличия флуктуаций критерия и его зависимости от параметра адаптации, имеет смысл отслеживать динамику среднего значения критерия K . Таким образом, разумно перейти от абсолютного значения критерия K к отношению значений этого критерия на текущей и предыдущей итерациях расчета критерия:

$$Cr = \frac{\sum_{j=i-G}^i K(j)}{\sum_{j=i-G}^i K(j-G)}, \quad (4.26)$$

где G - количество значений критерия K , участвующих в усреднении.

Нетрудно заметить, что если соотношение (4.26) меньше единицы, то эхокомпенсатор сходится, если равен единицы - то уровень подавления эха стабилен, если больше - то расходится.

Определив критерий и его поведение, следует обратить внимание на закон изменения параметра адаптации в зависимости от него. Самый простой вариант - это функция типа «ступенька». Для простоты возьмем за основу именно эту функцию.

Для повышения эффективности разрабатываемого метода имеет смысл, совместно с управлением параметром адаптации, осуществлять управление количеством отсчетов для оценки ВКФ (далее для простоты - M). Для того чтобы нивелировать рост вычислительной сложности при увеличении M , разумно предложить осуществлять адаптацию один раз в несколько тактов. Логично связать интервал времени, через который происходит адаптация, и коэффициент увеличения M . Это поможет сохранить вычислительную сложность на исходном уровне. Конечно, как и в случае с параметром адаптации, такое изменение процесса адаптации снижает скорость адаптации, но ввиду того, что увеличение M происходит в моменты, когда эхокомпенсатор достиг максимального вносимого затухания, для начальных настроек алгоритма в заданных шумовых условиях это вполне допустимо.

Для того чтобы учесть возможные пульсации критерия и гарантировать большую скорость схождения алгоритма, дополнительно к анализу самого критерия Cr , разумно запретить увеличение параметрами алгоритма, если с момента старта или последнего детектирования параметрических воздействий прошло время меньшее, чем расчетное время адаптации.

Итого, алгоритм управления параметрами алгоритма адаптации можно представить в виде следующей блок-диаграммы, представленной на рисунке 4.5:

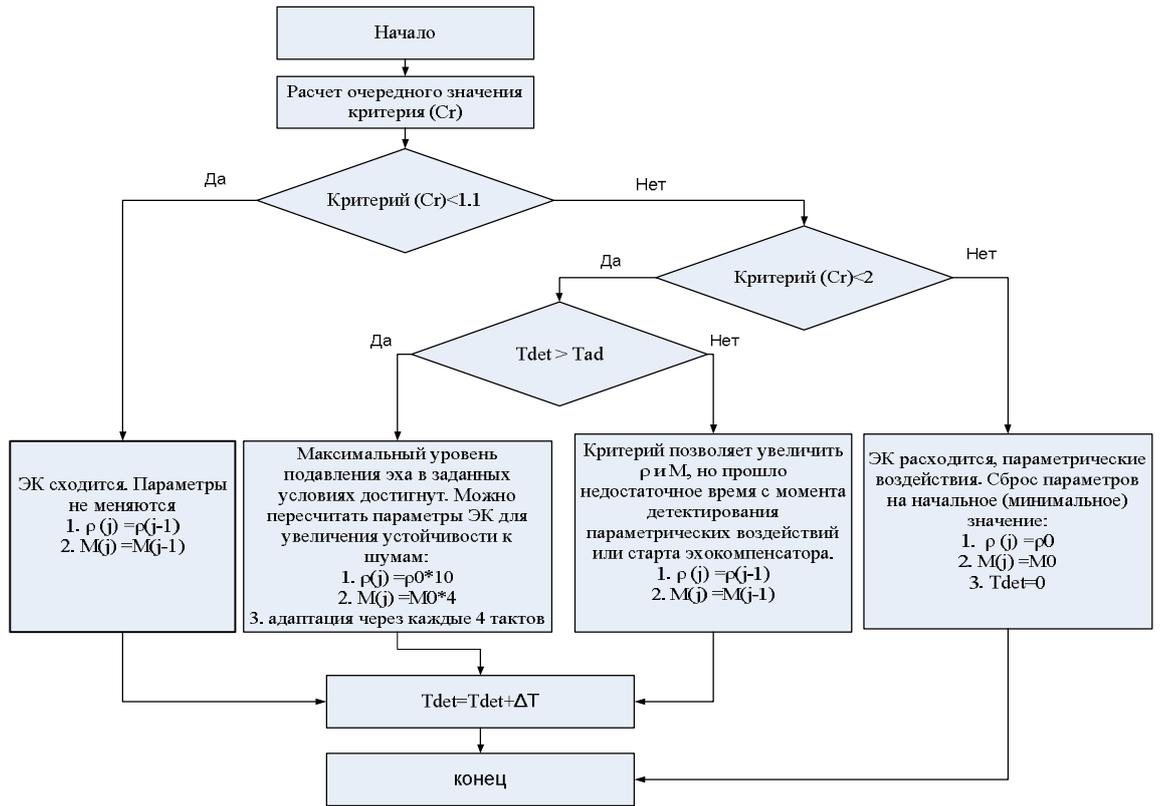


Рисунок 4.5 – Алгоритм работы блока управления параметрами корреляционного алгоритма

Как видно, разработанный метод имеет достаточно большое количество параметров: время вычисления критерия $K(L)$, время его усреднения (G) , множитель увеличения параметра адаптации, множитель увеличения времени вычисления ВКФ, а также два порога критерия Cr . Естественно, эффективность работы метода зависит от их выбора. Для определенности в приведенной блок-схеме алгоритма они уже заданы. Эти же значения параметров будут использованы в дальнейшем при практическом исследовании.

Структурную схему эхокомпенсатора, в котором реализован метод повышения помехоустойчивости, представлена на рисунке 4.6.

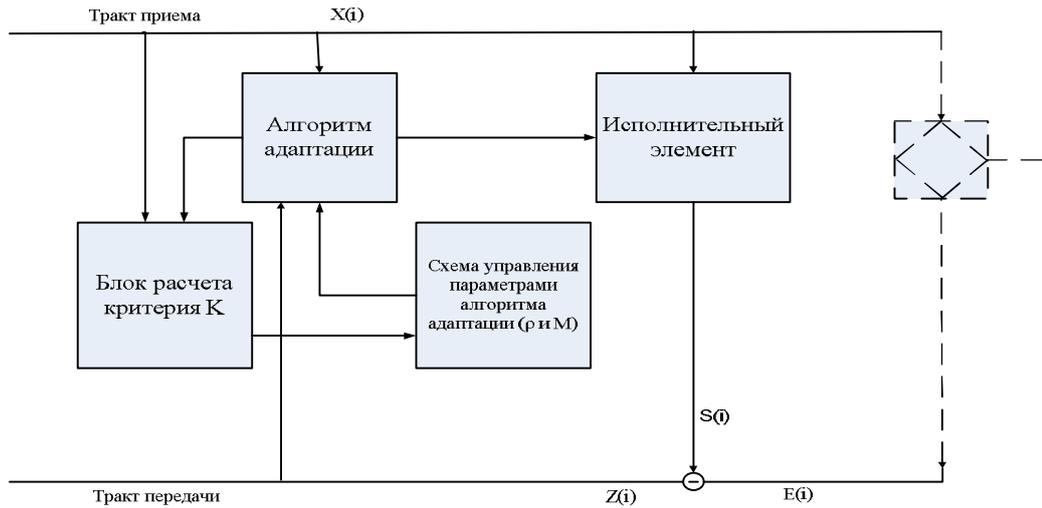


Рисунок 4.6 – Структурная схема эхокомпенсатора с применением метода повышения помехоустойчивости

Вычислительная сложность

Реализация МКВС с применением метода повышения помехоустойчивости потребует дополнительный объем памяти из-за необходимости хранить данные о приращении отводов и критерию K . Формально объем необходимой памяти можно выразить как:

$$RAM = (2 * N * + 2 * M + 2 * G), \text{ отсчетов.} \quad (4.27)$$

При этом количество операций умножения, для расчета критерия настроенности составит:

$$Mul = 2 * N + 1. \quad (4.28)$$

4.5 Выводы

1. Исследование особенностей процесса адаптации корреляционного алгоритма показало, что исключить влияние памяти алгоритма об остаточном эхосигнале на его сходимость можно сформировав для процесса адаптации в реальном времени виртуальный остаточный эхосигнал. Алгоритм адаптации, реализующий эту идею, получил в работе название "минимальная корреляция виртуальных сигналов" (МКВС).

2. Вычислительная сложность алгоритма МКВС, реализующего прямое вычисление виртуального сигнала, определяется $2 * N * M + N + 1$ операциями умножения, однако теоретические исследования показали возможность снижения необходимого числа операций умножения до значения равного $N * \log_2 N + 3 * N$.

3. Исключить негативное влияние пауз в активном сигнале можно, обеспечив последовательную во времени работу детектора активного сигнала и алгоритма адаптации. В этом случае устройство управления адаптацией сможет остановить адаптацию до воздействия паузы на алгоритм адаптации, а также запускать процесс адаптации после воздействия паузы с необходимой задержкой для накопления необходимого количества отсчетов сигналов.

4. Предложенный критерий оценки степени настроенности эхокомпенсатора на эхотракт показывает высокую стабильность и предсказуемость в поведении при воздействии белого шума в качестве встречного сигнала.

5. Так как исследования показали зависимость помехоустойчивости корреляционного алгоритма от параметра адаптации и количества отсчетов для оценки ВКФ, для повышения помехоустойчивости при сохранении скорости сходимости можно использовать метод динамического управления параметрами алгоритма адаптации. Предложенный алгоритм, реализующий этот метод, использует для оценки степени настроенности разработанный в этой же главе критерий оценки настроенности эхокомпенсатора.

ГЛАВА 5. ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРЕДЛОЖЕННЫХ АЛГОРИТМОВ И МЕТОДОВ

5.1 Разработка методики исследования эффективности предложенных алгоритмов и методов

План проведения исследований

Среди разработанных в предыдущей главе методов наибольший интерес представляет алгоритм МКВС, так как реализует математически обоснованный способ исключения влияния аппроксимации сигнала $z'_{j,i}$ на динамику адаптации корреляционного алгоритма. Поэтому исследование функциональных характеристик алгоритма МКВС является приоритетной задачей, решаемой в рамках настоящей главы.

Методы снижения влияния пауз и повышения помехоустойчивости одинаково применимы как к стандартному корреляционному алгоритму, так и к МКВС. Но они разработаны для алгоритмов с довольно большой скоростью сходимости и могут быть рассмотрены как вспомогательные, позволяющие улучшить функциональные характеристики, прежде всего, алгоритма МКВС. Поэтому логично рассматривать эти методы в совместной работе с МКВС.

Исследования эффективности каждого отдельного метода разумно разделить на два этапа. Первый этап – исследование характеристик эхокомпенсатора, которые должен улучшить исследуемый метод. Второй этап – выборочный контроль функциональных характеристик эхокомпенсатора, которые потенциально могут ухудшиться в результате применения исследуемого метода. Второй этап может быть опущен, если не ожидается ухудшения каких-либо функциональных характеристик. Естественно, такой подход подразумевает формирование отдельной программы испытаний для каждого предложенного метода.

Методика исследования характеристик МКВС

Согласно теоретическим данным разработанный алгоритм МКВС не должен испытывать влияния памяти об остаточном эхосигнале на скорость адаптации, которая характерна для стандартного корреляционного алгоритма. Поэтому при исследовании МКВС, прежде всего, следует определить зависимость максимальной скорости адаптации от количества отсчетов оценки ВКФ и сравнить её с аналогичной зависимостью для стандартного корреляционного алгоритма, которая была получена в главе 3. Согласно условиям, описанным в главе 3, в качестве активного сигнала выступает речевой сигнал. Импульсная характеристика соответствует рисунку 3.1. Схема проведения эксперимента соответствует рисунку А.13.

Далее логично оценить помехоустойчивость алгоритма МКВС и сравнить её с помехоустойчивостью стандартного корреляционного алгоритма. Для этого разумно повторить исследования устойчивости к воздействию аддитивных шумов, которые были проведены в главе 3, для алгоритма МКВС. Имеет смысл напомнить, что согласно этим исследованиям для показателя $p_{\text{шум/эхо}}$ характерна зависимость от количества отсчетов оценки ВКФ и параметра адаптации. Эти зависимости будут определены для МКВС.

Для более детального изучения алгоритма МКВС, помимо исследований по разработанной в главе 3 методике, имеет смысл провести дополнительные исследования. В частности, необходимо определить скорость сходимости и помехоустойчивость МКВС в случае адаптации на модулированных (манипулированных) сигналах, которые характерны для радиоканалов связи и систем передачи данных. Для этих целей выбран сигнал QAM16. Детально характеристики сигнала описаны в ходе проведения эксперимента.

На заключительном этапе исследований имеет смысл сравнить функциональные характеристики МКВС и алгоритма НМНСК. В ходе исследования сравнивалась динамика адаптации и помехоустойчивость алгоритмов при адаптации на речевом сигнале и сигнале QAM16. Схемы проведения экспериментов соответствует рисункам А.9 и А.1. Отдельно следует

отметить, что для эксперимента выбрана импульсная характеристика согласно рекомендации ITU.T G.168 (см. рис 5.7).

Методика исследования эффективности метода снижения влияния пауз в активном сигнале

При исследовании эффективности способа снижения влияния пауз в активном сигнале логично обратиться к методике исследования их влияния, которые проводились в третьей главе. Согласно этой методике были определены зависимости степени влияния паузы от времени вычисления ВКФ и параметра адаптации. Дабы результаты экспериментов были наглядными необходимо полностью повторить их для МКВС с реализацией метода снижения влияния пауз.

Для обеспечения объективной оценки исследуемого метода необходимо провести сравнительный анализ эффективности метода снижения влияния пауз с эффективностью детектора активного сигнала, включенного по стандартной схеме. Так как быстродействие детектора напрямую определяет его эффективность, то следует оптимизировать время детектирования. Для этого при проведении экспериментов окно оценки уровня активного сигнала составляет всего 16 отсчетов. Для исключения многократного детектирования детектор имеет гистерезис около 10 дБ.

Среди требующих контроля характеристик разумно выделить время адаптации. Поэтому необходимо определить время адаптации на сигнале без пауз в зависимости от параметра адаптации для МКВС и МКВС с методом снижения влияния пауз. Схема проведения эксперимента соответствует рисунку А.12.

Методика исследования эффективности метода повышения помехоустойчивости корреляционного алгоритма

При исследовании метода повышения помехоустойчивости корреляционного алгоритма к аддитивным шумам наиболее важным контролируемым параметром работы эхокомпенсатора является уровень подавления эха на фоне аддитивных шумов, показатель $p_{\text{шум/эхо}}$. С учетом

особенностей метода разумно выявить зависимость показателя $p_{\text{шум/эхо}}$ от начального параметра адаптации (множитель фиксирован, см. рисунок 4.4).

Применение исследуемого метода может привести к увеличению времени адаптации. Для её контроля имеет смысл провести эксперименты в отсутствие аддитивного шума и сравнить их с результатами, полученными для алгоритма МКВС без применения исследуемого метода.

5.2 Исследование функциональных характеристик алгоритма МКВС

Исследование зависимости скорости сходимости МКВС от количества отсчетов оценки ВКФ

Согласно разработанной методике первой исследуемой зависимостью является время зависимость скорости адаптации и минимальное значение параметра адаптации от количества отсчетов оценки ВКФ. Условия проведения эксперимента аналогичны условиям, выбранным в разделе 3.9 при исследовании стандартного корреляционного алгоритма. Полученные результаты для МКВС представлены на рисунке 5.1, числовые значения представлены в приложении Б.

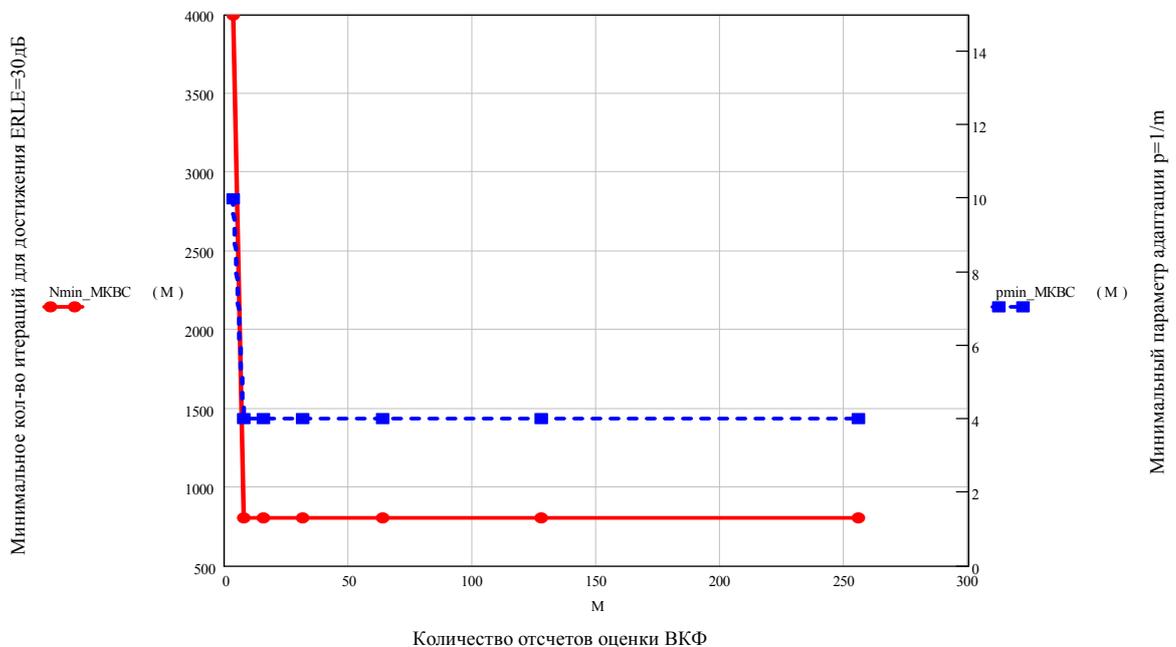


Рисунок 5.1 – Минимальное количество итераций и минимальный параметр адаптации в зависимости от количества отсчетов оценки ВКФ для МКВС

Поскольку алгоритм МКВС сходится значительно быстрее стандартного корреляционного алгоритма, представить зависимости для МКВС и стандартного корреляционного алгоритма на одном графике не представляется возможным по причине низкой репрезентативности. Поэтому зависимости для стандартного корреляционного алгоритма приведены следом на отдельном графике.

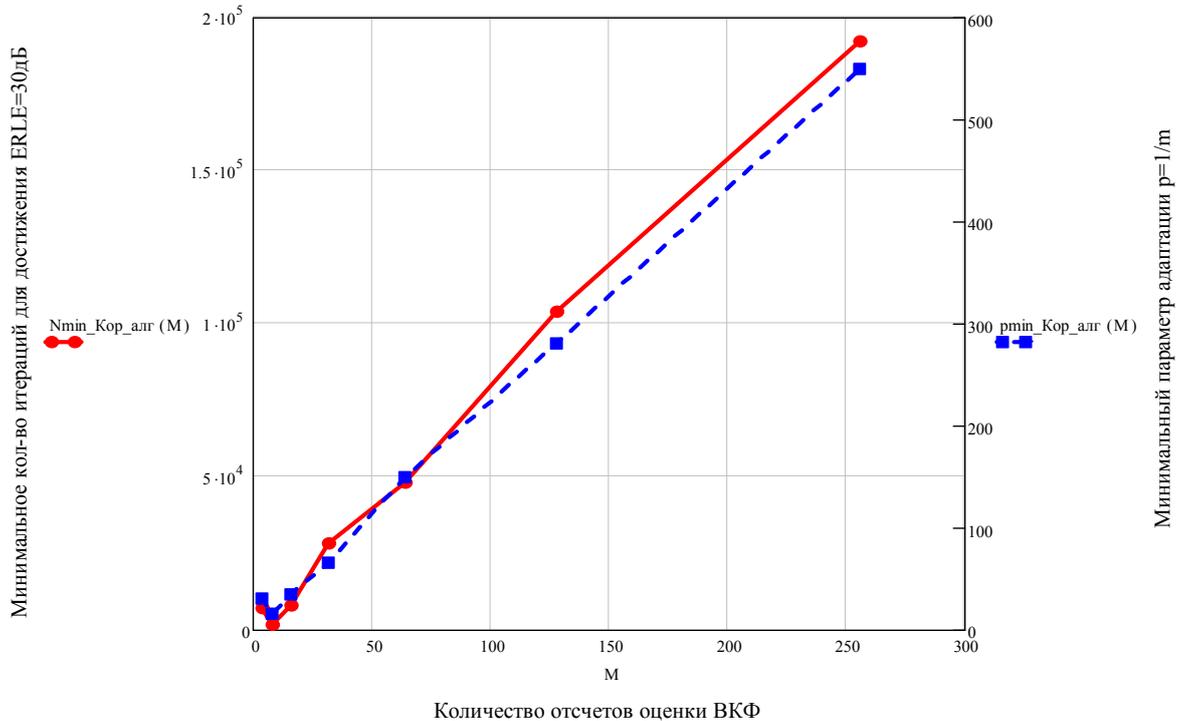


Рисунок 5.2 – Минимальное количество итераций и минимальный допустимый параметр адаптации в зависимости от количества отсчетов оценки ВКФ для корреляционного алгоритма

Сравнивая рисунки 5.1 и 5.2, можно заметить, что в МКВС полностью исключена характерная для классической формулы корреляционного алгоритма зависимость скорости адаптации от времени вычисления ВКФ. Некоторое увеличение времени адаптации при малом количестве отсчетов для оценки ВКФ обусловлено низкой точностью вычисления дисперсии активного сигнала, которая нормирует шаг адаптации, поэтому этой зависимостью можно пренебречь. Также можно видеть, что максимальная скорость адаптации на речевом сигнале возросла многократно.

Сравнение помехоустойчивости МКВС и стандартного корреляционного алгоритма

Согласно разработанной методике было проведено сравнение помехоустойчивости МКВС и стандартного корреляционного алгоритма в условиях, определенных в главе 3.

Сравнение показателя $\rho_{\text{шум/эхо}}$ для стандартного корреляционного алгоритма и МКВС в зависимости от количества отсчетов оценки ВКФ представлены на рисунке 5.3. Параметр адаптации для обоих алгоритмов одинаков и составляет $\rho = 1000$. Аддитивный шум - белый шум.

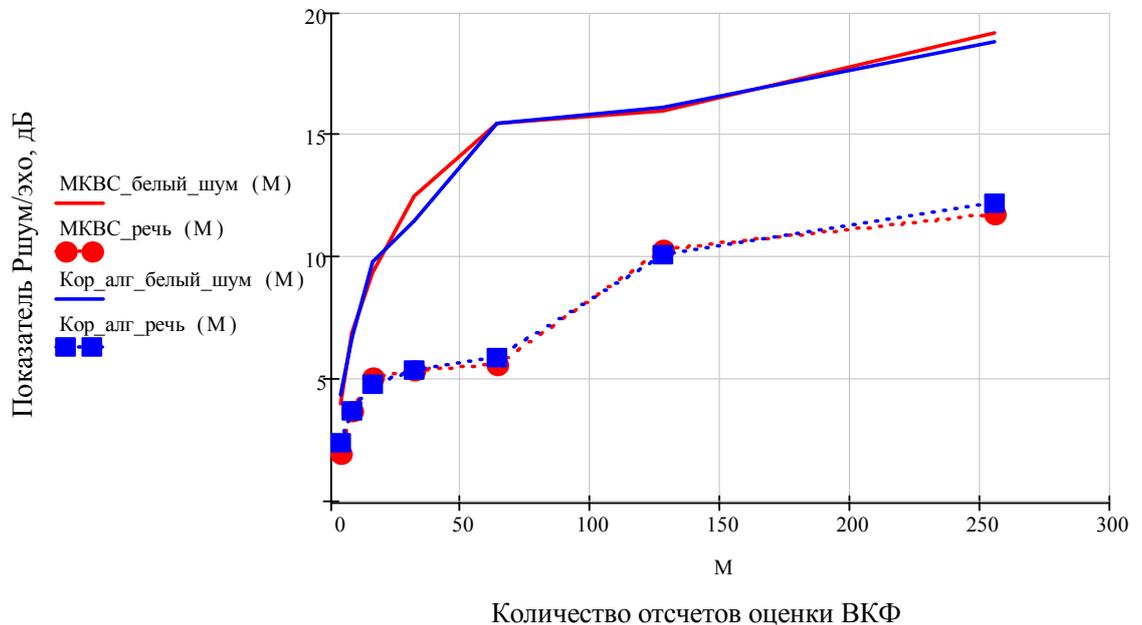


Рисунок 5.3 – Показатель $\rho_{\text{шум/эхо}}$ в зависимости от количества отсчетов оценки ВКФ для корреляционного алгоритма и МКВС

На рисунке 5.4 представлено сравнение результатов исследования зависимости показателя $\rho_{\text{шум/эхо}}$ от параметра адаптации для стандартного корреляционного алгоритма и МКВС при воздействии аддитивного белого шума. Для обоих алгоритма количество отсчетов оценки ВКФ $M = 64$:

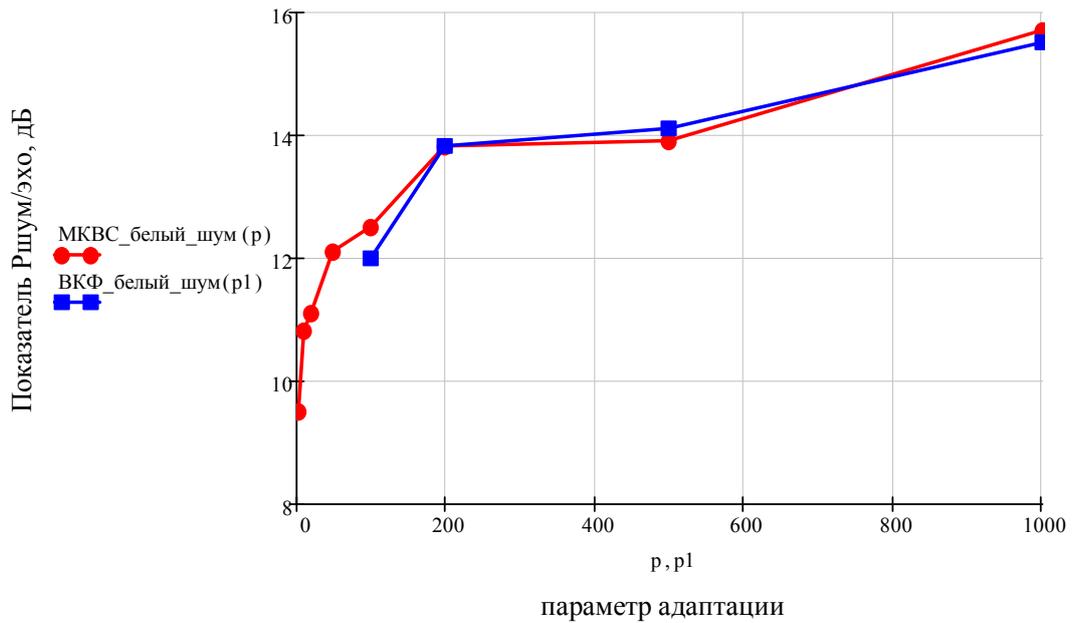


Рисунок 5.4 – Показатель $p_{\text{шум/эхо}}$ в зависимости от параметра адаптации для корреляционного алгоритма и МКВС

Как видно, оба алгоритма в одинаковых условиях имеют одинаковую помехоустойчивость. Некоторая разница результатов укладывается в пределы погрешности эксперимента и может быть охарактеризована как незначительная, ей можно пренебречь. Отделано следует обратить внимание, что на графике 5.4 не представлены результаты для стандартного корреляционного алгоритма при $\rho < 150$, так как при этих значениях он теряет стабильность сходимости.

Исследование функциональных характеристик МКВС при адаптации на сигнале QAM16

Согласно разработанной методике второй этап исследования функциональных характеристик алгоритма МКВС подразумевает исследования сходимости и помехоустойчивости на модулированном сигнале. Условия эквивалентны условиям, принятым в главе 3 для исследования динамики адаптации и помехоустойчивости (разделы 3.7 и 3.4 соответственно), кроме: активного сигнала, встречного сигналов и диапазона изменения параметров алгоритма. В качестве модулированного сигнала использовалась I -составляющая сигнала QAM16 (модулирующий сигнал - ПСП). В качестве аддитивной помехи

использовались сигнал QAM16 (отличная от активного сигнала реализация) или белый шум, тип встречного сигнала утоняется в контексте конкретного эксперимента.

Типовая зависимость показателя $p_{\text{шум/эхо}}$ и минимального количества итераций для его достижения в зависимости от параметра адаптации при адаптации на сигнале QAM16 сигнала представлена на рисунке 5.5 (числовые значения представлены в приложении Б). Встречный сигнал также сигнал QAM16, $M = 4000$.

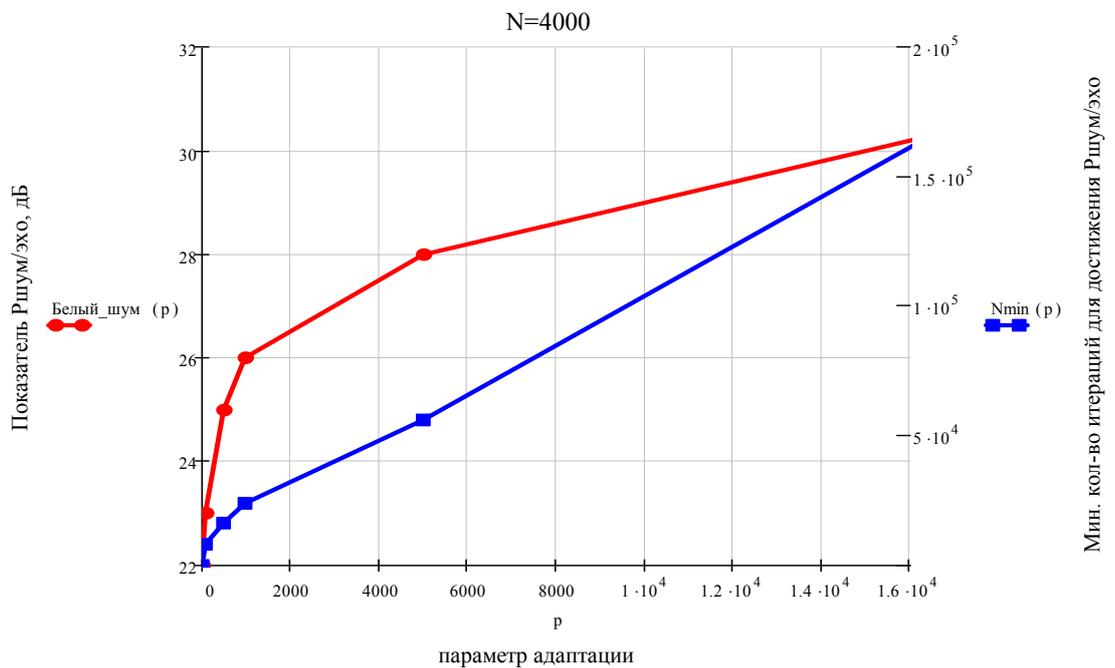


Рисунок 5.5 – Показатель $p_{\text{шум/эхо}}$ при наличии встречного сигнала QAM16 и минимального количества итераций для его достижения в зависимости от параметра адаптации для МКВС

Зависимость $p_{\text{шум/эхо}}$ от количества отсчетов оценки ВКФ представлена на рисунке 5.6. На графике отображены зависимости для двух случаев: встречный сигналом является сигнал QAM16 и встречным сигналом является белым шумом. Параметр адаптации $p = 100$.

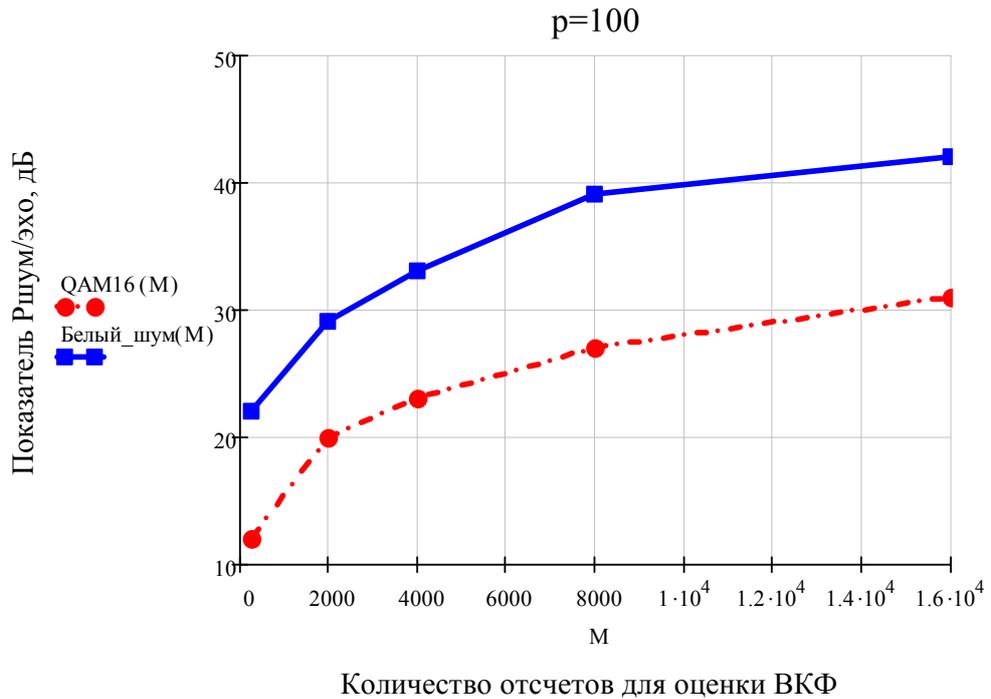


Рисунок 5.6 – Зависимость $p_{\text{шум/эхо}}$ от количества отсчетов оценки ВКФ для двух встречных сигналов: QAM16 и белый шум для МКВС

Главным результатом проведенных исследований можно считать тот факт, что МКВС на сигнале QAM16 не только уверенно сходится, но и настраивается значительно быстрее, чем на речевом сигнале. При этом интересно, если в эхотракте присутствует встречный сигнал, то выбором параметров алгоритма адаптации можно обеспечить достаточно большое подавление эхосигнала (30дБ и более). В отсутствие встречного сигнала уровень подавления эха составляет более 60 дБ.

Сравнение функциональных характеристик МКВС и НМНСК

Для сравнительного исследования характеристик МКВС и НМНСК была выбрана наиболее сложная согласно рекомендации ITU.T G.168 импульсная характеристика эхотракта. Она показана на рисунке 5.7. Вносимое эхотрактом ослабление сигнала равно примерно 10дБ.

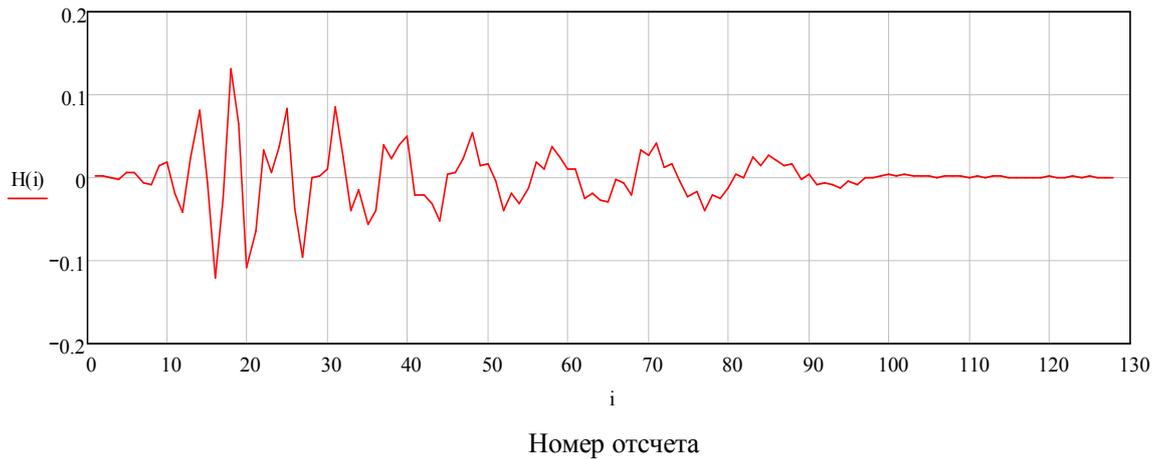


Рисунок 5.7 – Импульсная характеристика эхотракта согласно рекомендации ITU.T G.168

В ходе исследования применялись два типа активных сигналов: речевой сигнал и модулированный (манипулированный) сигнал. В качестве модулированного сигнала использовался сигнал, описанный в предыдущем пункте. Речевой сигнал - согласно методике в главе 3.

Во всех экспериментах исполнительный элемент ЭК имеет 128 весовых коэффициента. Оценка ВКФ (только для МКВС) и дисперсии активного сигнала осуществляется по 64 отсчетам, если не оговорено иного. Оценка показателя ERLE производится по 500 отсчетам сигналов.

Исследования скорости сходимости алгоритмов показали результаты, представленные на рисунках 5.8-5.9. Следует подчеркнуть, что в ходе проведения исследования параметры адаптации обоих алгоритмов подбирались таким образом, чтобы скорость адаптации была как можно больше. Попытки дальнейшего увеличения скорости адаптации приводят к потере стабильности сходимости.

На рисунке 5.8 отображена зависимость вносимого затухания (показатель ERLE) для МКВС ($p = 50$, $M = 64$) и НМНСК ($\mu = 0.003$) при адаптации на речевом сигнале. Числовые значения представлены в приложении Б. Для наглядности на рисунке 5.8 также изображена зависимость для стандартного корреляционного алгоритма ($p = 2000$, $M = 64$).

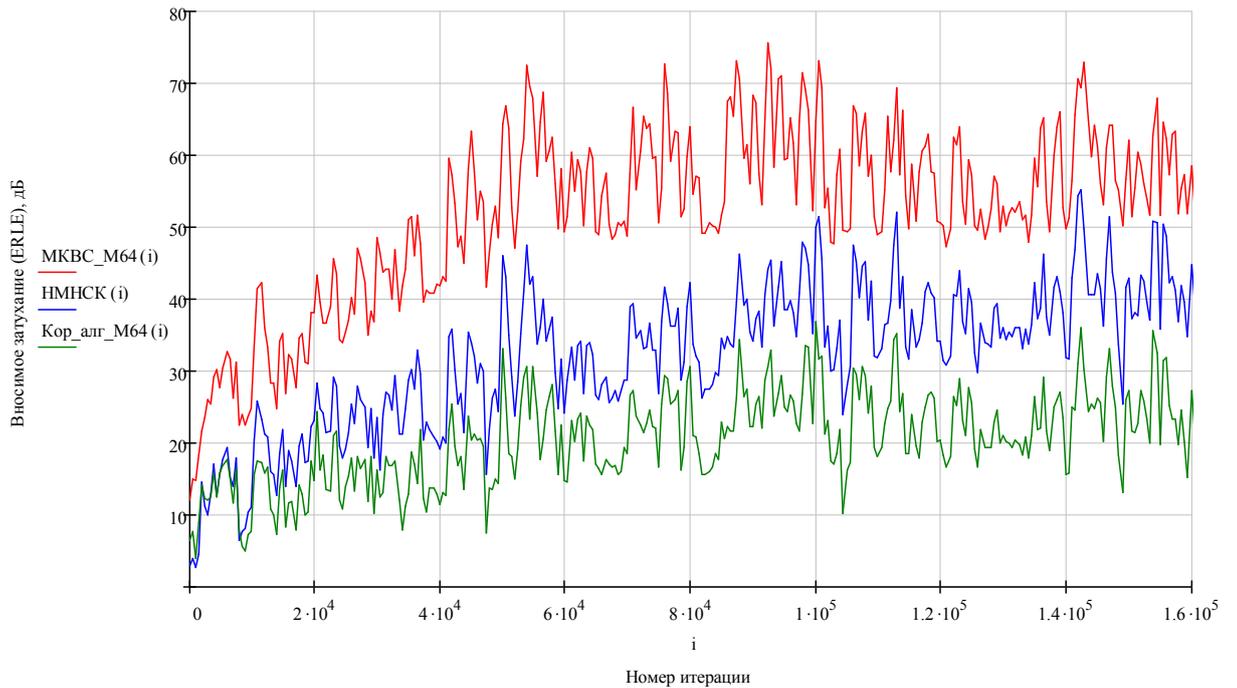


Рисунок 5.8 – Показатель ERLE для МКВС, НМНСК и корреляционного алгоритма при адаптации на речевом сигнале

На рисунке 5.9 представлена зависимость вносимого затухания (показатель ERLE) для МКВС ($p = 50, M = 64$) и НМНСК ($\mu = 0.006$) при адаптации на сигнале QAM16. Поскольку в этом случае оба алгоритма сходятся значительно быстрее, чем в случае речевого сигнала, для репрезентативности показаны только первые $4 \cdot 10^4$ отсчетов.

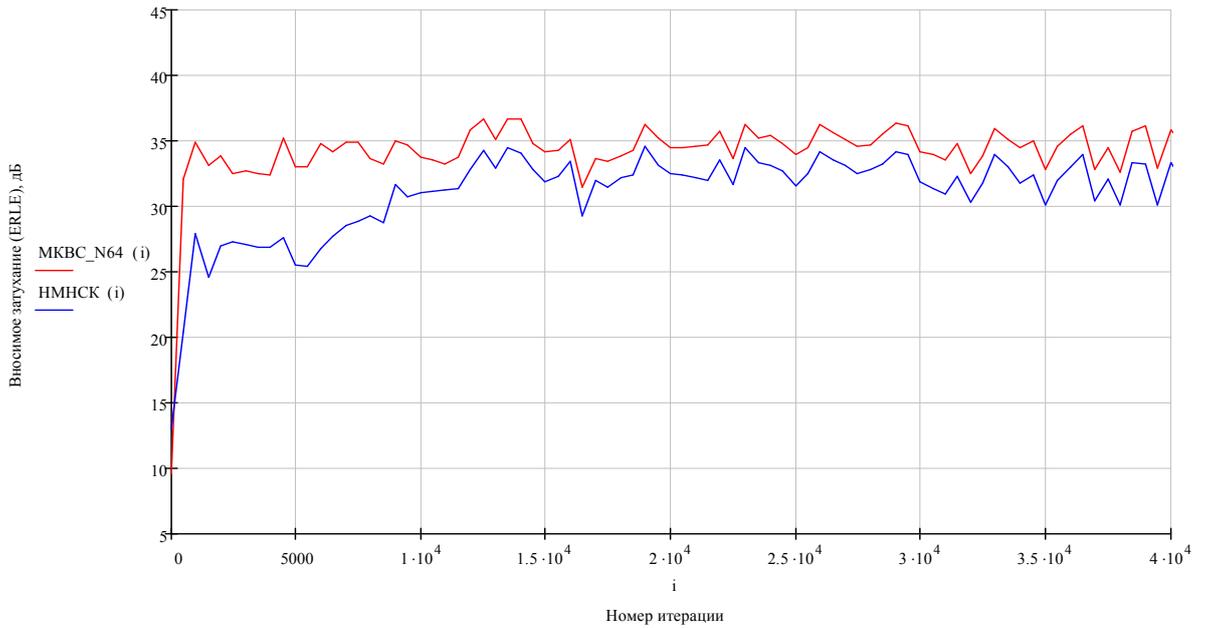


Рисунок 5.9 – Показатель ERLE для алгоритмов МКВС и НМНСК при адаптации на сигнале QAM16

Как видно из представленных рисунков, алгоритм МКВС сходится значительно быстрее алгоритма НМНСК, а также обеспечивает несколько большее затухание эхосигнала в настроенном состоянии. В условиях эксперимента выигрыш по затуханию эхосигнала в настроенном состоянии оказался в среднем порядка 3 дБ (для обоих активных сигналов). Здесь необходимо пояснить, что на выбранном отрезке речевого сигнала алгоритм НМНСК не успевает достичь максимального значения ERLE, что показали дополнительные испытания с более продолжительным отрезком речи. Еще одним интересным результатом является тот факт, что ERLE в случае сигнала QAM16 не превышает 35 дБ, хотя действия речевого сигнала он достигает 60 дБ. Причины такого ограничения не исследовались.

Закljučая сравнение скорости сходимости, важно отметить, что для МКВС, также как и для стандартного корреляционного алгоритма и НМНСК, прослеживается зависимость области допустимых значений параметра адаптации от количества весовых коэффициентов фильтра. Например, при адаптации на речевом сигнале в случае 8 -ми коэффициентов фильтра $p_{min} = 4$ (см. рис. 5.1),

тогда как в случае 128-ми коэффициентов фильтра $p_{min} = 50$. Это является одним из проявлений влияния автокорреляционных связей в активном сигнале.

Отдельного внимания заслуживает сравнение помехоустойчивости МКВС и НМНСК. На рисунке 5.10 представлена динамика показателя ERLE при адаптации в условиях наличия аддитивного шума. Здесь представлены зависимости для: НМНСК ($\mu = 0.001$); МКВС ($\rho = 1000$, $M = 64$); МКВС ($\rho = 1000$, $M = 256$); МКВС ($\rho = 1000$, $M = 4000$). Параметры адаптации выбраны таким образом, чтобы скорость адаптации была приблизительно одинаковой. Активный сигнал - QAM16. Аддитивный шум - белый шум, уровнем 0дБ относительно эхосигнала.

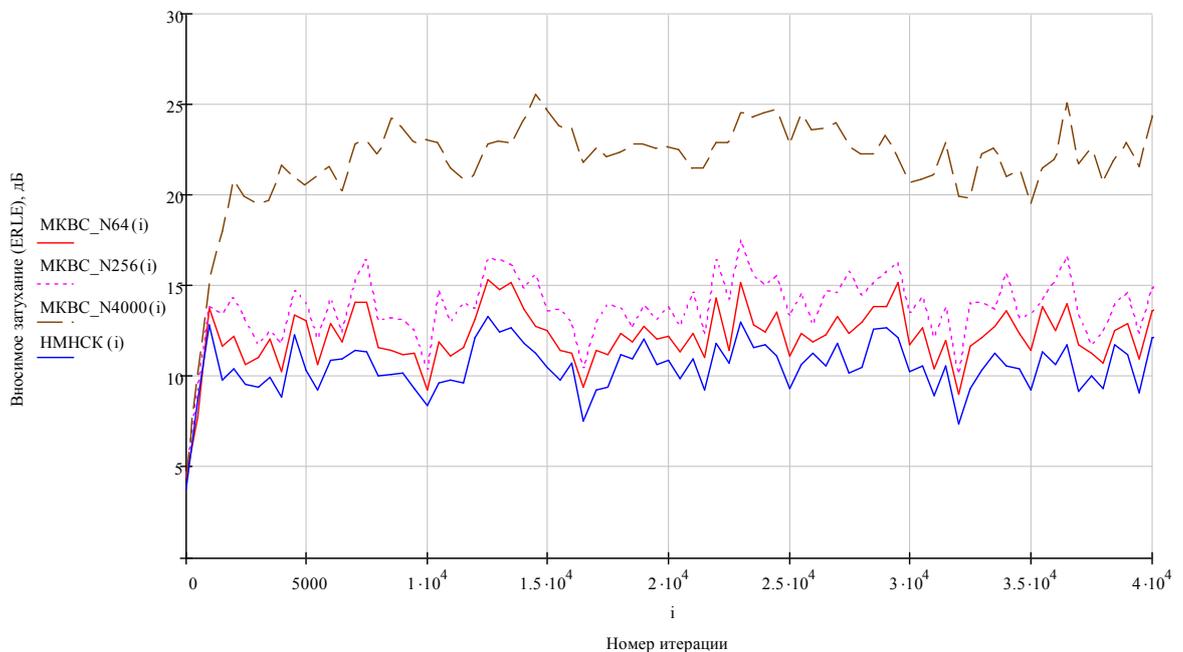


Рисунок 5.10 – Показатель ERLE при адаптации на сигнале QAM16 для МКВС и НМНСК в условиях наличия аддитивного белого шума

Как видно, для выбранного при исследовании скорости сходимости $M = 64$ показатель ERLE для МКВС в среднем оказался всего на 3дБ больше, чем для НМНСК. При $M = 256$ выигрыш составляет около 4-6дБ, а при $M = 4000$ он уже порядка 12 дБ. Таким образом, для относительно небольших N разница в помехоустойчивости НМНСК и МКВС может быть охарактеризована как незначительная, однако по мере роста M выигрыш становится существенным. Эти

результаты вполне соотносятся с данными, полученными при сравнении помехоустойчивости стандартного корреляционного алгоритма и НМНСК.

5.3 Исследование эффективности метода снижения влияния пауз в активном сигнале

В рамках исследования метода необходимо определить зависимость показателя ERLE непосредственно после действия паузы. Условия проведения эксперимента аналогичны условиям, принятым в разделе 3.8.

На рисунке 5.11 изображена полученная экспериментальная зависимость для МКВС: без детектора активного сигнала, с детектором активного сигнала и с реализацией метода снижения влияния пауз:

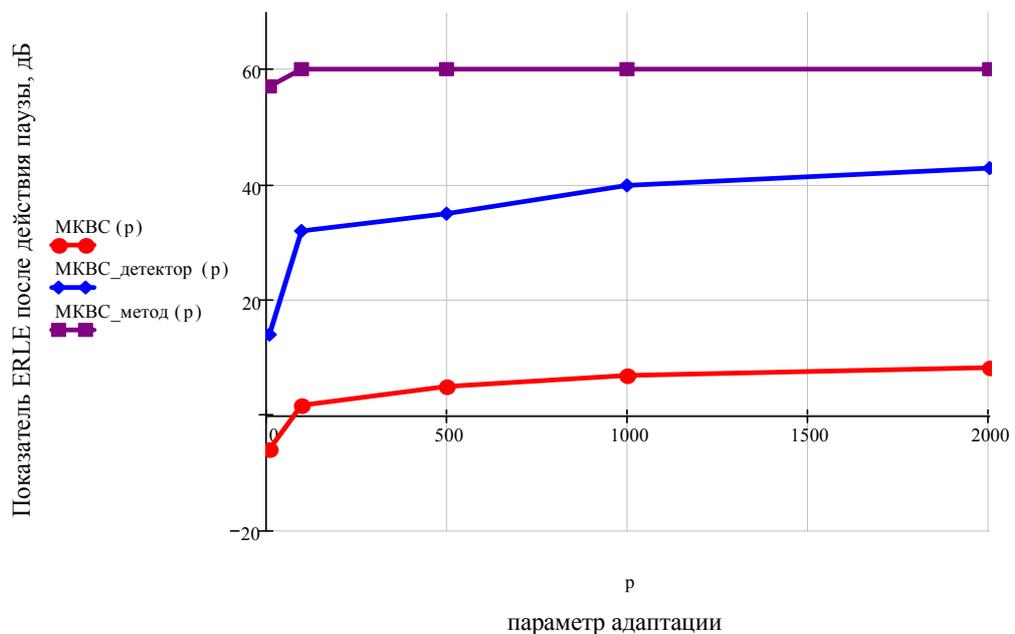


Рисунок 5.11 – Зависимость ERLE сразу после действия паузы от параметра адаптации

Как и ожидалось, применение детектора сигнала в классической схеме включения значительно снижает негативное воздействие пауз, но полностью его не устраняет. Более того, при максимальной для МКВС скорости адаптации применение детектора активного сигнала в классической схеме включения приводит к тому, что после действия паузы показатель ERLE оказывается всего

около 14 дБ. С другой стороны, применение разработанного метода снижения влияния пауз в активном сигнале практически полностью устраняет негативное влияния пауз, эхокомпенсатор практически нечувствителен к их наличию даже при максимальной скорости адаптации.

Ниже представлена зависимость уровня подавления эха от количества отсчетов оценки ВКФ:

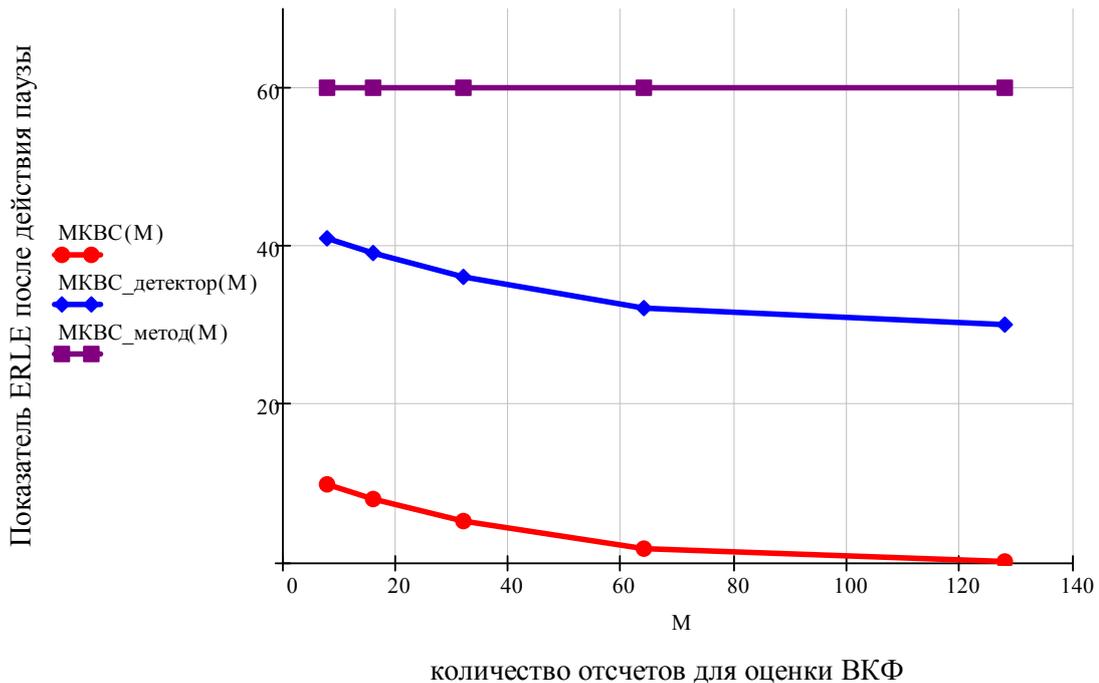


Рисунок 5.12 – Зависимость ERLE сразу после действия паузы от количества отсчетов оценки ВКФ

Из рисунка 5.12 видно, что для эхокомпенсатора с детектором в классической схеме включения зависимость ERLE от количества отсчетов оценки ВКФ аналогична зависимости для эхокомпенсатора без детектора, но абсолютное значение уровня значительно выше. При этом эхокомпенсатор с применением метода снижения влияния пауз в активном сигнале не проявляет какой-либо заметной зависимости, показатель ERLE остается на максимальном в условиях эксперимента значении.

Согласно методике проведения исследования необходим контроль влияния исследуемого метода на скорость сходимости при адаптации на сигнале без пауз.

Зависимость количества итераций до достижения ERLE 30 дБ от параметра адаптации для всех трех исследуемых вариантов эхокомпенсатора при адаптации на речевом сигнале без пауз представлена на рисунке 5.13:

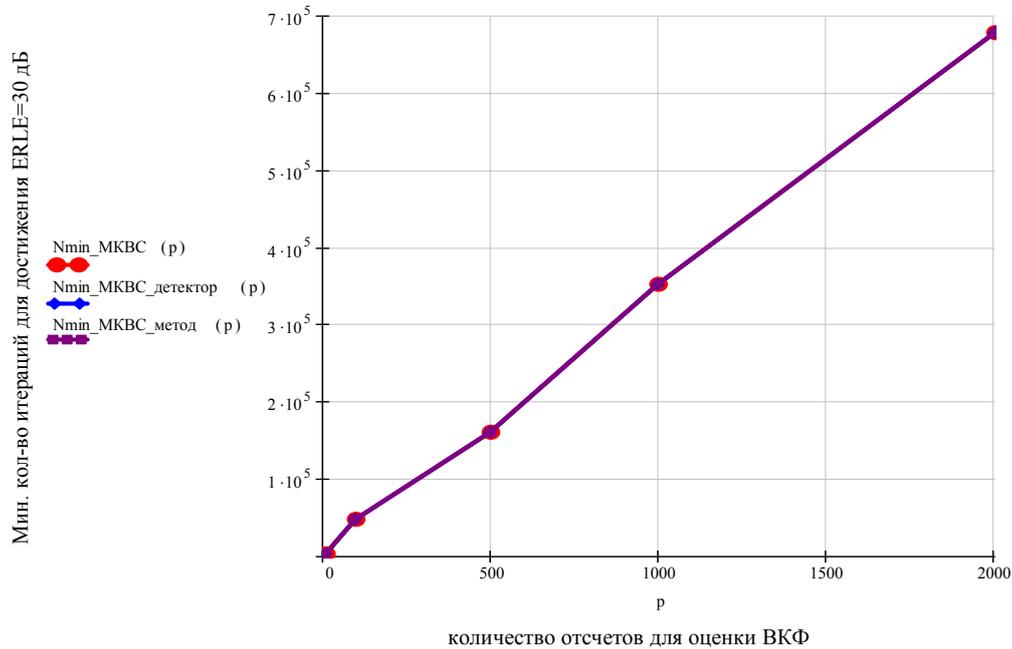


Рисунок 5.13 – Зависимость времени адаптации от параметра адаптации при адаптации на сигнале без пауз

В условиях эксперимента исследуемый метод не вносит заметных изменений скорости адаптации при адаптации на сигнале без пауз. Впрочем, следует отметить, что применение метода все-таки может увеличивать время адаптации, так как метод вносит аддитивную задержку в процесс адаптации.

5.4 Исследование эффективности метода повышения помехоустойчивости

Согласно разработанной методике в рамках исследования метода необходимо определить зависимость показателя $\rho_{\text{шум/эхо}}$ от параметра адаптации. Условия проведения эксперимента аналогичны условиям, принятым в разделе 3.4.

Исследование показало следующую зависимость $\rho_{\text{шум/эхо}}$ от параметра адаптации (начального параметра адаптации) в условиях наличия аддитивного белого шума ($M = M_{\text{нач}} = 64$):

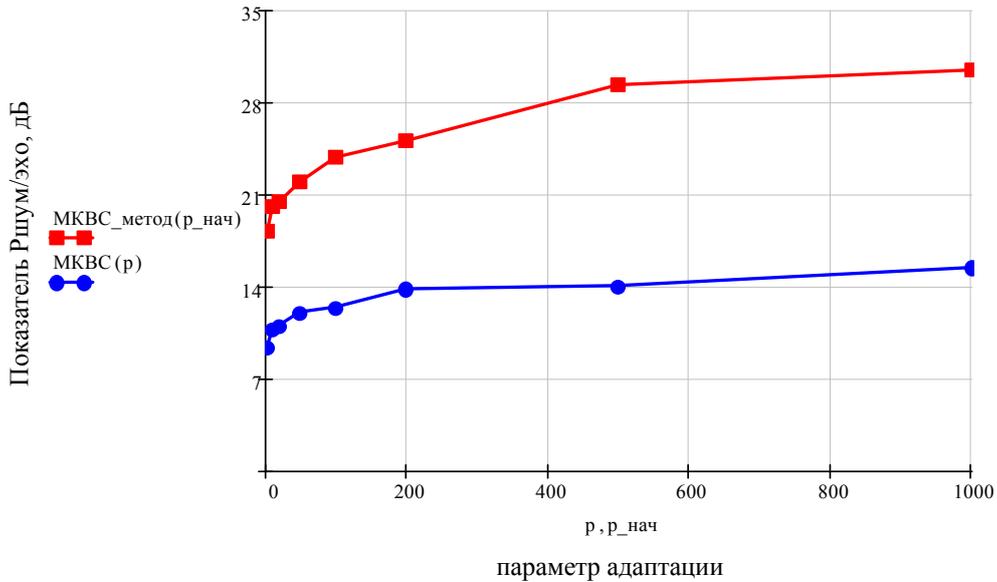


Рисунок 5.14 – Зависимость показателя $p_{\text{шум/эхо}}$ от параметра адаптации (начального параметра адаптации)

При выбранных параметрах исследуемого метода уровень подавления эхосигнала вырос на 10-15 дБ. Интересно, что повышение происходит как благодаря увеличению параметра адаптации, так и благодаря увеличению отсчетов оценки ВКФ.

Далее представлен график зависимости минимального количества итераций для достижения $ERLE = 30\text{дБ}$ от параметра адаптации для алгоритма МКВС с применением метода повышения помехоустойчивости и без него. Адаптация в условиях отсутствия аддитивного шума.

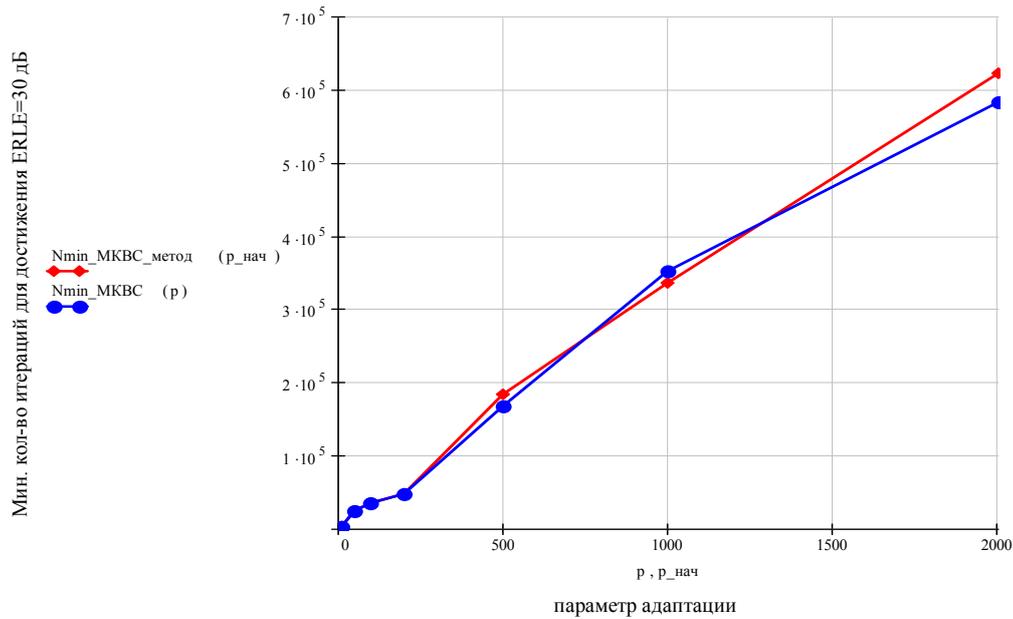


Рисунок 5.15 – Зависимость минимального количества итераций для достижения ERLE= 30дБ от (начального) параметра адаптации

Приведенные результаты экспериментов показывают, что предложенный метод позволяет значительно повысить помехоустойчивость МКВС. При этом алгоритм достигает максимального значения ERLE, который соответствует заданным шумовым условиям и начальным параметрам алгоритма, практически без снижения скорости адаптации. Настройка ниже этого значения ERLE происходит со значительно меньшей скоростью (необходимо еще порядка $5 * N_{min}$ итераций). Отдельно следует подчеркнуть, что заложенный в исследуемый метод механизм управления параметрами алгоритма сохраняет возможность быстро реагировать на параметрические воздействия.

Среди недостатков метода следует выделить, что статистические характеристики аддитивного шума могут влиять на точность определения критерия настроенности эхокомпенсатора. Это, безусловно, может негативно сказаться либо на скорости адаптации эхокомпенсатора, либо на итоговом показателе ERLE.

5.5 Выводы

1. Метод МКВС демонстрирует сравнительно высокую скорость сходимости. Согласно результатам экспериментов она оказалась выше скорости сходимости алгоритма НМНСК.

2. Метод МКВС обладает помехоустойчивостью идентичной помехоустойчивости стандартного корреляционного алгоритма. В целом помехоустойчивость алгоритма МКВС выше помехоустойчивости алгоритма НМНСК. Выигрыш в помехоустойчивости зависит от времени оценки ВКФ. Для $M = 64$ выигрыш оказывается всего 3дБ, при $M = 256$ выигрыш составляет около 4-6дБ, а при $M = 4000$ он уже порядка 12 дБ.

3. Метод снижения влияния пауз практически полностью исключает негативное влияние пауз на процесс адаптации эхокомпенсатора. В условиях проведения экспериментов, влияния метода на скорость адаптации не выявлено. Тем не менее, увеличение времени адаптации в иных условиях остается возможным.

4. Метод повышения помехоустойчивости алгоритма МКВС показывает значительное повышение вносимого затухания при адаптации в условиях наличия аддитивных шумов, но приводит к незначительному увеличению времени адаптации и снижению устойчивости к параметрическим воздействиям. При выбранных в ходе эксперимента параметрах уровень подавления эхосигнала повысился на 10-15 дБ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты работы заключаются в следующем:

1. Проведено теоретическое исследование корреляционного принципа адаптации. В рамках этого исследования осуществлен вывод системы математических выражений, описывающих процессы адаптации корреляционного алгоритма и алгоритма МКВС, и установлена их математическая связь с основными положениями винеровского оптимального оценивания.

2. Проведены практические исследования корреляционного алгоритма, которые выявили эмпирические зависимости его функциональных характеристик от параметров алгоритма, статистических характеристик активного сигнала, статистических свойств аддитивных помех, формы импульсной характеристики эхотракта, нелинейных искажений эхосигнала и т.п.

3. Разработан новый алгоритм адаптации устройств компенсации эхосигналов, получивший в работе название "минимальная корреляция виртуальных сигналов" (МКВС). Алгоритм обладает высокой скоростью сходимости, стабильностью и помехоустойчивостью.

4. Предложен способ снижения вычислительной сложности МКВС, основывающийся на быстром алгоритме умножения матрицы Тёплица на вектор. Предложенный способ позволяет построить на базе МКВС алгоритм, вычислительная сложность которого определяется $N * \log_2 N + 3 * N$ операциями умножения на итерацию. При этом вычислительная сложность оригинального алгоритма МКВС определяется $2 * N * M + N + 1$ операциями умножения и $2 * N * M + 3 * N$ операциями сложения (вычитания) на итерацию.

5. Разработан вспомогательный метод снижения влияния пауз в активном сигнале на динамику адаптации корреляционных алгоритмов. Совместные испытания МКВС и данного метода показали высокую эффективность последнего. Итоговый алгоритм остается нечувствителен к паузам в активном сигнале даже при максимальных скоростях адаптации.

6. Разработан вспомогательный метод повышения помехоустойчивости алгоритмов, реализующих корреляционный принцип. Совместное исследование предложенного метода и МКВС показали значительное повышение помехоустойчивости при контролируемом итоговом снижении скорости адаптации. С выбранными в рамках исследования параметрами вносимое затухание повысилось на 12 дБ.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АКФ	Автокорреляционная функция
АКМ	Автокорреляционная матрица
АДС	Адаптируемая дифференциальная система
АЛ	Абонентская линия
АРУ	Автоматическая регулировка уровня
АТС	Автоматическая телефонная станция
БИХ	Бесконечная импульсная характеристика
ВАХ	Вольт-амперная характеристика
ВКФ	Функция взаимной корреляции
ДВР	Детектор встречного разговора
ДОР	Детектор одностороннего разговора
ДР	Детектор речи
ДС	Дифференциальная система
КИХ	Конечная импульсная характеристика
КС	Коммутационная станция
ИХ	Импульсная характеристика
МКВС	Минимальная корреляция виртуальных сигналов
МСЭ-Т	Международный союз электросвязи сектор телекоммуникации
НМНСК	Нормализованный метод наименьших средних квадратов
НП	Нелинейный процессор
ОНП	Обратное направление передачи
ПНП	Прямое направление передачи
ПО	Программное обеспечение
РНК	Рекурсивный метод наименьших квадратов
РФ	Российская Федерация
СБДС	Самобалансирующаяся дифференциальная система
СЛАУ	Система линейных алгебраических уравнений

СПД	Система передачи данных
СЭЗ	Скорректированный эквивалент затухания
ТА	Телефонный аппарат
ТфОП	Телефонная сеть общего пользования
ЦСП	Цифровая система передачи
ЦОС	Цифровая обработка сигналов
ЦФ	Цифровой фильтр
ЭЗ	Эхозаградитель
ЭК	Эхокомпенсатор
ЭТ	Эхотракт
ЭПУ	Эхоподавляющее устройство
АЕС	Acoustic echo canceller
ANSI	American national standard institute
DSL	Digital subscriber line
ERLE	Echo return loss enhancement
GSM	Group special mobile
ITU	International telecommunication union
LMS	Least mean square
NLMS	Normalized least mean square
OFDM	Orthogonal frequency division multiplexing
PAM	Pulse amplitude modulation
QAM	Quadrature amplitude modulation
RLS	Recursive least square
VoIP	Voice over Internet Protocol

СПИСОК ОБОЗНАЧЕНИЙ

x_i	Отсчет активного сигнала
$X_{N,i}$	Вектор значений активного сигнала
e_i	Отсчет эхосигнала
s_i	Отсчет копии эхосигнала
z_i	Отсчет остаточного эхосигнала
$z'_{j,i}$	Отсчет виртуального остаточного эхосигнала
H_N	Вектор оптимальной оценки импульсной характеристики
$H_{N,i}$	Вектор текущей оценки импульсной характеристики
ε	Индекс отсчета импульсной характеристики
$h_i(\varepsilon)$	ε -ный коэффициент фильтра
N	Количество коэффициентов фильтра
M	Количество отсчетов оценки ВКФ
L	Количество отсчетов оценки ERLE
D_x	Дисперсия активного сигнала
$E\{*\}$	Операция усреднения по ансамблю реализаций
i	Индекс дискретного времени
$P_{N,i}$	Вектор взаимной корреляции сигналов X_i и E_i
P_{XZ_N}	Вектор взаимной корреляции сигналов X_i и Z_i
R_N	Автокорреляционная матрица активного сигнала X_i

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аладин, В.М. Эхокомпенсатор как средство измерения времени конечной задержки / В.М. Аладин, О.Ю. Мусатова, С.С. Шаврин // Электросвязь. – 2008. – №7. – С. 24-25.
2. Аппаратура эхозаграждения и эхокомпенсации для линий связи. ОСТ 45.97-97 – Москва, 1997. – 28с.
3. Айфичер, Э. Цифровая обработка сигналов: Пер. с англ. / Э. Айфичер, Б. Джервис – М.: Вильямс, 2004. — 992 с.
4. Баева, Н. Н. Многоканальные системы передачи: Учебник для вузов / Баева [и др.]; под ред. Н. Н. Баевой и В. Н. Гордиенко. – М.: Радио и связь, 1996. – 560 с.
5. Бауман, Э.Д. Корреляционная функция, энергетический спектр и информационная емкость огибающей речевого сигнала/ Э.Д. Бауман, В.С. Мартынов // Техника проводной связи. – 1976. – №9. – С. 36-43.
6. Богданович, Б.М. Нелинейные искажения в приемо-усилительных устройствах / Б.М. Богданович – М.: Связь, 1980. – 280 с., ил.
7. Вайксельбаум, Ш. Современные методы и тенденции развития средств цифровой эхокомпенсации / Ш. Вайксельбаум, С.С. Шаврин – М., 1991. – Деп. в ЦНТИ "Информсвязь" 17.10.91, № 1967св.
8. Витязев, В.В. Многоскоростная обработка сигналов – М.: Горячая линия / В.В. Витязев – Телеком, 2017. – 336 с.: ил.
9. Витязев, В.В. Цифровая обработка сигналов в задачах эхокомпенсации: тематический обзор (часть 1) / В.В. Витязев, Е.П. Кузнецов // Цифровая обработка сигналов – 2006. – №3. – С. 8-19.
10. Витязев, С.В. Методы и алгоритмы узкополосной фильтрации в радиочастотных системах: Автореф. дис. канд. техн. наук. / С.В. Витязев — Рязань: РГРУ, 2013. — 19 с.
11. Вемян, Г.В. Передача речи по сетям электросвязи. / Г.В. Вемян – М.: Радио и связь, 1985. – 272с.: ил.

12. Воеводин, В.В. Вычислительные процессы с теплицевыми матрицам / В.В. Воеводин, Е.Е. Тыртышников – М.: Наука, 1987. – 320с.
13. Гордиенко, В.Н. О некоторых результатах исследования влияния эхосигналов на процесс передачи речи при использовании методов сжатия / В.Н. Гордиенко, Н.Н. Федоткин, С.С. Шаврин // Тез. докл. науч. конф. профессорско-преподавательского, научного и инженерно-технического состава. – М.: МТУСИ. – 2005.– Книга 1. - С. 172.
14. Грант, П. Адаптивные фильтры: Пер. с англ. Лихацкой Н.Н., Ряковского С.М. / П. Грант, К. Коуэн, Б. Фридлендер и др. – М.: Мир, 1988. — 392 с.
15. Гудкова, Н.В. Приложение принципов цифровой адаптивной фильтрации к задаче управления динамическим объектом с неизвестной математической моделью / Н.В. Гудкова // Цифровая обработка сигналов – 2013. – №1. – С. 61-66.
16. Джиган, В.И. Адаптивные фильтры и их приложения в технике и связи / В.И. Джиган // Современная электроника. – 2009. – №9. – С. 59-63.
17. Джиган, В.И. Адаптивные фильтры: современные средства моделирования и примеры реализации / В.И. Джиган // Электроника. – 2012. – №7. – С. 106-125.
18. Джиган, В.И. Адаптивная фильтрация: теория и алгоритмы / В.И. Джиган – М.: Техносфера, 2013 – 528 с.
19. Джиган, В.И. История, теория и практика адаптивной обработки сигналов / В.И. Джиган // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2012. Сборник трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2012. – С. 30-37.
20. Джиган, В.И. Многоканальный быстрый RLS-алгоритм адаптивной фильтрации для параллельной реализации с помощью четырех процессоров / В.И. Джиган // Вестник МГТУ им. Н. Э. Баумана. Серия Приборостроение. — 2005. — №1. — С. 83-99.

21. Джиган, В.И. Быстрый многоканальный алгоритм аффинных проекций с комплексными коэффициентами для адаптивной фильтрации / В.И. Джиган // Доклады 5-ой Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение (DSPА-2003)» (ИПУ РАН им. В.А. Трапезникова, 12-14 марта 2003 г.) – Москва, 2003. – Том 1. – С. 39-44.

22. Душин, С.В. Анализ возможностей современных эхокомпенсационных механизмов / С.В. Душин, С.С. Шаврин // Вестник связи. – 2011. – №12. – С. 41-46.

23. Душин, С.В. Влияние параметрических изменений эхотракта на работу взаимокорреляционного эхокомпенсатора / С.В. Душин, С.С. Шаврин // Т-Comm – 2011. – №8. – С. 47-49.

24. Душин, С.В. Исследование возможности снижения влияния автокорреляционных связей в активном сигнале на динамику адаптации взаимокорреляционного алгоритма / С.В. Душин // Проектирование и технология электронных средств. – 2013. – № 2. – С. 9-12.

25. Душин, С.В. Исследование причин снижения эффективности базовых алгоритмов компенсации эха / С.В. Душин, С.С. Шаврин // Вестник связи. – 2012. – №7. – С. 18-21.

26. Душин, С.В. Новый рекурсивный алгоритм адаптивной настройки механизмов компенсации эхосигналов: минимальная корреляция виртуальных сигналов / С.В. Душин // Материалы 19-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение (DSPА-2017)» (ИПУ РАН им. В.А. Трапезникова, 29-31 марта 2017 г.) – Москва, 2017. – Том 1. – С. 126-131.

27. Душин, С.В. Стабильность взаимокорреляционного эхокомпенсатора / С.В. Душин, С.С. Шаврин // Материалы IX Международной научно-технической конференции «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения» INTERMATIC – Москва, 2010. – Ч.3 – С. 155-158.

28. Душин, С.В. Сходимость корреляционного алгоритма адаптации / С.В. Душин, С.С. Шаврин // Вестник связи. – 2013. – №1. – С.24-26.

29. Душин, С.В. Повышение помехоустойчивости взаимокорреляционного алгоритма подавления эхосигнала / С.В. Душин, С.С. Шаврин // Вестник связи. – 2013. – №11. – С. 45-48.
30. Душин, С.В. Теоретические основы корреляционного алгоритма адаптации / С.В. Душин // Материалы 72-й Международной конференции "Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий" посвященная дню радио – Москва, 2017. – С. 297-301.
31. Душин, С.В. Устранение негативного влияния пауз на работу устройств компенсации эха / С.В. Душин, С.С. Шаврин // Вестник связи. – 2013. – №4. – С. 32-35.
32. Капустин, С.В. Адаптация взаимокорреляционного эхокомпенсатора в условиях действия АБГШ на эхосигнал / С.В. Капустин // Московская отраслевая научно-техническая конференция «Технологии информационного общества» – Москва, 2007. – С. 91-92.
33. Капустин, С.В. Исследование механизмов компенсационного подавления эхосигналов для диагностики качества телефонной передачи / С.В. Капустин // Международный форум информатизации (МФИ-2005): Труды конференции "Телекоммуникационные и вычислительные системы". – Москва, 2005. – С.206-207.
34. Капустин, С.В. Исследование принципов и разработка методов косвенной интегральной оценки качества телефонной передачи: Диссерт. на соискание уч. степени к.т.н. — Москва: МТУСИ, 2009. — 149 с.
35. Кловский, Д.Д. Теория электрической связи: Учебник для вузов / Д.Д. Кловский [и др.]; под ред. Д. Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 1999. – 432 с.
36. Кондратьев, К.В. Адаптивный алгоритм определения параметров рекурсивного цифрового фильтра для компенсации акустической обратной связи / К.В. Кондратьев, В.А. Углев, О.В. Непонящий, В.Н. Сергеевич // Цифровая обработка сигналов - 2013. – №4. – С. 72-76.

37. Костров, Б.В. Адаптивная фильтрация изображений со структурными искажениями / Б.В. Костров, В.А. Саблина // Цифровая обработка сигналов. – 2008. – №4. – С. 49-53.
38. Кузнецов, Е.П. Методы и алгоритмы адаптивной эхо-компенсации: сравнительный анализ эффективности применения / Е.П. Кузнецов // Цифровая обработка сигналов. – 2007 – №2 – С. 26-34.
39. Левин, Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин – М.: Советское радио. – 1966. – 728 с.
40. Мезин, В.Ю. Универсальный эхокомпенсатор для речевых и неречевых сигналов / В.Ю. Мезин, С.С. Шаврин // Тез. докл. LI Научной сессии, посвященной Дню радио – Москва, 1996 . – С. 175.
41. Мусатова, О.Ю. Результаты оптимизации характеристик корреляционного эхокомпенсатора / О.Ю. Мусатова, М.А. Рogaцкая, С.С. Шаврин // Материалы 13-й межрегиональной конференции «Обработка сигналов в системах телефонной связи и вещания», Пушкинские Горы, 5-12 июля – Москва, 19-20 октября 2004 г. – М.: МТУСИ, 2004. – С. 126.
42. Мусатова, О.Ю. Комбинированное подавление эхосигналов в телефонных сетях / О.Ю. Мусатова, С.С. Шаврин // Материалы третьей Международной научно-технической конференции "Перспективные технологии в средствах передачи информации - ПТСПИ'99". – Владимир: Связьоценка, 1999. – С. 41-42.
43. Мусатова, О.Ю. Эхокомпенсаторы на ВСС России / О.Ю. Мусатова, С.С. Шаврин // Тез. докл. восьмой Межрегиональной конференции "Обработка сигналов в системах двусторонней телефонной связи", Пушкинские Горы, 1998 г. – М.: МТУСИ, 1998. – С. 85.
44. Оппенгайм, А. Цифровая обработка сигналов: пер. с англ. / А. Оппенгайм, Р. Шаффер; под ред. С.Я. Шаца – М.: Связь, 1979. – 416 с., ил.
45. Рogaцкая, М.А. Исследование вопросов подавления эхосигналов в уплотненных телефонных каналах / М.А. Рogaцкая, С.С. Шаврин // Материалы 13-й межрегиональной конференции «Обработка сигналов в системах телефонной

связи и вещания», Пушкинские Горы, 5-12 июля – Москва, 19-20 октября 2004 г. – М.: МГУСИ, 2004. – С. 134.

46. Рогацкая, М.А. Основные алгоритмы адаптации, используемые для компенсации эхосигналов в системах связи / М.А. Рогацкая, С.С. Шаврин // Материалы 5-ой Международной научно – технической конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации». – Владимир: Связьоценка, 2003. – С. 135-136.

47. Рогацкая, М.А. Подавление эффекта электрического эха в мобильных сетях / М.А. Рогацкая, С.С. Шаврин // Вестник связи. – 2007. – №1. – С. 39-42.

48. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов: учебн. пособие. 3-е изд. / А.Б. Сергиенко — С.Пб.: БХВ-Петербург, 2011. — 768 с.

49. Сергиенко, А.Б. Алгоритмы адаптивной фильтрации: Особенности реализации в MatLab / А.Б. Сергиенко // Среда разработки – 2003. – № 1.– С. 18-28.

50. Снегов, А.Д. Автоматизация выбора структуры и расчета параметров балансного контура дифференциальной системы канала ТЧ / А.Д. Снегов // Пятая Межрегиональная конференция "Обработка сигналов в системах двусторонней телефонной связи". Тезисы докладов – Москва-Новосибирск, 1995 – С. 203-205.

51. Снегов, А.Д. Согласование полных сопротивлений в абонентском шлейфе / А.Д. Снегов // Труды конференции «Телекоммуникационные и вычислительные системы» – Москва, 1999 – С.157.

52. Уидроу Б., Адаптивная обработка / Б. Уидроу, С. Стриз; пер. с англ. под редакцией Шахгильдяна В.В. – М: Радио и связь, 1989 – 440с.

53. Фомин, В.Н. Рекуррентное оценивание и адаптивная фильтрация / В.Н. Фомин – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1984. – 288 с.

54. Цыбулин, М.К. Подавление электрического эха в телефонных каналах / М.К. Цыбулин – М.: Радио и связь, 1988. – 112 с.

55. Цыбулин, М.К. Эхозаградительные устройства на сетях связи / М.К. Цыбулин – М.: Радио и связь, 1979.

56. Цыбулин, М.К. Новые алгоритмы управления эхоподавляющими устройствами на сети связи / М.К. Цыбулин, С.С. Шаврин // Тез. докл. XXXVIII Всесоюзной научной сессии, посвященной Дню Радио. – Москва, 1983. – Ч.1. – С. 23-24.
57. Шаврин, Д.С. Исследование и разработка методов компенсации эхосигналов при нелинейных воздействиях в эхотракте: Дис. ... канд. техн. наук: 05.12.13 / Шаврин Дмитрий Сергеевич. – Москва: МТУСИ, 2006. – 158 с.
58. Шаврин, Д.С. Результаты исследования линейных и нелинейных характеристик эхотрактов на сети связи РФ / Д.С. Шаврин // Электросвязь. – 2006. – № 9. – С. 47-50.
59. Шаврин, Д.С. Подавление нелинейных составляющих эхосигналов / Д.С. Шаврин // Вестник связи. – 2006. – № 9. – С. 81-83.
60. Шаврин, С.С. Развитие теории и техники подавления эффекта электрического эха в телекоммуникациях: Диссерт. на соискание уч. степени д.т.н.: 05.12.13 / Шаврин Сергей Сергеевич. — Москва: МТУСИ, 2009. — 340 с.
61. Шаврин, С.С. Проблема субъективного восприятия эхосигналов в системах связи / С.С. Шаврин // VI Международная научно-техническая конференция «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения» INTERMATIC – Москва. – 2008. – С.2 36 -246.
62. Шаврин, С.С. Влияние погрешности восстановления частоты эхосигнала на сходимость алгоритмов адаптивной настройки эхокомпенсаторов / С.С. Шаврин // Материалы 16-й межрегиональной научно – технической конференции «Обработка сигналов в системах наземной радиосвязи и оповещения» – М.: МТУСИ, 2008. – С. 187.
63. Шаврин, С.С. Исследование и разработка методов оптимального управления эхоподавляющими устройствами на автоматически коммутируемой телефонной сети: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.13 / Шаврин Сергей Сергеевич. – Москва, 1991. – 234 с.

64. Шаврин, С.С. Компенсационный принцип подавления сигналов обратной связи в радиотрансляторах сетей СПС / С.С. Шаврин, П.А. Агафонов // Электросвязь. – 2011. – № 1. – С. 30-33.

65. Шаврин, С.С. Модель влияния несогласованности двухпроводной линии на характеристики эхосигнала / С.С. Шаврин // Материалы 16-й межрегиональной научно – технической конференции «Обработка сигналов в системах наземной радиосвязи и оповещения», Пушкинские Горы – Москва, июль 2008 г. – М.: МТУСИ, 2008. – С. 188-189.

66. Шаврин, С.С. Новый алгоритм работы эхокомпенсатора и результаты исследования его характеристик / С.С. Шаврин // Тез. докл. второй межрегиональной конференции "Обработка сигналов в системах двусторонней телефонной связи", Москва-Пушкино, 1993 г. – М.: МТУСИ, 1993. – С. 54.

67. Шаврин, С.С. Электрическое эхо: заграждать или компенсировать? / С.С. Шаврин // Вестник связи. – 2005. – №1. – С. 29-32.

68. Шаврин, С.С. Влияние пауз в речевом сигнале на сходимость алгоритмов адаптации эхокомпенсаторов / С.С. Шаврин, О.Ю. Мусатова // Материалы 16-й межрегиональной научно – технической конференции «Обработка сигналов в системах наземной радиосвязи и оповещения», Пушкинские Горы – Москва, июль 2008 г. – М.: МТУСИ, 2008. – С. 192-193.

69. Шаврин, С.С. Компактный алгоритм корреляционного эхокомпенсатора / С.С. Шаврин, О.Ю. Мусатова // Материалы тринадцатой межрегиональной конференции «Обработка сигналов в системах телефонной связи и вещания». – М.: МТУСИ, 2004. – С.135.

70. Шаврин, С.С. Модель параметрических отклонений характеристик эхотрактов, обусловленных влиянием акустической составляющей эхосигнала / С.С. Шаврин, А.Б. Шемякин // Т-Comm – Телекоммуникации и транспорт. – 2008. – №6 . – С. 32-33.

71. Acoustic echo canceller card MY4-AEC. Owner's manual. – Yamaha Corporation – 2011.

72. Acoustic echo canceller. White paper. / H. Okumura – Yamaha Corporation – June 2011.
73. Albu, F. Improved Set-Membership Partial-Update Pseudo Affine Projection Algorithm / F. Albu, P. S. R. Diniz. // in Proc. of ICCACI 2016 – Jaipur, India – 2016.
74. Albu, F. Nonlinear adaptive filtering with a family of kernel affine projection algorithms / F. Albu, K. Nishikawa // Advances in Computational Intelligence and Robotics, IGI-Global – 2015. – P. 66-89.
75. Agarwal, A. Acoustic noise cancellation using robust RLS algorithm: A competitive results analysis / A. Agarwal, P. Shukla // International journal of advances in engineering and technology – 2012. – Vol. 4. – P. 502-507.
76. Benesty, J. An optimized NLMS algorithm for system identification / J. Benesty, S. Ciochina, C. Paleologu // Signal Processing – 2016. – Vol. 118 . – P. 115-121.
77. Benesty, J. Widely linear general Kalman filter for stereophonic echo cancellation / J. Benesty, S. Ciochina, C. Paleologu // Signal Processing – 2014. – Vol. 94. – P. 570-575.
78. Benesty, J. Advances in Network and Acoustic Echo Cancellation / J. Benesty, T. Gansler, D.R. Morgan, M.M. Sondhi, S.L Gay – Berlin, 2001 – 222p.
79. Benesty, J. A frequency domain stereophonic acoustic echo canceller exploiting the coherence between the channels / J. Benesty, A. Gilloire, Y. Grenier // J.Acoust. Soc. Am. –1999. – Vol. 106 – P. L.30-L.35.
80. Benesty, J. Synthesized stereo combined with acoustic echo cancellation for desktop conferencing / J. Benesty, D.R. Morgan, J.L. Hall, M.M. Sondhi // Bell Labs Tech. J. – 1998. – Vol.3 – P. 148-158.
81. Bernardt, M. A Robust Wireless OFDM Echo Cancellation System / M. Bernardt, F. Gregorio, E. Couseau // XV Working Meeting on Information Processing and Control –2013. – P. 801-807.

82. Choi, Y. Simultaneous transmission and reception: Algorithm, Design and level system performance / Y. Choi, H. Shirani-Mehr // To appear in IEEE Trans. on wireless communications – 2013.
83. Chen, J. 3D audio and virtual acoustical environment synthesis // Acoustic Signal Processing for Telecommunication / Chen, J. – Kluwer Academic Publishers – 2000. – chap. 13. – P. 283-301.
84. Ciochina, S. An Optimized NLMS Algorithm for Acoustic Echo Cancellation / S. Ciochina, C. Paleologu, J. Benesty, S. L. Grant // Signal processing 118. – 2016. – P.115-121.
85. Cioffi, J. M. Fast, recursive-least squares transversal filters for adaptive filtering / J.M. Cioffi, T. Kailath // IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing.— 1984.— Vol. 32. — №2. — P. 304 — 337.
86. Comminiello, D. An Efficient Nonlinear Acoustic Echo Canceller for Low-Cost Audio Devices / D. Comminiello, A. Grosso, F. Cagnetti, Uncini // University of Rome – 2013.
87. Dentino, M. Adaptive filtering in frequency domain / M. Dentino, J. McCool, B. Widrow // Proceedings of the IEEE. — 1978. — Vol. 66. — №12. — P. 1658—1659.
88. Duttweiler, D. L. Proportionate normalized least-mean-squares adaption in echo cancellers / D.L. Duttweiler // IEEE Trans. Speech Audio Processing – Vol. 8 – 2000. – P. 508-518.
89. Gansler, T. Double-talk robust fast converging algorithms for network echo cancellation / T. Gansler, S.L. Gay, M.M. Sondchi, J. Benesty // IEEE Trans. Speech Audio Processing – Vol. 8 –2000. – P. 656-663.
90. Gay, S.L The fast affine projection algorithm / S.L. Gay, S. Tavathia // Proceedings of the International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing. — Detroit, Michigan, US. — 1995. — Vol. 5. — P. 3023—3026.
91. Hassibi, B. The p-norm generalization of the LMS algorithm / B. Hassibi, J. Kivinen, M.K. Warmuth // IEEE Transactions on Signal Processing – 2006. – Vol. 54. – №5. – P. 1782-1793.

92. Hassibi, B. H^1 optimality of the LMS algorithm / B. Hassibi, A.H. Sayed, T. Kailath // IEEE Trans. Signal Processing – 1996. – Vol. 44. – №2 – P. 267–280.
93. Haykin, S. Adaptive filter theory (5-th edition) / S. Haykin — Prentice Hall, 2014. — 936p.
94. How to choose an acoustic echo canceller. Application note - Polycom Incorporated – 2004.
95. ITU-T. Recommendation G.122. Influence Of National Systems On Stability And Talker Echo In International Connections. – Helsinki, 1994. – 15p.
96. ITU-T. Recommendation G.126. Listener Echo in Telephone Networks. – Helsinki, 1993. – 11p.
97. ITU-T. Recommendation G.131. Talker Echo And Its Control – Geneva, 2003. – 18p.
98. ITU-T. Recommendation G.164. Echo suppressors. – Geneva, 1988. – 36p.
99. ITU-T. Recommendation G.165. Echo cancellers. – Helsinki, 1993. – 31p.
100. ITU-T. Recommendation G.167. Acoustic echo cancellers. – Helsinki, 1994. – 20p.
101. ITU-T. Recommendation G.168. Digital Network Echo Cancellers. – Geneva, 2015. – 154p.
102. ITU-T. Recommendation G.711. Pulse code modulation (PCM) of voice frequencies. – Geneva, 1993. – 12p.
103. ITU-T. Recommendation G.729. Coding Of Speech At 8 kbit/s Using Conjugate – Structure Algebraic – Code – Excited Linear – Prediction (CS – ACELP). – Geneva, 2013. – 152p.
104. ITU-T Recommendation G.732. Characteristics of Primary PCM Multiplex Equipment Operating at 2048 kbit/s. – Geneva, 1988. – 9p.
105. ITU-T Recommendation G.161 Interaction aspects of signal processing network equipment . – Geneva, 2013. – 44p.
106. ITU-T Recommendation H.230 Frame-synchronous control and indication signals for audiovisual systems. – Geneva, 2009. – 34p.

107. ITU-T Recommendation H.261 Video codec for audiovisual services at p x 64 kbit/s. – Helsinki, 1993. – 29p.
108. ITU-T Recommendation H.263 Video coding for low bit rate communication. – Geneva, 1998. – 167p.
109. ITU-T Recommendation H.323 Packet-based multimedia communications systems. – Geneva, 2009. – 320p.
110. ITU-T. Recommendation P.340. Transmission characteristics and speech quality parameters of hands-free terminals. – Geneva, 2001 – 48p.
111. ITU-T. Recommendation P.831. Subjective performance evaluation of network echo cancellers. – Geneva, 1998. – 33p.
112. ITU-T Recommendation P.861. Objective quality measurement of telephone-band (300-3400 Hz) speech codecs. – Geneva, 1998. – 43p.
113. Li, Y. Channel Estimation Based on a Reweighted Least-Mean Mixed-Norm Adaptive Filter Algorithm / Y. Li, Y. Wang, F. Albu // in Proc. of Eusipco, Budapest, Hungary – 2016. – P. 2380-2384.
114. Lucky, R.W. The adaptive equalizer / R.W. Lucky // IEEE Signal Processing Magazine. — 2006. — Vol. 23. — №3. — P. 104—107.
115. Lindstrom, F. A hybrid acoustic echo canceller and suppressor / F. Lindstrom, C. Schuldt, I. Claesson // Signal processing – 2006. – P. 739-749.
116. Medhat Nasr, K. Performance of an Echo Canceller and Channel Estimator for On-Channel Repeaters in DVB-T/H Networks / K. Medhat Nasr, J. Cosmas // IEEE trans. on broadcasting – 2007. – Vol. 53. – № 3. – P. 609-618.
117. Ozeki, K. An adaptive filtering algorithm using orthogonal projection to an affine subspace and its properties / K. Ozeki, K. Umeda // Trans. IECE Japan. — 1984. — Vol.J67A.— №2. — P. 126—132.
118. Rupp, M. Digital signal processing handbook, Chapter 20 "Robustness issues in adaptive filtering"/ M. Rupp, A. Sayed – CRC Press LLC – 1999.
119. Sayed, A.H. Adaptive filters / A.H. Sayed — Hoboken, New Jersey, US: John Wiley and Sons, Inc., 2008. — 785 p.

120. Shin, H. Variable Step-Size NLMS and Affine Projection Algorithms / H. Shin, A.H. Sayed // IEEE signal processing letters – 2004. – Vol.11.– №2. – P. 132-135.
121. Sondhi, M.M. An adaptive echo canceller / M.M. Sondhi // Bell Syst. Tech. J., – 1967– Vol. 46. – P. 497-511.
122. Sondhi, M.M. "Adaptive echo cancellation for speech signals", in advances in Speech Signal Processing / M.M. Sondhi, W. Kellermann – New York: Marcel Dekker, 1992. – P. 327-356.
123. Sondhi, M.M. The History of Echo Cancellation / M.M. Sondhi // IEEE signal processing magazine – 2006. – P. 95-102.
124. Sondhi, M.M. Stereophonic acoustic echo cancellation – an overview of the fundamental problem / M.M. Sondhi, D.R. Morgan, J.L. Hall // IEEE Signal Processing Lett. – 1995 – Vol. 2.– P. 148-151.
125. Spencer, R. Analog front ends for Ethernet on Copper / R. Spencer // IEEE 10Gb/s workgroup – 2003.
126. Tarrab, M. Convergence and performance analysis of the Normalized LMS algorithm with uncorrelated Gaussian data / M. Tarrab, A. Feuer // IEEE Transactions on Information Theory. – 1988. – V.34. – № 4. – P. 680–691.
127. Tyagi, R. Analysis the results of acoustic echo cancellation for signal processing using LMS adaptive filtering algorithm / R. Tyagi // International journal of computer applications – 2012. – Vol. 56 – P.7–11.
128. Young P. Recursive estimation and time-series analysis / P. Young – New York, 2001. – 504p.
129. Widrow, B. Stationary and nonstationary characteristics of the LMS adaptive filter / B. Widrow, J. M. McCool, M.G. Larimore, C.R. Johnson // Proceedings of the IEEE. — 1976. — Vol. 64. — №8. — P. 1151—1162.
130. Widrow, B. Thinking about Thinking: The discovery of the LMS Algorithm / B. Widrow // IEEE signal processing magazine – 2005. – P. 100-105.
131. Zulfiquar A. Robust Recursive Least-Squares Adaptive-Filtering Algorithm for Impulsive-Noise Environments / A. Zulfiquar, A. Andreas // IEEE signal processing letters – 2011. – P. 185-188.

ПРИЛОЖЕНИЕ А. СХЕМЫ ПРОВЕДЕНИЯ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КОРРЕЛЯЦИОННОГО АЛГОРИТМА

А.1 Исследование помехоустойчивости

Условия и схема проведения исследования

Структурная схема исследования представлена на рисунке А.1:

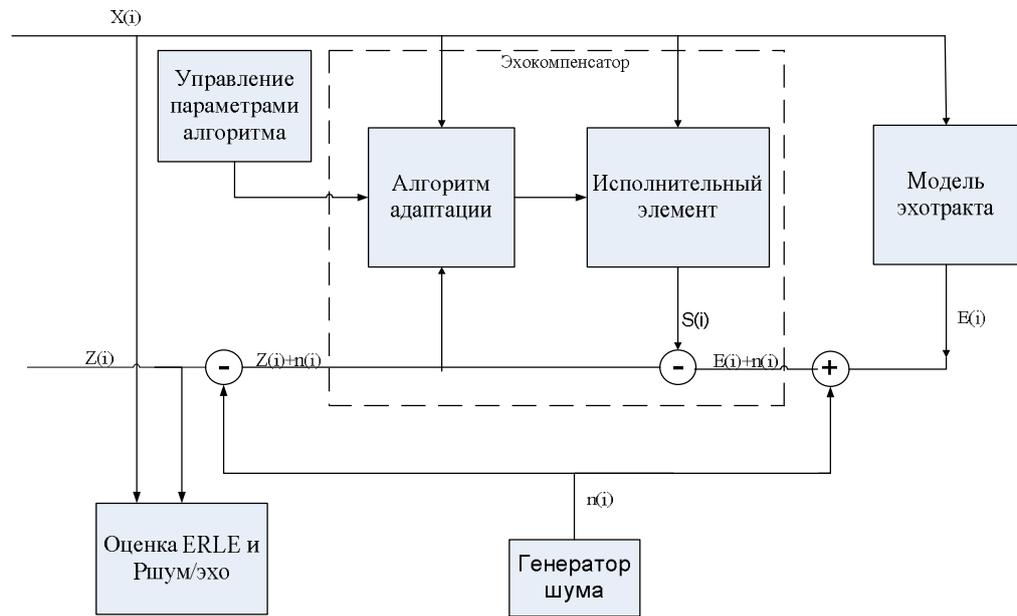


Рисунок А.1 – Схема исследования помехоустойчивости

Для оценки эффективности работы эхокомпенсатора в условиях наличия аддитивных шумов разумно наблюдать уровень аддитивного шума относительно уровня остаточного эхосигнала $Z(i)$, из которого удален аддитивный шум. Расчет этой величины проводится по следующей формуле (3.14):

$$p_{\text{шум/эхо}} = 10 \log \left(\frac{\sum_{l=0}^L n_{i-l}^2}{\sum_{l=0}^L Z_{i-l}^2} \right). \quad (3.14)$$

Можно ожидать, что уровень подавления эха будет подвержен значительным флуктуациям, поэтому разумно ввести две оценки наблюдаемой величины. Первая оценка необходима для расчета среднего значения показателя. Для этого L выбирается равным 4000. Вторая оценка рассчитывается по 256

отсчетам, для определения динамики величины $p_{\text{шум/эхо}}$. Значения в результатах измерений соответствуют минимальному значению величин за последние 80000 отсчетов перед остановкой программы.

Характеристики эхотракта и параметры эхокомпенсатора

Для исследования влияния аддитивных шумов используется ИХ эхотракта, представленная на рисунке 3.1. Исполнительный элемент эхокомпенсатора имеет 8-мь весовых коэффициентов (отводов).

Параметры корреляционного алгоритма: $M = 64$, $p = 1000$.

Параметры НМНСК: $M = 128$, $\mu = 0.001$.

Отдельно следует отметить, что при выбранных значениях параметра адаптации скорость адаптации обоих алгоритмов приблизительно одинакова, что удобно для сравнительного анализа результатов экспериментов.

Свойства используемых сигналов

В рамках исследования влияния аддитивных шумов, в качестве тестового активного сигнала используется женская русская речь без длительных пауз. Длительность тестового сигнала – 198 секунд. Частота дискретизации - 8кГц. Количество отсчетов $\approx 1.5 * 10^6$ отсчетов.

В качестве аддитивной помехи используется три тестовых сигнала: белый шум уровнем -30 дБ, женская французская речь без пауз уровнем -30 дБ, гармонический сигнал частотой 300 Гц и уровнем – 30 дБ.

Результаты исследования

Таблица А.1 – Результаты исследования помехоустойчивости корреляционного алгоритма

Аддитивная составляющая в эхосигнале	Параметр адаптации ρ	Оценка ВКФ (количество отсчетов)	$\rho_{\text{шум/эхо}}$ рассчитанное по 4000 отсчетам, дБ	$\rho_{\text{шум/эхо}}$ рассчитанное по 256 отсчетам, дБ
Белый шум	1000	4	8.2	4.4
		8	8.6	6.7
		16	10.4	9.8
		32	13.9	11.5
		64	16.5	15.5
		128	19.7	16.1
		256	20.5	18.8
		512	19.9	17.5
Речевой сигнал	1000	64	8.3	5.9
		256	12.2	9.1
Гармонический сигнал	1000	64	8.4	7.0
		256	12.7	9.0
Белый шум	150	64	12.8	12
	200		15	13.8
	500		15.4	14.1
	1000		16.5	15.5
	2000		17.8	16.3

Таблица А.2 – Результаты исследования помехоустойчивости алгоритма НМНСК

Аддитивная составляющая в эхосигнале	Параметр адаптации μ	$\rho_{\text{шум/эхо}}$ рассчитанное по 4000 отсчетам, дБ	$\rho_{\text{шум/эхо}}$ рассчитанное по 256 отсчетам, дБ
Белый шум	0.001	12.3	6
Речевой сигнал	0.001	6.6	-2.7
Гармонический сигнал	0.001	7.2	-1.3

А.2 Исследование влияния нелинейных искажений

Условия и схема проведения исследования

Для внесения нелинейных искажений в эхосигнал используется отдельный элемент, вносящий сосредоточенную нелинейность. Подобный способ является простейшим в реализации и соответствует случаю наличия в эхотракте сосредоточенной нелинейности. Структурная схема проведения исследования представлена на рисунке А.2:

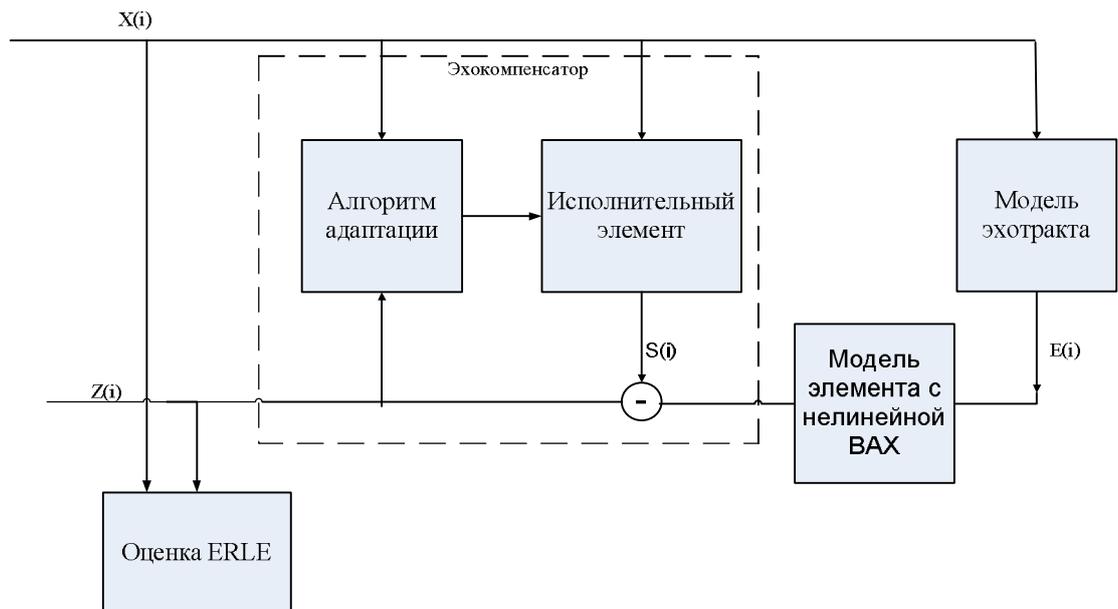


Рисунок А.2 – Схема исследования влияния нелинейных искажений эхосигнала

Семейство используемых проходных характеристик нелинейного элемента показано на рисунке А.3:

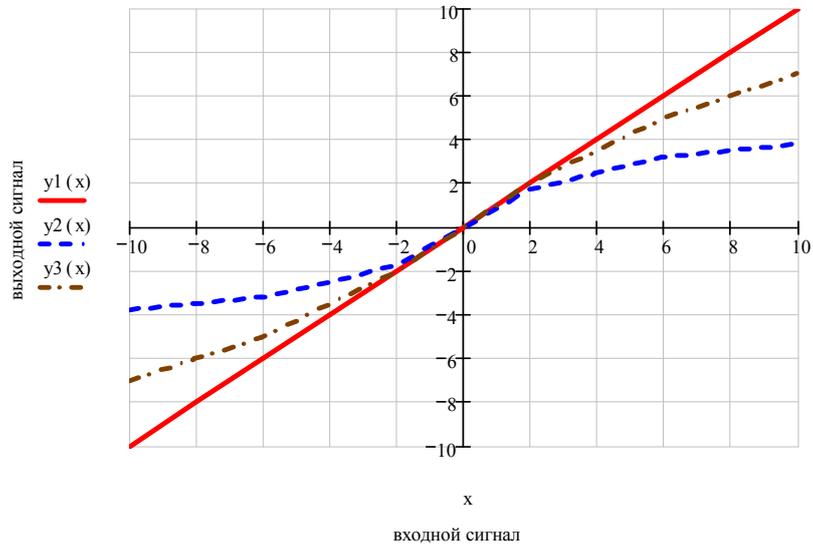


Рисунок А.3 – Проходные характеристики нелинейного элемента в относительных единицах (амплитуда от -10 до +10)

Для оценки влияния формы проходной характеристики нелинейного элемента в рамках исследования применяются проходные характеристики с перегибом в двух различных местах динамического диапазона: по середине динамического диапазона (соответствует точкам на оси X -5 и 5 на рисунке А.3) и со смещением к нулю оси входного сигнала (соответствует точкам -2 и 2 по оси X на рисунке А.3).

Перед внесением нелинейных искажений эхосигнал приводится к номинальному уровню (0 дБ), а после её использования ослабляется до исходного уровня. Коэффициент нелинейных искажений контролируется при помощи тестового синуса частотой 1020 Гц и уровнем 0дБ. Расчет коэффициента нелинейных искажений производится по известной формуле:

$$K_{\text{НИ}} = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} U_i^2}}{U_1} * 100, \% \quad (\text{А.3})$$

Характеристики эхотракта и параметры эхокомпенсатора

Импульсная характеристика линейной части эхотракта соответствует рисунку 3.1. Количество отводов трансверсального фильтра равно 8-ми.

Параметры корреляционного алгоритма: $M = 64$, $p = 1000$.

Параметры НМНСК: $M = 128$, $\mu = 0.001$.

Свойства используемых сигналов

Тестовый активный сигнал аналогичен тестовому сигналу, который используется при исследовании влияния аддитивных шумов.

Результаты исследования

Таблица А.3 – Результаты исследования влияния нелинейных искажений для корреляционного алгоритма

Точка перегиба проходной характеристики	Коэффициент нелинейных искажений, %	ERLE, дБ
1/2 («середина») динамического диапазона (см. рис. А.3)	0	48.5
	0.1	43.2
	0.5	39.2
	1	36.7
	2	31.4
	5	26.2
	10	20.4
1/5 динамического диапазона (см. рис. А.3)	0	48.5
	0.1	30.1
	0.5	24.5
	1	17.4
	2	15.9
	5	9.2
	10	6.9

Таблица А.4 – Результаты исследования влияния нелинейных искажений для алгоритма НМНСК

Точка перегиба проходной характеристики	Коэффициент нелинейных искажений, %	ERLE, дБ
1/2 («середина») динамического диапазона (см. рис. А.3)	0	48.3
	0.1	43.5
	0.5	38.7
	1	35.7
	2	31.0
	5	25.9
	10	20.1
1/5 динамического диапазона (см. рис. А.3)	0	43.8
	0.1	29.5
	0.5	21.9
	1	16.6
	2	12.7
	5	8.7
	10	5.3

А.3 Исследование влияния параметрических воздействий

Условия и схема проведения исследования

Структурная схема проведения исследования представлена на рисунке ниже:

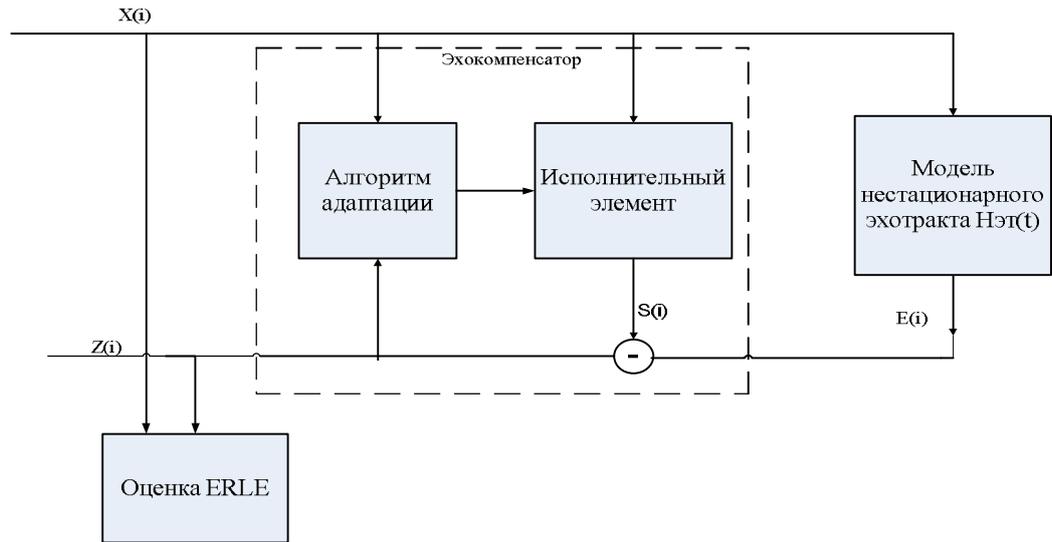


Рисунок А.5 – Схема исследования влияния параметрических воздействий

Используемая в исследовании импульсная характеристика эхотракта изображена на рисунке 3.1. В рамках экспериментов изменяется шестой отсчет ИХ с заданным периодом, который будет оговорен ниже в результатах экспериментов. Изменение периода, фактически, позволяет реализовать разную скорость изменения эхотракта для случая непрерывных изменений ИХ и периодичность воздействия при импульсных изменениях. Типовой график изменения отсчета в случае импульсных и непрерывных изменений приведен на рисунке А.6 (период 1600 отсчетов):

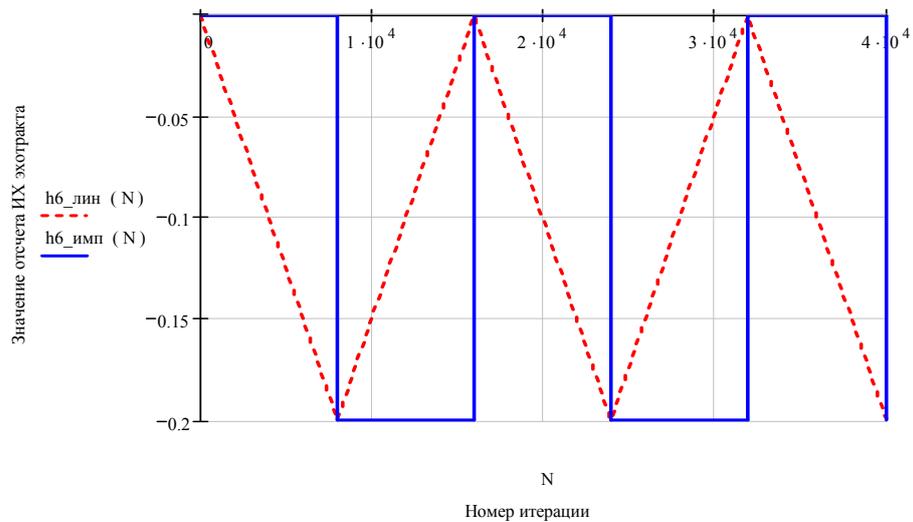


Рисунок А.6 – Типовые законы изменения отсчета импульсной характеристики эхотракта (импульсные и непрерывные изменения)

Для исследования импульсных параметрических воздействий шестой отсчет ИХ эхотракта изменяется с периодом $72 * 10^4$ отсчетов (90 секунд при частоте дискретизации 8кГц) от нулевого значения до значения -0.2 и наоборот. Так как оценка уровня подавления эха в этом случае не сильно информативна, то результаты приведены в виде осциллограммы остаточного эхосигнала.

Для непрерывных параметрических воздействий период и амплитуда изменения шестого отсчета ИХ оговариваются отдельно. В качестве контролируемого параметра выступает уровень подавления эхосигнала.

Для наиболее наглядного представления результатов при непрерывных изменениях, следует определить такое понятие как скорость изменения эхотракта, которую в рамках настоящих исследований можно определить как приращение отсчета импульсной характеристики эхотракта за единицу времени. Формула, описывающая эту величину, приведена в главе 3. Имеет смысл привести её еще раз (указан номер изменяющегося отсчета):

$$V_{ЭГ} = \frac{\Delta h_6}{L}, \text{ ед/отсчет.} \quad (3.15)$$

Характеристики эхотракта и параметры эхокомпенсатора

Количество отводов трансверсального фильтра равно 8-ми.

Параметры корреляционного алгоритма: $M = 256, p = 1000$.

Параметры НМНСК: $M = 128, \mu = 0.001$.

Свойства активного сигнала

Тестовый активный сигнал аналогичен тестовому сигналу, который используется при исследовании влияния аддитивных шумов.

Результаты исследования для корреляционного алгоритма

Осциллограмма остаточного эхосигнала при импульсных воздействиях представлена на рисунке ниже. Для наглядности остаточный эхосигнал усилен на 20 дБ (время в секундах, частота дискретизации 8кГц):

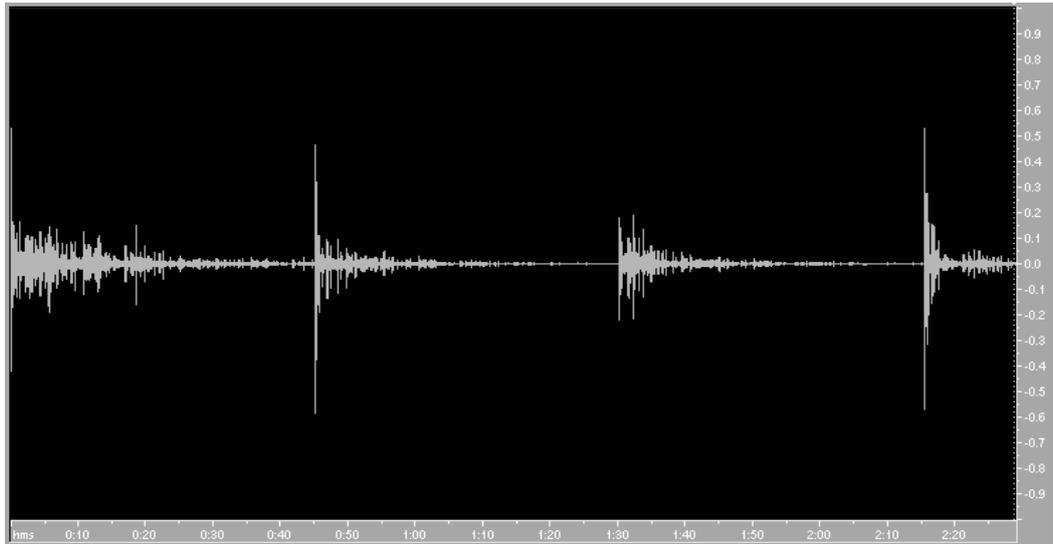


Рисунок А.7 – Осциллограмма остаточного эхосигнала

Таблица А.5 – Результаты исследования влияния параметрических воздействий (непрерывные воздействия) для корреляционного алгоритма

Период изменения шестого отсчета ИХ ЭТ, отсчетов	Скорость изменения шестого отсчета ИХ ЭТ, ед/отсчет	Амплитуда изменения отсчета ИХ ЭТ	ERLE, дБ
800	$125 * 10^{-6}$	0.2	8.1
8000	$12.5 * 10^{-6}$	0.2	18.8
16000	$6.25 * 10^{-6}$	0.2	19.1
32000	$3.125 * 10^{-6}$	0.2	21.2
80000	$1.25 * 10^{-6}$	0.2	22.7
160000	$0.625 * 10^{-6}$	0.2	30.7
320000	$0.3125 * 10^{-6}$	0.2	38.7

Результаты исследования для алгоритма НМНСК

Осциллограмма остаточного эхосигнала при импульсных воздействиях представлена на рисунке А.8. Для наглядности остаточный эхосигнал усилен на 20 дБ (время в секундах, частота дискретизации 8кГц).

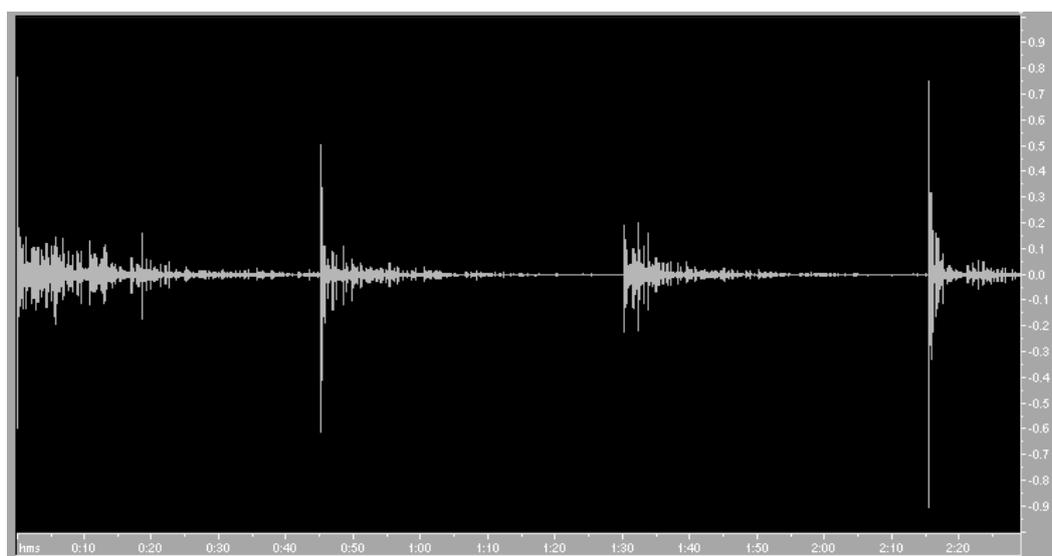


Рисунок А.8 – Осциллограмма остаточного эхосигнала

Таблица А.6 – Результаты исследования влияния параметрических воздействий (непрерывные воздействия) для алгоритма НМНСК

Период изменения шестого отсчета ИХ ЭТ, отсчетов	Скорость изменения шестого отсчета ИХ ЭТ, ед/отсчет	Амплитуда изменения отсчета ИХ ЭТ	ERLE, дБ
800	$125 * 10^{-6}$	0.2	5.8
8000	$12.5 * 10^{-6}$	0.2	17.3
16000	$6.25 * 10^{-6}$	0.2	18.7
32000	$3.125 * 10^{-6}$	0.2	19.4
80000	$1.25 * 10^{-6}$	0.2	22.0
160000	$0.625 * 10^{-6}$	0.2	26.9
320000	$0.3125 * 10^{-6}$	0.2	36.5

А.4 Исследование влияния статистических характеристик активного сигнала на динамику и стабильность сходимости

Условия и схема проведения исследования

Схема проведения исследования представлена на рисунке ниже:

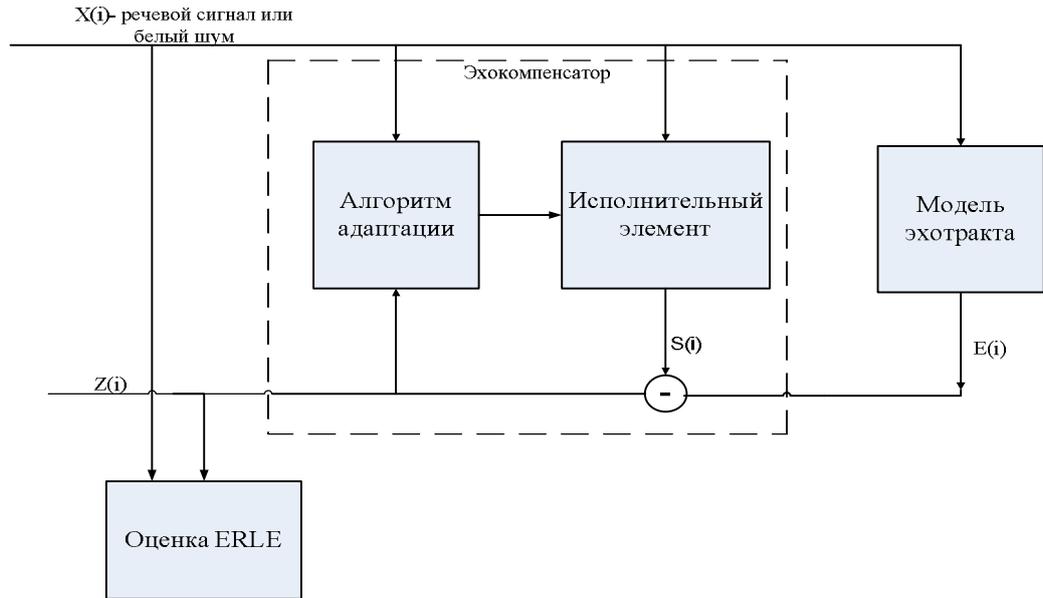


Рисунок А.9 – Схема исследования влияния статистических характеристик активного сигнала

Целью исследований в настоящем разделе является выяснение зависимости динамики адаптации от свойств активного сигнала, поэтому в этом эксперименте наблюдается динамика показателя ERLE. Оценка показателя производится по 4000 отсчетам.

Характеристики эхотракта и параметры эхокомпенсатора

Импульсная характеристика эхотракта соответствует рисунку 3.1. Количество отводов трансверсального фильтра равно 8-ми.

Параметры корреляционного алгоритма: $M = 64$, $p = 1000$.

Параметры НМНСК: $M = 128$, $\mu = 0.001$.

Свойства активного сигнала

Тестовый активный сигнал аналогичен тестовому сигналу, который используется при исследовании влияния аддитивных шумов. В качестве тестового шумоподобного сигнала используется белый шум уровнем -6 дБ. Длительности сигналов одинаковы.

Результаты исследования

Таблица А.7 – Динамика адаптации на белом шуме корреляционного алгоритма

Номер итерации	0.8 * 10 ⁴	1.6 * 10 ⁴	2.4 * 10 ⁴	3.2 * 10 ⁴	4 * 10 ⁴	4.8 * 10 ⁴	5.6 * 10 ⁴	6.4 * 10 ⁴	7.2 * 10 ⁴
ERLE, дБ	7	19.7	36.3	52.6	67.1	69.1	70	69.8	69.9
Номер итерации	8 * 10 ⁴	8.8 * 10 ⁴	9.6 * 10 ⁴	10.4 * 10 ⁴	11.2 * 10 ⁴	12 * 10 ⁴	12.8 * 10 ⁴	13.6 * 10 ⁴	14.4 * 10 ⁴
ERLE, дБ	69.8	69.8	69.4	69.1	69.6	69.8	69.5	69.7	69.6
Номер итерации	15.2 * 10 ⁴	16 * 10 ⁴	16.8 * 10 ⁴	17.6 * 10 ⁴	18.4 * 10 ⁴	19.2 * 10 ⁴	20 * 10 ⁴	20.8 * 10 ⁴	21.6 * 10 ⁴
ERLE, дБ	69.8	69.3	69.7	69.7	69.5	69.9	69.6	69.7	69.8

Таблица А.8 – Динамика адаптации на речевом сигнале корреляционного алгоритма

Номер итерации	0.8 * 10 ⁴	1.6 * 10 ⁴	2.4 * 10 ⁴	3.2 * 10 ⁴	4 * 10 ⁴	4.8 * 10 ⁴	5.6 * 10 ⁴	6.4 * 10 ⁴	7.2 * 10 ⁴
ERLE, дБ	4.6	13.8	10.7	11.4	12.4	14.5	21.4	16.8	14.3
Номер итерации	8 * 10 ⁴	8.8 * 10 ⁴	9.6 * 10 ⁴	10.4 * 10 ⁴	11.2 * 10 ⁴	12 * 10 ⁴	12.8 * 10 ⁴	13.6 * 10 ⁴	14.4 * 10 ⁴
ERLE, дБ	16	18.5	21.9	23.3	16.3	24.7	23.6	20	21.7
Номер итерации	15.2 * 10 ⁴	16 * 10 ⁴	16.8 * 10 ⁴	17.6 * 10 ⁴	18.4 * 10 ⁴	19.2 * 10 ⁴	20 * 10 ⁴	20.8 * 10 ⁴	21.6 * 10 ⁴
ERLE, дБ	22.4	26.7	23.1	25.8	32.3	35.1	28.1	29.9	33.6

Таблица А.9 – Динамика адаптации на белом шуме алгоритма НМНСК

Номер итерации	0.8 * 10 ⁴	1.6 * 10 ⁴	2.4 * 10 ⁴	3.2 * 10 ⁴	4 * 10 ⁴	4.8 * 10 ⁴	5.6 * 10 ⁴	6.4 * 10 ⁴	7.2 * 10 ⁴
ERLE, дБ	6.7	19	36.5	53.3	67.6	69.1	65.1	69.8	69.2
Номер итерации	8 * 10 ⁴	8.8 * 10 ⁴	9.6 * 10 ⁴	10.4 * 10 ⁴	11.2 * 10 ⁴	12 * 10 ⁴	12.8 * 10 ⁴	13.6 * 10 ⁴	14.4 * 10 ⁴
ERLE, дБ	69.8	69.8	69.4	69.6	69.9	69.1	69.4	69.7	69.8
Номер итерации	15.2 * 10 ⁴	16 * 10 ⁴	16.8 * 10 ⁴	17.6 * 10 ⁴	18.4 * 10 ⁴	19.2 * 10 ⁴	20 * 10 ⁴	20.8 * 10 ⁴	21.6 * 10 ⁴
ERLE, дБ	69.3	69.3	69.5	69.7	69.5	69.4	69.5	69.3	69.9

Таблица А.10 – Динамика адаптации на речевом сигнале алгоритма НМНСК

Номер итерации	0.8 * 10 ⁴	1.6 * 10 ⁴	2.4 * 10 ⁴	3.2 * 10 ⁴	4 * 10 ⁴	4.8 * 10 ⁴	5.6 * 10 ⁴	6.4 * 10 ⁴	7.2 * 10 ⁴
ERLE, дБ	2.3	13.8	10.6	11.2	12.1	13.7	20.4	15.7	13.4
Номер итерации	8 * 10 ⁴	8.8 * 10 ⁴	9.6 * 10 ⁴	10.4 * 10 ⁴	11.2 * 10 ⁴	12 * 10 ⁴	12.8 * 10 ⁴	13.6 * 10 ⁴	14.4 * 10 ⁴
ERLE, дБ	15.1	17.5	20.9	22.1	15	23.5	22.3	18.7	18.7
Номер итерации	15.2 * 10 ⁴	16 * 10 ⁴	16.8 * 10 ⁴	17.6 * 10 ⁴	18.4 * 10 ⁴	19.2 * 10 ⁴	20 * 10 ⁴	20.8 * 10 ⁴	21.6 * 10 ⁴
ERLE, дБ	20.4	21.2	22.6	25.8	22	24.5	31	33.8	26.8

А.5 Исследование влияния порядка трансверсального фильтра на динамику и стабильность сходимости

Условия и схема проведения исследования

Структурная схема исследования предоставлена на рисунке ниже:

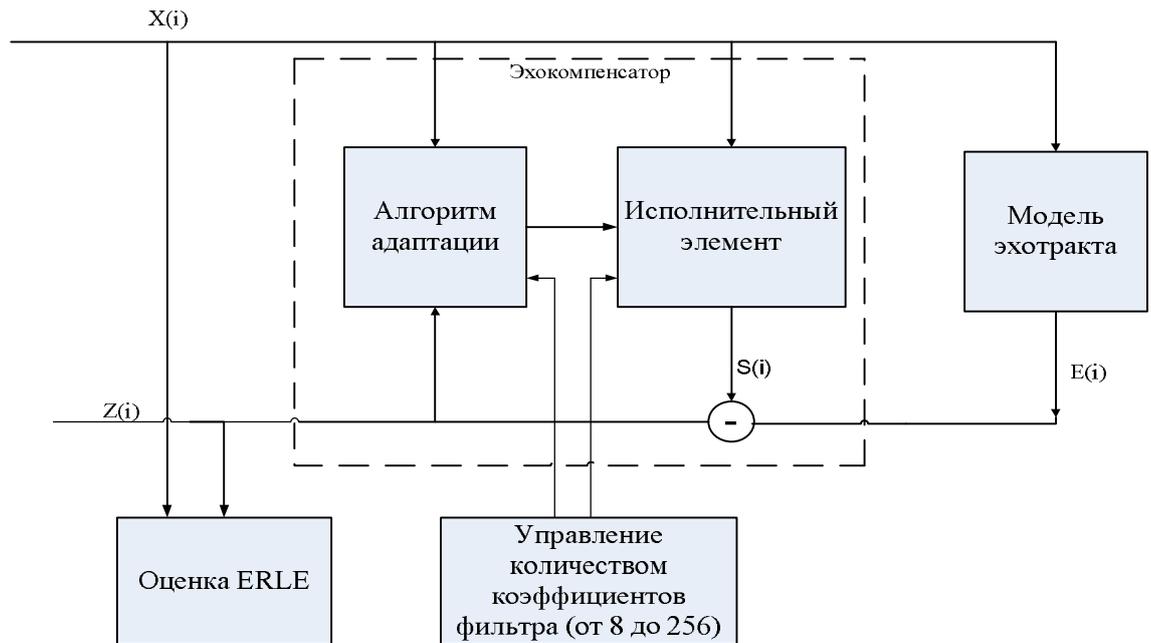


Рисунок А.11 – Схема исследования влияния порядка трансверального фильтра

Для каждого конкретного количества отводов фильтра ставится задача нахождения минимально возможного времени адаптации при заданных условиях. Это, фактически, означает эмпирический подбор такого значения параметра адаптации при котором эхокомпенсатор стабильно сходится и делает это максимально быстро.

В качестве величины, характеризующей скорость адаптации эхокомпенсатора, разумно принять минимальное количество итераций для достижения заданного показателя ERLE. В рамках эксперимента желаемый уровень ERLE принят равным 30 дБ. Для расчета ERLE используется 4000 отсчетов эхосигнала и остаточного эхосигнала. Для вынесения положительного решения о достижении эхокомпенсатором нужного уровня подавления эхосигнала (настроенного состояния) необходимо, чтобы как минимум в три подряд измерения удовлетворяли заданному критерию (30 дБ и более).

Характеристики эхотракта и параметры эхокомпенсатора

Импульсная характеристика эхотракта соответствует рисунку 3.1.

Количество отводов трансверального фильтра - изменяется.

Параметры корреляционного алгоритма: $M = 64$.

Параметры НМНСК: $M = 64$.

Параметры адаптации (ρ, μ) подлежат определению. Здесь также необходимо заметить, что канонические записи формул адаптации подразумевают, что размещение параметра адаптации НМНСК в числителе, а для корреляционного алгоритма в знаменателе. Поэтому для наглядного отображения результатов для алгоритма НМНСК, помимо параметра μ , представлена его обратная величина ($1/\mu$).

Свойства активного сигнала

Тестовый активный сигнал аналогичен тестовому сигналу, который был использован при исследовании влияния аддитивных шумов.

Результаты исследования

Таблица А.11 – Результаты исследования для корреляционного алгоритма

Количество отводов	Минимальное значение параметра ρ при котором эхокомпенсатор сходится	Минимальное количество итераций до достижения желаемого ERLE (30 дБ)
8	150	$4.8 * 10^4$
16	280	$8 * 10^4$
32	520	$16.8 * 10^4$
64	800	$30.4 * 10^4$
128	1800	$68.8 * 10^4$
256	4500	$158.4 * 10^4$

Таблица А.12 – Результаты исследования для алгоритма НМНСК

Количество отводов	Максимальное значение параметра адаптации μ и его обратная величина ($1/\mu$) при котором эхокомпенсатор сходится	Минимальное количество итераций до достижения желаемого ERLE (30 дБ)
8	0.015/66	$2.4 * 10^4$
16	0.01/100	$4.3 * 10^4$
32	0.008/125	$4.5 * 10^4$
64	0.006/166	$7.2 * 10^4$
128	0.002/500	$18.4 * 10^4$
256	0.0008/1250	$44 * 10^4$

А.6 Исследование влияния пауз в активном сигнале на динамику адаптации

Условия и схема проведения исследования

Схема проведения эксперимента изображена на рисунке А.12.

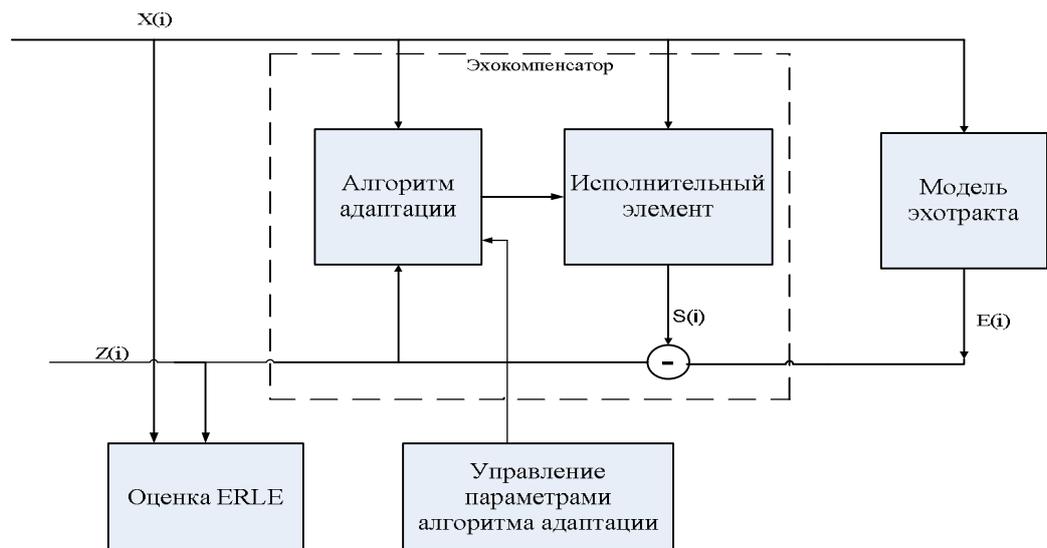


Рисунок А.12 – Схема исследования влияния пауз в активном сигнале

В качестве наблюдаемой величины разумно выбрать показатель ERLE сразу после действия паузы, который оценивается на интервале времени длительностью 800 отсчетов. Исследования влияния пауз проводятся только для эхокомпенсатора, использующего корреляционный алгоритм адаптации. Все эксперименты приводятся без применения детектора активного сигнала.

Параметры эхокомпенсаторов и характеристики эхотракта

Импульсная характеристика эхотракта соответствует рисунку 3.1.

Количество отводов трансверсального фильтра равно 8-ми.

Параметры корреляционного алгоритма: $M = 64$, $p = 1000$.

Используемый тестовый сигнал

Для экспериментов используется тестовый сигнал, который был описан при исследовании влияния аддитивного шума, но с добавлением искусственных пауз длительностью 8000 отсчетов, которые следуют с интервалом в 40000 отсчетов. В трактах прямого и обратного направления передачи присутствует аддитивный шум уровнем -70 дБ.

Результаты исследования

Таблица А.13 – Результаты исследования влияния пауз для корреляционного алгоритма

Сигнал прямого направления передачи	Параметр адаптации ρ	Количество отсчетов оценки ВКФ	ERLE сразу после окончания действия паузы , дБ
Речевой сигнал	1000	16	9
		32	7.5
		64	7
		128	4.7
		256	3.2
	150	64	0.3
	200		2
	500		5.2
	1000		7.1
	2000		8

А.7 Исследование влияния памяти об остаточном эхосигнале на динамику и стабильность сходимости

Условия и схема проведения исследования

Схема проведения эксперимента представлена на рисунке А.13:

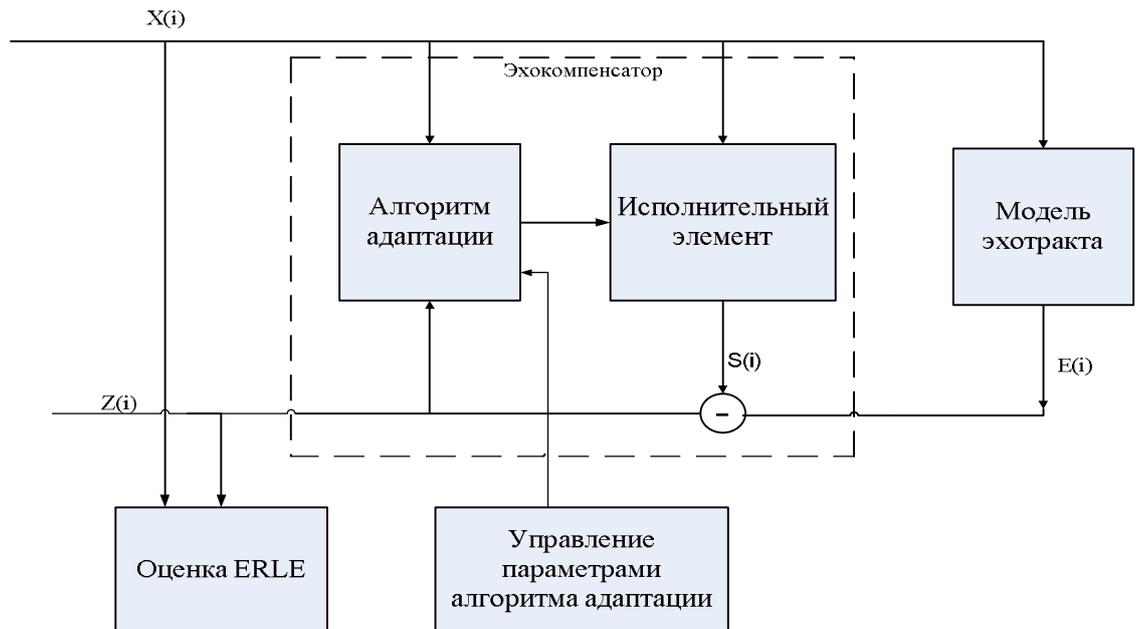


Рисунок А.13 – Схема исследования влияния памяти алгоритма на стабильность его сходимости

В данном разделе преследуется цель определить влияние памяти рекурсивных алгоритмов адаптации на стабильность и максимальную скорость сходимости механизмов компенсации эхосигналов. Оба исследуемых алгоритма адаптации обладают памятью. Алгоритм НМНСК ввиду нормировки шага адаптации на мощность сигнала обладает памятью о сигнале прямого направления передачи, а корреляционный алгоритм, помимо этого, имеет память об остаточном эхосигнале. Таким образом, в настоящем пункте, разумно вести поиск минимального времени адаптации и минимального параметра адаптации в зависимости от времени вычисления этих параметров, при фиксированном количестве отводов трансверсального фильтра.

Методика определения минимального количества отсчетов до достижения желаемого ERLE и минимального параметра адаптации аналогична методике, приведенной в исследовании зависимости стабильности сходимости от порядка трансверсального фильтра.

Характеристики эхотракта и параметры эхокомпенсатора

Импульсная характеристика эхотракта соответствует рисунку 3.1.

Количество отводов трансверсального фильтра - 8-мь.

Время оценки ВКФ и дисперсии (M) - изменяются.

Параметры адаптации (ρ, μ) подлежат определению.

Тестовые сигналы прямого направления передачи

Тестовый активный сигнал аналогичен тестовому сигналу, который используется при исследовании влияния аддитивных шумов.

Таблица А.14 – Результаты исследования памяти корреляционного алгоритма на динамику и стабильность сходимости

Количество отсчетов оценки ВКФ	Минимальное значение параметра ρ при котором эхокомпенсатор сходится	Минимальное количество итераций до достижения желаемого ERLE (30 дБ)
4	30	$0.7 * 10^4$
8	15	$0.16 * 10^4$
16	35	$0.8 * 10^4$
32	65	$2.8 * 10^4$
64	150	$4.8 * 10^4$
128	280	$10.4 * 10^4$
256	550	$19.2 * 10^4$

Таблица А.15 – Результаты исследования памяти алгоритма НМНСК на динамику и стабильность сходимости

Количество отсчетов оценки дисперсии активного сигнала	Максимальное значение параметра адаптации μ и его обратная величина ($1/\mu$) при котором эхокомпенсатор сходится	Минимальное количество итераций до достижения желаемого ERLE (30 дБ)
4	0.03/33	$0.7 * 10^4$
8	0.07/14	$0.24 * 10^4$
16	0.04/25	$0.28 * 10^4$
32	0.03/33	$0.88 * 10^4$
64	0.008/125	$1.6 * 10^4$
128	0.006/166	$0.32 * 10^4$
256	0.003/333	$0.32 * 10^4$

А.8 Исследование влияния формы импульсной характеристики эхотракта на динамику адаптации

Условия и схема проведения исследования

Схема проведения эксперимента отображена на рисунке А.14.

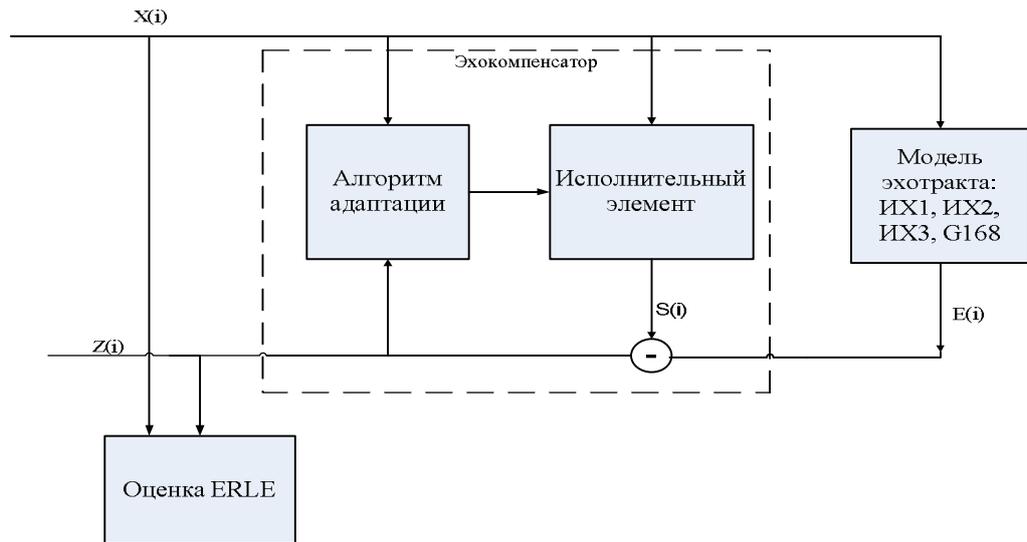


Рисунок А.14 – Схема исследования влияния формы импульсной характеристики эхотракта

Целью исследований является выяснение зависимости динамики адаптации от формы и длительности импульсной характеристики эхотракта. В целом методика проведения эксперимента совпадает с методикой, описанной для исследования влияния свойств активного сигнала на динамику адаптации. Принципиальное отличие заключается в использовании разных импульсных характеристик эхотракта.

Для исследований выбраны четыре импульсные характеристики. Отличаются эти импульсные характеристики количеством точек отражения и максимальной конечной задержкой, более подробно описание ИХ см. ниже. Для удобства отображения результатов импульсные характеристики пронумерованы.

Параметры эхокомпенсаторов

Так как в эксперименте предполагается использование эхотрактов с довольно большой конечной задержкой, то для обеспечения неизменности параметров алгоритмов адаптации следует использовать эхокомпенсатор с количеством отводов равным 256. Такой эхокомпенсатор стабилен при следующих параметрах алгоритмов адаптации (согласно исследованию зависимости стабильности сходимости от порядка трансверсального фильтра):

Параметры корреляционного алгоритма: $M = 64$, $p = 4500$.

Параметры НМНСК: $M = 256$, $\mu = 0.0008$.

Тестовый активный сигнал

Тестовый активный сигнал аналогичен тестовому сигналу, который был использован при исследовании влияния аддитивных шумов.

Выбранные для исследования формы импульсных характеристик

Для исследования влияния формы короткой импульсной характеристики, выбраны следующие реализации:

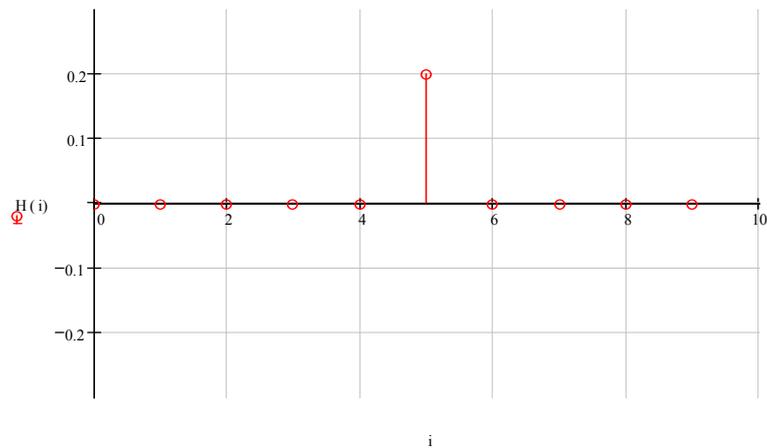


Рисунок А.15 – Короткая импульсная характеристика с одной точкой отражения (ИХ1)

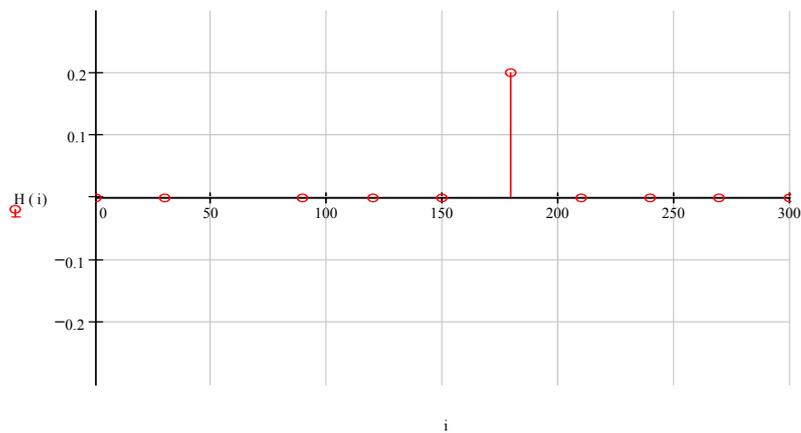


Рисунок А.16 – Длинная импульсная характеристика с одной точкой отражения (ИХ2)

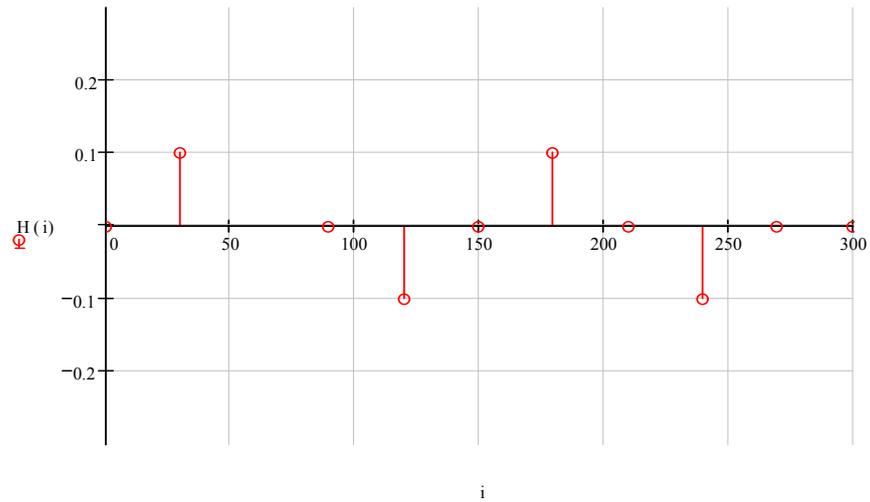


Рисунок А.17 – Длинная импульсная характеристика с четырьмя точками отражения (ИХ3)

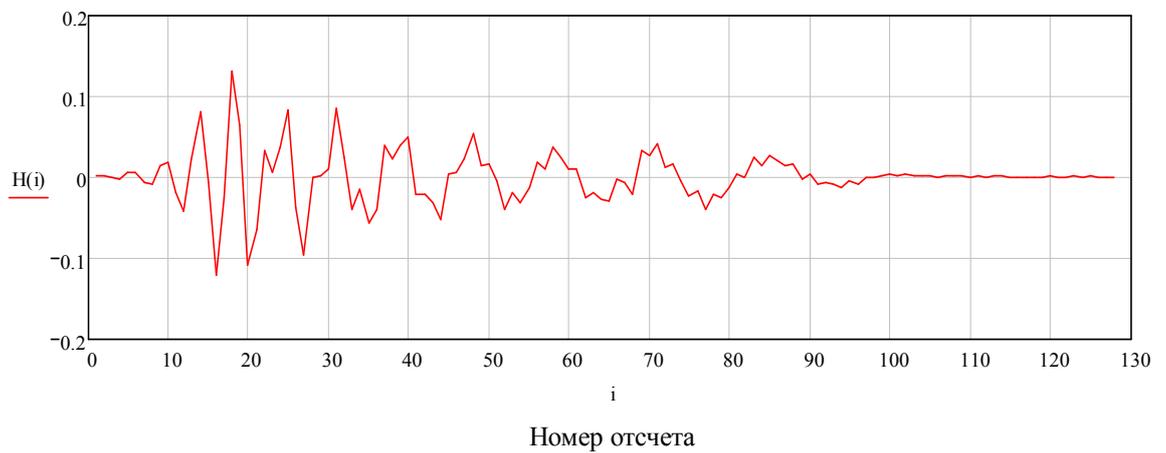


Рисунок А.18. – Импульсная характеристика эхотракта согласно G.168 (ИХ4)

Результаты исследования

Результаты экспериментов представлены в главе 3 (рисунки 3.12-3.13) в виде графиков зависимостей показателя ERLE от номера итерации адаптации. Таблицы со значениями ERLE в зависимости от времени не приведены, в силу их громоздкости при объеме производимых исследований.

ПРИЛОЖЕНИЕ Б. ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРЕДЛОЖЕННЫХ АЛГОРИТМОВ И МЕТОДОВ

Б.1 Исследование функциональных характеристик алгоритма МКВС

Исследование зависимости скорости адаптации от количества отсчетов для оценки ВКФ

Методика проведения исследования соответствует методике, представленной в приложении А (раздел А.7).

Таблица Б.1 – Результаты исследования зависимости скорости сходимости от памяти алгоритма для МКВС

Количество отсчетов оценки ВКФ	Минимальное значение параметра ρ при котором эхокомпенсатор сходится	Минимальное кол-во итераций для достижения ERLE 30 дБ
4	10	$0.4 * 10^4$
8	4	$0.056 * 10^4$
16		$0.056 * 10^4$
32		$0.056 * 10^4$
64		$0.056 * 10^4$
128		$0.056 * 10^4$
256		$0.056 * 10^4$

Исследование зависимости помехоустойчивости от количества отсчетов для оценки ВКФ

Методика проведения исследования соответствует методике, представленной в приложении А (раздел А.1).

Несмотря на то, что эхокомпенсатор сходится даже при параметре адаптации равном 4, для проведения исследований в этом пункте выбран параметр адаптации равным 1000. Это сделано для того, чтобы можно было

провести сравнительный анализ помехоустойчивости МКВС и стандартного корреляционного алгоритма.

Таблица Б.2 – Результаты исследования зависимости помехоустойчивости алгоритма МКВС от количества отсчетов оценки ВКФ

Аддитивная составляющая в эхосигнале	Уровень шума, дБ	Количество отсчетов для оценки ВКФ	$\rho_{\text{шум/эхо}}$, рассчитанное по 4000 отсчетам, дБ	$\rho_{\text{шум/эхо}}$, рассчитанное по 256 отсчетам, дБ	Параметр адаптации
Белый шум	-30	4	8	4	1000
	-30	8	9.3	6.9	
	-30	16	10	9.4	
	-30	32	13.6	12.5	
	-30	64	16.9	15.5	
	-30	128	18.9	16.0	
	-30	256	19.8	19.2	
	-30	512	20	17.1	
Речевой сигнал	-30	64	8.1	4.9	
	-30	256	14.8	11.8	
Гармонический сигнал	-30	64	8.6	6.0	
	-30	32	14.5	12.7	

Исследование помехоустойчивости в зависимости от параметра адаптации

Методика проведения исследования соответствует методике, представленной в приложении А (раздел А.1), $M = 64$

Таблица Б.3 – Результаты исследования зависимости помехоустойчивости алгоритма МКВС от параметра адаптации

Аддитивная составляющая в эхосигнале	Уровень шума, дБ	Параметр адаптации	$p_{\text{шум/эхо}}$, рассчитанное по 4000 отсчетам, дБ	$p_{\text{шум/эхо}}$, рассчитанное по 256 отсчетам, дБ	Количество отсчетов для оценки ВКФ
Белый шум	-30	1000	16.9	15.5	64
		500	14.8	14.1	
		200	14.1	13.8	
		100	13.5	12.5	
		50	13	12.1	
		20	12.7	11.1	
		10	12	10.8	
		4	10.9	9.5	
Речевой сигнал		1000	8.1	4.9	64
		10	4.5	3.2	
Гармонический сигнал		1000	8.6	7.0	
		10	5	3.7	

Б.2 Исследование сходимости и помехоустойчивости алгоритма МКВС при адаптации на модулированном сигнале

Методика и условия проведения исследования

Методика исследования помехоустойчивости и скорости адаптации соответствуют методике изложенной в приложении А (разделы А.1 и А.5 соответственно), кроме: активного сигнала, аддитивного шума и диапазона изменения параметров алгоритма. Также особенностью экспериментов данного раздела является нахождение минимального количества итераций для достижения $p_{\text{шум/эхо}}$ (вместо значения $ERLE = 30\text{дБ}$).

В качестве модулированного сигнала используется I -составляющая сигнала QAM16 (модулирующий сигнал - ПСП). В качестве аддитивной помехи используется сигнал QAM16 (иная реализация) и белый шум. Уровень встречного сигнала равен уровню активного сигнала. Сигналы подробно описаны в главе 5.

Исследование зависимости скорости сходимости и помехоустойчивости от параметра адаптации

Эксперименты проводятся при фиксированном значении $N = 4000$.

Таблица Б.4 – Исследование сходимости алгоритма МКВС на сигнале QAM, зависимость от параметра адаптации

Параметр адаптации ρ ,	$p_{\text{шум/эхо}}$, рассчитанное по 4000 отсчетам, дБ	Минимальное кол-во итераций для достижения $p_{\text{шум/эхо}}$
10	22	$0.16 * 10^4$
100	23	$0.8 * 10^4$
500	25	$1.6 * 10^4$
1000	26	$2.4 * 10^4$
5000	28	$5.6 * 10^4$
20000	31	$17.5 * 10^4$

Исследование зависимости скорости сходимости и помехоустойчивости от количества отсчетов оценки ВКФ

Эксперименты проводились при фиксированном значении параметра адаптации $\rho = 100$.

Таблица Б.5 – Исследование сходимости алгоритма МКВС на сигнале QAM, зависимость от количества отсчетов оценки ВКФ

Количество отсчетов сигналов, участвующих в оценке ВКФ,	$p_{\text{шум/эхо}}$, в случае если встречный сигнал является белым шумом (дБ)	$p_{\text{шум/эхо}}$, в случае если встречный сигнал является QAM16 сигналом (дБ)
256	22	12
2000	29	20
4000	33	23
8000	39	27
16000	42	31

Б.3 Исследование эффективности метода снижения влияния пауз

Исследования динамики показателя ERLE при адаптации на сигнале с паузами

Методика проведения исследования влияния пауз соответствует приложению А (раздел А.6).

Таблица Б.6 – Результаты исследования эффективности метода снижения влияния пауз

Конфигурация	Параметр адаптации ρ	Количество отсчетов для оценки ВКФ	$ERLE$ сразу после окончания действия паузы (дБ)
МКВС без детектора активного сигнала	10	64	-6
	100		1.8
	500		5
	1000		6.8
	2000		8.3

Конфигурация	Параметр адаптации ρ	Количество отсчетов для оценки ВКФ	<i>ERLE</i> сразу после окончания действия паузы (дБ)
МКВС без детектора активного сигнала	100	8	9.9
		16	8
		32	5.1
		64	1.8
		128	0.2
МКВС со стандартным детектором активного сигнала	10	64	14
	100		32
	500		35
	1000		40
	2000		43
	100	8	41
		16	39
		32	35
		64	32
		128	30
МКВС с применением метода снижения влияния пауз	10	64	57
	100		60
	500		
	1000		
	2000		
	100	8	
		16	
		32	
		64	
		128	

Исследование скорости адаптации при адаптации на сигнале без пауз

Методика проведения исследования влияния пауз соответствует приложению А (раздел А.5).

Таблица Б.7 – Результаты исследования влияния метода снижения влияния пауз на динамику адаптации

Конфигурация	Параметр адаптации ρ	Количество отсчетов для оценки ВКФ	Минимальное количество итераций для достижения ERLE 30 дБ. Сигнал с паузами.	Минимальное количество итераций для достижения ERLE 30 дБ. Сигнал без пауз.
МКВС без детектора активного сигнала	10	64	ERLE<30 дБ	$0.24 * 10^4$
	100		ERLE<30 дБ	$4.8 * 10^4$
	500		ERLE<30 дБ	$16 * 10^4$
	1000		ERLE<30 дБ	$35.2 * 10^4$
	2000		ERLE<30 дБ	$68 * 10^4$
МКВС со стандартным детектором активного сигнала	10		ERLE<30 дБ	$0.24 * 10^4$
	100		$10.4 * 10^4$	$4.8 * 10^4$
	500		$25.6 * 10^4$	$16 * 10^4$
	1000		$53.7 * 10^4$	$35.2 * 10^4$
	2000		$98.4 * 10^4$	$68 * 10^4$
МКВС с применением метода снижения влияния пауз	10		$0.24 * 10^4$	$0.25 * 10^4$
	100		$4.8 * 10^4$	$4.8 * 10^4$
	500		$20.8 * 10^4$	$16 * 10^4$
	1000		$42.4 * 10^4$	$35.2 * 10^4$
	2000		$84 * 10^4$	$68 * 10^4$

Б.4 Исследование эффективности метода повышения помехоустойчивости

Исследования помехоустойчивости МКВС с применением метода повышения помехоустойчивости

Методика проведения исследования влияния аддитивных шумов соответствует приложению А (раздел А.1).

Таблица Б.8 – Результаты исследования эффективности метода повышения помехоустойчивости

Аддитивная составляющая в эхосигнале	Уровень шума, дБ	Начальный параметр адаптации	$p_{\text{шум/эхо}}$, рассчитанное по 4000 отсчетам, дБ	$p_{\text{шум/эхо}}$, рассчитанное по 256 отсчетам, дБ	Количество отсчетов для оценки ВКФ
Белый шум	-30	1000	35.3	30.5	64
		500	34	29.3	
		200	31.2	25.1	
		100	29	23.8	
		50	27.4	22	
		20	24	20.5	
		10	22.9	20.1	
		4	20.6	18.2	

Исследования скорости адаптации в отсутствие аддитивного шума

Методика проведения исследования скорости адаптации соответствует приложению А (раздел А.5).

Таблица Б.9 – Результаты исследования влияния метода повышения помехоустойчивости на скорость адаптации

Параметр адаптации ρ ,	Минимальное количество итераций для достижения ERLE=30 дБ (МКВС)	Минимальное количество итераций для достижения ERLE=30 дБ (МКВС с применением метода повышения помехоустойчивости)
4	$0.056 * 10^4$	$0.24 * 10^4$
10	$0.24 * 10^4$	$0.24 * 10^4$
50	$2.5 * 10^4$	$2.5 * 10^4$
100	$3.4 * 10^4$	$3.4 * 10^4$
200	$4.8 * 10^4$	$4.8 * 10^4$
500	$16.8 * 10^4$	$16.8 * 10^4$
1000	$35.2 * 10^4$	$35.2 * 10^4$
2000	$58.4 * 10^4$	$62.4 * 10^4$

ПРИЛОЖЕНИЕ В. АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ И СВИДЕТЕЛЬСТВА О РЕГИСТРАЦИИ ПРОГРАММ

НАТЕКС Акционерное общество «Группа Компаний НАТЕКС»
 РФ, 115172, г. Москва, ул. Большие Каменщики, д.4, тел. (495) 231-1624, факс (495) 325-2293,
 E-mail: info@nateks.ru, http://www.nateks.ru



УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор
 АО "ГК Натекс"
 С. Н. Перепелкин

"24" апреля 2017

АКТ

об использовании научных результатов диссертационной работы
 Душина Сергея Викторовича "Разработка методов повышения эффективности корреляционного принципа компенсационного подавления эхосигналов", представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук

Комиссия в составе: Генерального директора АО «ГК Натекс» Перепелкина С.Н., руководителя отдела разработки АО «ГК Натекс» Лейбова А.М., руководителя отдела программного обеспечения АО «ГК Натекс» Шибина Р.А., составила акт о том, что:

1. Результаты исследования характеристик устройств компенсации эхосигналов, представленные в диссертационном исследовании Душина С.В., использованы в разработке линейки оборудования FlexCON-NG-SR. В том числе, исследования позволили определить оптимальные условия функционирования эхокомпенсаторов в телефонных каналах связи, образованных при помощи технологии VoIP. Что, в свою очередь, повысило качество эхокомпенсации акустических и электрических сигналов.

2. Разработанные Душиным С.В. алгоритмы применены для подавления акустических эхосигналов в специфических применениях линейки оборудования FlexCON-NG, подразумевающих работу телефонного аппарата в режиме громкой связи в зашумленных помещениях (промышленные помещения, линейные аппаратные залы).

Председатель комиссии:
 Генеральный директор АО «ГК Натекс»



С.Н. Перепелкин

Члены комиссии:
 Руководитель отдела разработки АО «ГК Натекс»

А.М. Лейбов

Руководитель отдела программного обеспечения АО «ГК Натекс»

Р.А. Шибин



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2017615286

**Программная реализация рекурсивного алгоритма
адаптивной настройки механизмов компенсации
эхосигналов: метод минимальной корреляции виртуальных
сигналов (МКВС)**

Правообладатель: *Душин Сергей Викторович (RU)*

Автор: *Душин Сергей Викторович (RU)*

Заявка № **2017610649**

Дата поступления **23 января 2017 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **11 мая 2017 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2017615104

Программная реализация метода минимальной корреляции
виртуальных сигналов (МКВС) с применением метода
увеличения устойчивости к воздействию аддитивных шумов

Правообладатель: *Душин Сергей Викторович (RU)*Автор: *Душин Сергей Викторович (RU)*

Заявка № 2017610642

Дата поступления 23 января 2017 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 03 мая 2017 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев