МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ НИЖЕГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ИМ. Н.И. ЛОБАЧЕВСКОГО (национальный исследовательский университет)

Избранные труды 18 научной конференции по радиофизике, посвященной дню радио

Нижний Новгород 2014

Эффективной организационной формой реализации программ подготовки специалистов высшей научной квалификации в ведущих университетах мира являются аспирантские (докторские) исследовательские школы. Исследовательские школы – это специализированные университетские структуры, создаваемые для организации подготовки аспирантов (PhD-студентов) и магистрантов по конкретному научному направлению или в широкой междисциплинарной области в условиях тесной «привязки» научной молодежи к крупным исследовательским коллективам.

Приоритетными задачами исследовательских школ являются:

- установление четких профессиональных требований к процессу и качеству обучения,
- совершенствование системы управления качеством научных исследований и подготовки аспирантов,
- обеспечение финансирования диссертационных исследований,
- обеспечение междисциплинарности подготовки и вхождения молодых ученых в научное сообщество,
- развитие академической мобильности и научных коммуникаций,
- повышение научного уровня диссертационных исследований.

В июне 2014 года на базе 4 кафедр радиофизического факультета: кафедра акустики, кафедра теории колебаний и автоматического регулирования, кафедра бионики и статистической радиофизики, кафедра математики завершена работа по созданию исследовательской школы «Колебательно-волновые процессы в природных и искусственных средах» (приказ ректора ННГУ № 248-ОД от 17.06.2014, http://www.unn.ru/ranking.html). Соруководителями школы являются Гурбатов Сергей Николаевич – заведующий кафедрой акустики, профессор, доктор физикоматематических наук и Мальцев Александр Александрович - заведующий кафедрой бионики и статистической радиофизики, профессор, доктор физикоматематических наук.



Основная цель Исследовательской школы - подготовка аспирантов и магистрантов (специальности 01.04.03 – «Радиофизика», 01.04.06 – «Акустика» номенклатуры специальностей научных работников) к профессиональной деятельности в области фундаментальных и прикладных научных исследований и в высокотехнологичных отраслях экономики на уровне современных международных стандартов.

Члены школы, аспиранты и магистранты, ежегодно принимают участие в различных научных мероприятиях, одним из которых традиционно является ежегодная Научная конференция по радиофизике, проходящая на базе радиофизического факультета ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

18 научной конференции по радиофизике, посвященная Дню Радио, прошла в мае 2014 года. В данном сборнике приведены тезисы 63 докладов, которые были заслушаны на заседаниях в 4 секциях:

Акустика,

Теория колебаний,

Бионика и статистическая радиофизика,

Математическое моделирование процессов и систем.

В конференции наряду с членами исследовательской школы активно участвовали также сотрудники Российской Академии Наук и других высокотехнологичных организаций, занимающиеся аналогичными научными задачами и тесно взаимодействующие как по научным, так и по учебным вопросам с исследовательской школой.



Оглавление

Секция «Акустика»:

- 1. Хилько А.И., Смирнов И.П., Хилько А.А. Бистатическая сила цели в океанических волноводах
- Хилько А.И., Смирнов И.П., Малеханов А.И., Хилько А.А. Адаптированное мультистатическое ГА наблюдение в нестационарных неоднородных океанических волновода
- Курин В.В., Калинина В.И., Лазарев В.А., Уваров В.В., Хилько А.А., Хилько А.И. Физическое моделирование процесса морской сейсмоакустической разведки
- 4. Муякшин С.И., Макаров М.М., Гнатовский Р.Ю., Гранин Н.Г., Кучер К.М. акустическая регистрация пузырьковых выходов метана на озере Байкал
- 5. Заславский Ю.М. Регистрация воздушно-акустического сигнала движущегося источника крестообразной антенной
- 6. Никитина Н.Е. О методике измерения затухания ультразвука в твердых телах с микроструктурой
- 7. Мотова Е.А., Никитина Н.Е. Изучение влияния термообработки на структурное состояние конструкционного материала акустическим методом
- 8. Назаров В.Е., Кияшко С.Б. Распространение однополярных акустических возмущений в гистерезисных средах с насыщением нелинейных потерь
- Миронов Н.А. Оценка пространственной разрешающей способности многопозиционной акустической системы
- Матвеев Л.А., Зайцев В.Ю., Матвеев А.Л., Геликонов Г.В., Геликонов В.М. Моделирование эволюции спекловой структуры ОКТ изображений при деформации биоткани
- 11. Казаков В.В. Исследование характеристик многослойных ультразвуковых преобразователей
- 12. Казачек С.В., Никитина Н.Е. Преимущества акустического метода определения механических напряжений относительно других методов неразрушающего контроля
- Вилов С.А., Диденкулов И.Н., Мартьянов А.И., Прончатов-Рубцов Н.В. Использование эффекта Доплера на разностной частоте для медицинской диагностики
- Морозова К.Г., <u>Халитов Р.Ш.</u>, Кудашова А.А., Демин И.Ю. Исследование модуля сдвига мягких биологических тканей на примере желатинового фантома
- 15. <u>Халитов Р.Ш.</u>, Морозова К.Г., Демин И.Ю. Измерение скорости сдвиговых волн в фантомах биотканей
- 16. <u>Лабутина М.С.</u>, Малеханов А.И., Смирнов А.В. Расчет выигрышей протяженной антенны в многомодовом подводном звуковом канале
- 17. Грязнова И.Ю., <u>Иващенко Е.Н.</u> О расеянии акустических волн на совокупности дискретных случайных неоднородностей разных размеров

- Артельный П.В., Стуленков А.В., Суворов А.С. Экспериментальное определение путей передачи акустической энергии от работающего механизма на корпус корабля
- 19. Грязнова И.Ю., *Быков А.А.* Изучение корреляционных свойств обратного рассеяния акустических сигналов на дискретных неоднородностях
- 20. Курин В.В., Смирнов В.А. Определение направления и скорости ветра акустическими методами
- 21. Курин В.В., Маслов М.Г. Измерение скорости звука в жидкостях малых объемов
- 22. Казаков Е.В., Мартьянов А.И. Установка для экспресс-анализа скорости звука в образцах малого объема
- 23. Базова М.И., Вьюгин П.Н., Грязнова И.Ю. Экспериментальные исследования особенностей аэродинамических течений в конфузорах и диффузорах

Секция «Теория колебаний»:

- 1. Лунин Ю.В., Половинкин А.В. Среднее время флуктуационного скачка: определение, вычисление, свойство симметрии
- 2. Иванов А.С., Мишагин К.Г., Матросов В.В. Учет запаздывания в модели системы фазовой автоподстройки частоты гиротрона
- <u>Алешин К.Н.</u>, Канаков О.И., Лаптева Т.В., Мишагин К.Г., <u>Тихомиров А.А.</u>
 Эффекты самолокализации в нелинейных колебательных решетках с беспорядком
- 4. Леванова Т.А., Осипов Г.В. Последовательные переключения активности в ансамбле связанных отображений Рулькова
- 5. Болотов М.И., Осипов Г.В. Синхронизация в ансамблях импульсно связанных осцилляторов типа накопление-сброс
- 6. <u>Дмитриенко Н.С.</u>, Касаткин Д.В. Динамика фазовых осцилляторов с адаптивной связью
- Мишагин К.Г., <u>Алешин К.Н.</u> Стохастическая динамика двухмодовой модели спинового генератора
- 8. <u>Алешин К.Н.</u>, Матросов В.В. Анализ автоколебательных режимов малых ансамблей систем фазовой синхронизации потокового типа
- 9. <u>Есир П.М.</u>, Симонов А.Ю. Моделирование динамики биологически правдоподобных нейронных сетей
- Адамчик Д.А., Казанцев В.Б. Влияние внеклеточной ГАМК на возникновение мультистабильности в системе интернейрона гиппокампа с сетевой обратной связью
- 11. Цыганов А.А. Спайковые последовательности в сети синаптически связанных модельных нейронов
- Кастальский И.А., Пимашкин А.С., Митрошина Е.В., Ведунова М.В., Казанцев В.Б. Анализ динамики кальциевых сигналов в нейрон-глиальных сетях мозга по данным конфокального флуоресцентного имиджинга
- Нагорнов Р.С., Осипов Г.В. Фазовая динамика нейронов ингибиторными и возбуждающими связями

- 14. Заикин А.А., Иванченко М.В., Канаков О.И. Конкурентная и автоколебательная динамика в составных синтетических генных системах
- 15. Лукьянов И.А. Синхронизация модельных нейронов в безмасштабной сети
- 16. <u>Болдырева Н.В.</u>, Матросов В.В. Синхронизация в модели двух однонаправлено связанных астроцитов

Секция «Бионика и статистическая радиофизика»

- 1. Сорокин И.С., Ястребов А.В. Эффективность методов адаптации в антенной решетке с большим числом элементов
- 2. <u>Сойкин О.В.</u>, Колобов А.А. Двухэлементная планарная антенная решетка частотного диапазона 2.5-2.7 ГГц для малой базовой станции LTE
- 3. Болховская О.В., <u>Шукова А.В.</u> Робастность GLRT-статистик в задаче обнаружения узкополосного сигнала многоэлементной антенной решеткой
- Морозов О.А., Гринь И.В., Ершов Р.А. Вычислительно эффективная реализация разностно-допплеровского метода определения местоположения источника радиоизлучения
- <u>Соснин С.Д.</u> Хоряев А.В, Шилов М.С., Пантелеев С.В. Сравнительный анализ методов прямой передачи данных в современных сотовых сетях радиосвязи
- 6. <u>Белов Д.М.</u>, Червяков А.В., Хоряев А.В. Анализ практических алгоритмов оценки каналов связи полезного и помехового сигналов в LTE системах радиосвязи
- <u>Мавричев А.В.,</u> <u>Тихонов С.А.</u>, Артеменко А.А., Мальцев А.А. Разработка пассивных компонент и широкополосных переключателей миллиметрового диапазона длин волн
- <u>Тихонов С.А., Мавричев А.В.</u>, Артеменко А.А., Мальцев А.А. Разработка миркосхемы малошумного усилителя диапазона 60 ГГц по технологии КМОП 90 нм.
- 9. <u>Елохин А.В., Кутузов Н.А.</u> Эффективность сотовых систем связи с адаптивным управлением мощностью передатчика пользователя
- <u>Тихонов С.А., Мавричев А.В.</u>, Артеменко А.А., Мальцев А.А. Разработка малошумящего усилителя диапазона 60 ГГц по технологии КМОП 90 нм
- 11. Маслов А.В., Шмелев Е.И. Модели формирования 1/f шума в диодах Шоттки при прямом и обратном смещениях
- 12. Шкерин А.В., Косымов О.Д., Флаксман А.Г., Ермолаев В.Т. Исследование характеристик ионосферного канала коротковолновой радиосвязи
- Серебряков Г.А., <u>Шашанов М.А., Трушанин А.Ю.</u> Увеличение производительности системы WCDMA HSUPA путём сокращения ресурсов, используемых для передачи контрольной информации
- 14. <u>Шашанов М.А., Трушанин А.Ю.</u>, Шкерин М.В., Масленников Р.О. Применение механизма детектирования для эффективного временного разделения пользователей в системе HSUPA

- <u>Шумилов В.Ю., Вечканов М.М., Бобкова Д.П., Шашанов М.А., Трушанин</u> <u>А.Ю.</u> Решение проблемы дисбаланса восходящего и нисходящего каналов в неоднородных сетях мобильной связи
- <u>Бобкова Д.П., Вечканов М.М., Трушанин А.Ю., Шумилов В.Ю.</u> Оценка производительности контрольных каналов системы связи HSPA
- 17. <u>Вечканов М.М., Трушанин А.Ю., Бобкова Д.П., Шумилов В.Ю.</u> Анализ производительности контрольного канала HS-DPCCH в гетерогенных сетях системы HSPA

Секция «Математическое моделирование процессов и систем»:

- 1. Грищенко Г.В., Панкратов А.Л., Панкратова Е.В. OpenCL- реализация алгоритмов вычисления статистических характеристик времени прохождения солитона по цепочке джозефсоновских контактов
- 2. Бочков Г.Н., Горохов К.В., Колобков А.В. Демодуляция OFDM-сигналов с фазоразностной модуляцией в частотной области в каналах с рассеянием во времени и по частоте
- Фролов В.А., Исаев В.Д. Разработка системы выявления нештатных ситуаций на многониточном магистральном газопроводе
- 4. Гаврилин А.Т. Квазиоптимальный измеритель мощности вспышек
- Мясников А.С., Панкратов А.Л., Панкратова Е.В. Изучение зависимости ширины спектральной линии от индуктивности и количества контактов в цепочках связанных джозефсоновских переходов
- Дубков А.А., <u>Харчева А.А.</u> Влияние потенциального барьера на корреляционные характеристики полетов Леви в бистабильном симметричном потенциале
- Дубков А.А., <u>Литовский И.А.</u> О наличии стохастического резонанса в нелинейной динамической системе с одним устойчивым состоянием

СЕКЦИЯ «АКУСТИКА» БИСТАТИЧЕСКАЯ СИЛА ЦЕЛИ В ОКЕАНИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДАХ А.И. Хилько^{1, 2)}, И.П. Смирнов¹⁾, А.А. Хилько²⁾

¹⁾Институт прикладной физики РАН ²⁾Нижегородский госуниверситет

При проектировании и оценке эффективности мультистатических систем гидролокации [1, 2] ключевым параметром является сложным образом зависящая от углов падения и отражения зондирующего сигнала бистатическая сила цели (БСЦ). На практике по аналогии с моностатической гидролокацией часто удобно вместо БСЦ оперировать с бистатическим эквивалентным радиусом (БЭР). Для оценки БСЦ в случае, когда объект имеет достаточно большие волновые размеры и относительно гладкую поверхность, можно использовать геометрооптическое (высокочастотное) приближение дифракции гидроакустического (ГА) поля.

В рефракционном волноводе дифрагированное поле является суммой парциальных лучевых компонент, соединяющих источник, и соответствующие им точки блика **T** на поверхности тела и приемник. Суммируются только те лучевые компоненты **STR**, для которых в точках блика нормаль совпадает с биссектрисой. Коэффициент отражения в каждой бликующей точке тела определяется кривизной поверхности и акустическими характеристиками тела.

В низкочастотном (НЧ) приближении описания ГА полей для наблюдения дифрагированных телами сигналов в океанических волноводах на достаточно больших расстояниях используется модовое представление. При этом дифрагированное на теле в волноводе ГА поле является суммой парциальных модовых компонент. В частности, для оценки наиболее энергетически насыщенных компонент дифрагированного ГА поля, формируемых при малоугловом (просветном) наблюдении, БСЦ определяется матрицей дифрагированных мод, зависящей от экрана сечения тела, расположенного между источником и приемником.

В случае, когда тело имеет форму упругой цилиндрической оболочки, каждая из квазиплоских волн (бриллюэновских волн, формирующих моды волновода) при рассеянии на упругой оболочке конечных размеров даст сумму квазисферических волн с диаграммами направленности, которые определяются собственными формами радиальных и продольных колебаний упругой оболочки. Матрица рассеяния волноводных мод при этом зависит как от свойств волновода и положения оболочки, так и от упругих свойств оболочки. В целом, как показывает анализ, для типичных, часто встречающихся в практике тел, имеющих ярко выраженную анизотропную форму, БСЦ может значительно меняться (на 20–30 дБ) в зависимости от геометрии задачи, структуры волновода и строения дифрактора.

На рисунке показана форма зависимости уровней рассеянных сигналов, пропорциональных вариациям силы цели. Анализировался случай для моделей оболочки конечных размеров со сферическими торцами, когда падающая мода имела номер n=1 и принималась мода m=3, рассчитанный для частоты 250 Гц при рассеянии на абсолютно жесткой оболочке (слева) и при рассеянии на упругой оболочке (справа). Видно, что в пространстве углов падения и отражения можно выделить области, в которых проявляются эффекты незеркального рассеяния, обратного рассеяния, просветного рассеяния и т.д. При этом из-за резонансных эффектов изменение частоты поля подсветки существенно меняет структуру матрицы угловой зависимости силы цели. При таких измерениях следует учитывать, что в волноводе БСЦ зависит не только от ракурса и частоты, но и от взаимного расположения излучающих и приемных систем и цели, как в горизонтальной плоскости, так и по глубине. Это особенно ярко проявляется при перемещении цели вдоль протяженной траектории (см. рисунок, а также [3]).



Рис. Структура БСЦ для различных типов дифракторов.

В случае, когда тело имеет достаточно большие размеры, рассеянные различными волновыми компонентами, а также бликовыми областями поля могут складываться в противофазе, что приведет к подавлению дифрагированных сигналов (этот эффект можно интерпретировать как уменьшение интегральной БСЦ). Кроме того, при перемещении тела БСЦ будет сильно варьироваться, что особенно ярко может проявляться в случае использования для измерения БСЦ одиночного излучателя и приемника.

При одном и том же взаимном расположении элементов схемы наблюдения БСЦ зависит от направленности излучающих и приемных антенн. Путем излучения и приема различных волноводных компонент с помощью антенн можно реализовать измерение отдельных парциальных компонент дифрагированного поля и обеспечить некогерентное сложение таких компонент, ослабляя интерференционное подавление уровня дифрагированных сигналов. Именно в этом заключается смысл мультистатической адаптации к условиям распространения сигнала в океаническом волноводе.

Работа выполнена при поддержке ведущей научной школы С.Н. Гурбатова (грант НШ-339.2014.2) и гранта РФФИ № 12-02-00543.

- [1] Смирнов И.П., Хилько А.И., Хилько А.А. // Изв. вуз. Радиофизика. 2009. Т. 52, №. 2. С. 134.
- [2] Лучинин А.Г., Хилько А.И. // УФН. 2011. Т.181, № 11. С. 22.
- [3] Лебедев А.В., Хилько А.И. // Акуст. журнал. 1992. Т. 38, № 6. С. 1057.

Хилько Александр Иванович	Хилько Антон Александрович				
Заведующий лабораторией ИПФРАН,	Заведующий лабораторией кафедры				
д.фм.н. Область научных интересов:	акустики, к.фм.н. Область научных				
гидроакустика, томография, гидроаку-	интересов: гидроакустика, мелкое				
стическое наблюдение	море.				

АДАПТИРОВАННОЕ МУЛЬТИСТАТИЧЕСКОЕ ГА НАБЛЮДЕНИЕ В НЕСТАЦИОНАРНЫХ НЕОДНОРОДНЫХ ОКЕАНИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДА

А.И. Хилько^{1, 2)}, И.П. Смирнов¹⁾, А.И. Малеханов^{1, 2)}, А.А. Хилько²⁾

¹⁾Институт прикладной физики РАН ²⁾Нижегородский госуниверситет

Система мониторинга океана, состоящая из совокупности пространственно распределенных, работающих совместно пассивно-активных гидроакустических (ГА) элементов позволяет обеспечить эффективное подводное наблюдение. Из-за нестационарности условий наблюдения и изменчивости наблюдаемых неоднородностей отношение уровней сигналов и помех существенно меняется в процессе наблюдения. В этой связи состав и, структура таких интегрированных сетевых систем (ИСС) и алгоритмы совместной работы их элементов, включая принятие решений и управление работой, должны оптимизироваться с учетом особенностей решаемых задач и условий наблюдения. Такие системы должны обладать адаптивными свойствами, что позволяет минимизировать энергоресурсы, необходимые для работы отдельных элементов и системы наблюдения.

ИСС являются совокупностью элементов-технологий, включающих в себя акустические и неакустические приемные подсистемы, источники зондирующих сигналов, элементы акустической связи, подсистемы геофизических датчиков, а также центральные элементы сетей, обеспечивающих решение задач адаптивного наблюдения и управления потенциалом. Рациональная структура ИСС должна определяться гидролого-геофизическими условиями района, требуемой эффективностью наблюдения и требованиями по минимизации необходимых энергоинформационных ресурсов. В этом случае функционирование ИС системы представляет собой процедуру, включающую тестирование сетевых элементов, оптимизацию активации элементов и их адаптацию к изменениям среды.

Основой создания ИСС являются теория сенсорных сетей, специализированных для работы под водой, теория сложных систем, достижения подводной акустики, а также современные технические и технологические достижения в области сенсоров, источников сигналов, цифровой техники обработки, передачи и представления данных и морской робототехники. Обоснование и системное проектирование ИСС обеспечивается имитационным моделированием, использующим модели элементов ИСС, наблюдаемых неоднородностей, океанологических условий конкретных районов, помех, адаптированных к океанической среде зондирующих акустических сигналов, дифракции зондирующих сигналов локализованными и случайно распределенными неоднородностями, а также модели передачи, сбора и обработки данных от распределенных систем и управления ими.

На основе использования указанной модели обеспечивается прогноз эффективности вариантов ИСС для различных целей, районов и условий наблюдения, с учетом критериев эффективность-стоимость. Основным способом достижения требуемой зональной эффективности при выполнении условий скрытности для парциальных элементов-технологий является использование при их работе адаптированных к среде высококогерентных зондирующих сигналов и методов фильтрации и накопления полезных сигналов при приеме, что обуславливается и энергетическими ограничениями. Сбор, объединенная обработка данных, отображение информации, управление подсистемами и принятие решений осуществляются мастер-элементами ИСС. Адаптированное к тактическим задачам и условиям управление процессом наблюдения обеспечивается оптимальным выбором решающих правил и критериев. а также может основываться на использовании морских роботизированных устройств в виде буксируемых, либо автономных, преимущественно подводных аппаратов различных типов, способных нести сенсорное, связное (ретрансляционное) и навигационное оборудование. Различные варианты ИСС должны быть оборудованы средствами позиционирования и синхронизации работы составляющих ее элементов, а также подсистемами гидрофизических датчиков, обеспечивающими актуализацию океанологических данных.

Одним из примеров такой подсистемы является низкочастотная маломодовая акустическая томография океана, состоящая из пространственно разнесенных вертикально ориентированных решеток, излучающих и принимающих сложно модулированные маломодовые импульсы. В такой системе согласование зондирующих импульсов со средой осуществляется путем излучения и приёма распространяющихся с малыми потерями в ГА волноводе маломодовых сигналов. Работа такой ИСС заключается в фокусировке каждого из её элементов в заданную точку наблюдения и принятия решений при оценке параметров наблюдаемой неоднородности при использовании суммарной вероятности наблюдения, получаемой при накоплении вероятностей каждой томографической проекции. Это позволяет наблюдать относительно крупные неоднородности в пределах больших районов наблюдения.

При необходимости наблюдения более мелких неоднородностей система маломодовой томографии может быть дополнена высокочастотной томографической системой, в которой используются согласованные со средой ВЧ акустические пучки. В состав такой системы входят вертикально ориентированные излучающие и приемные решетки, формирующие сложно модулированные направленные в пространстве ГА импульсы. Как и в маломодовой томографии, каждая из решеток фокусируется в заданную точку наблюдения, а парциальные вероятности при принятии решения о значениях параметров неоднородностей накапливаются. Такие НЧ и ВЧ ГА томографические подсистемы являются достаточно сложными элементами, обеспечивающими согласованную со средой фокусировку всех решеток в точку наблюдения. Это позволяет минимизировать число элементов ИСС при решении конкретных задач. Возможна организация ИСС и на основе более простых элементов, например, одиночных приемников, которые распределены в пространстве, в частности, в виде барьера.

Работа выполнена при поддержке ведущей научной школы С.Н. Гурбатова HIII-339.2014.2.



стика, методы обработки сигналов, акустическая диагностика неоднородных сред.

ФИЗИЧЕСКОЕ МОЛЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА МОРСКОЙ СЕЙСМОАКУСТИЧЕСКОЙ РАЗВЕЛКИ В.В. Курин¹⁾, В.И. Калинина²⁾, В.А. Лазарев²⁾, В.В. Уваров²⁾, А.А. Хилько¹⁾, А.И. Хилько²⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет ²⁾Институт прикладной физики РАН

Зондирование слоев морского дна осуществляется посредством измерения коэффициентов отражения звуковых и сейсмических волн от границ слоев. Натурные измерения являются весьма затратными. Кроме того, параметры залачи по восстановлению свойств донных слоёв по принятым отражениям звуковых волн, как правило, нельзя контролировать с достаточной достоверностью.

Измерения в контролируемых условиях можно проводить в бассейне комнатных размеров с помощью установки, моделирующей процессы отражения звука от многослойных твёрдых тел, погружённых в воду. Лабораторная установка представляет собой ванну из нержавеющей стали с размерами 2.97x0,8x0,71 м, заполненную пресной водой до уровня 60 см. Установка оснащена устройством контроля координат, при помощи которого можно выставлять излучатель и гидрофон в заданные точки пространства с точностью 0,1 мм. В соответствие с методом когерентного сейсмоакустического зондирования излучатель возбуждался линейно частотно модулированным (ЛЧМ) сигналом через усилитель мощности от цифрового генератора и цифроаналогового преобразователя (ЦАП). Принятые гидрофоном сигналы, преобразованные аналого-цифровым преобразователем (АЦП), запоминались в цифровом виде для дальнейшей обработки. Целью обработки являлось расширение динамического диапазона измеряемых величин акустического давления в зависимости от задержки сигнала.

Рассмотрим пример дна из 4-х слоёв: стекла толщиной 35 мм, стекла толщиной 25 мм, резины толщиной 33 мм и нержавеющей стали (см. табл. 1). Последовательно снимая слой за слоем, легко определить значения задержек, соответствующих каждой границе.

Матрица распределения сигнала по задержкам представлена на рисунке. Темная верхняя линия соответствует прямому лучу.

Воспользовавшись значениями задержек, которые видны на линиях рисунка, расположенных чуть ниже прямого луча, можно определить вклады соответствующих границ в сигнал, пришедший от слоистого дна. Выражения для коэффициентов отражения от слоя *т* в слой *n* и преломления на границе этих слоев имеют вид [1]:

	Гаол. 1
материал	<i>v</i> , м/с
стекло	1,13×10 ³
резина	0,31×10 ³
сталь	6,65×10 ³

Тобя 1

$$V_{PP} = \frac{Z_n^P \cdot \cos^2 2\theta_n^{SV} + Z_n^{SV} \cdot \sin^2 2\theta_n^{SV} - Z_m}{Z_n^P \cdot \cos^2 2\theta_n^{SV} + Z_n^{SV} \cdot \sin^2 2\theta_n^{SV} + Z_m},$$

$$W_{PP} = \frac{2\rho_m Z_n^P \cdot \cos 2\theta_n^{SV}}{\rho_n \left(Z_n^P \cdot \cos^2 2\theta_n^{SV} + Z_n^{SV} \cdot \sin^2 2\theta_n^{SV} + Z_m\right)},$$

$$W_{PS} = -\frac{2\rho_m Z_n^P \cdot \sin 2\theta_n^{SV}}{\rho_n \left(Z_n^P \cdot \cos^2 2\theta_n^{SV} + Z_n^{SV} \cdot \sin^2 2\theta_n^{SV} + Z_m\right)},$$

$$\Gamma_{AC} = \frac{\rho_m c_m}{\cos \theta_m}, \quad Z_n^P = \frac{\rho_n v_n^P}{\cos \theta_n^P}, \quad Z_n^{SV} = \frac{\rho_n v_n^{SV}}{\cos \theta_n^{SV}} \quad \text{MM педансы сред } m, n.$$

Разрешить приведенную систему относительно параметров ρ_m , ρ_n , c_m , v_n^P , v_n^{SV} (соответственно плотности и скорости звука в средах *m*, *n*; причем в среде *n* волна может быть как продольной v_n^P , так и поперечной v_n^{SV}) можно с учетом закона Снеллиуса: $\sin \theta_m / c_m = \sin \theta_n^P / v_n^P = \sin \theta_n^{SV} / v_n^{SV}$, подбирая нужный набор θ_m углов падения на границу сред так, чтобы захватить максимум коэффициента отражения.

По аналогии с натурными измерениями при физическом моделировании излучались ЛЧМ последовательности с максимально возможной шириной полосы (в натурном эксперименте на Каспии полоса 100–700 Гц была ограничена конструкци-

ей излучателя. в лабораторном бассейне 50-500 кГп - возможностями ШАП). Сжатие ЛЧМ импульсов производилось посредством взаимной корреляционной обработки сигнала, принятого гидрофоном и сигнала цифрового генератора. Накопление (суммирование) сжатых импульсов позволяло несколько (в корень квадратный из числа импульсов раз) подавлять помехи, спектр которых лежал вне области спектра сигнала. Однако, как видно из сравнения, дополнительного выигрыша в 25 дБ можно добиться. произволя регистрацию сигнала в различных



точках бассейна при устранении вибрации, источником которых было устройство перемещения гидрофона.

В заключение отметим, что, переходя от физического моделирования к натурным измерениям, когда не будет возможности манипулировать условиями отражения от дна, необходимым окажется математическое моделирование отраженного поля, возможности которого также приходится проверять на физической модели.

Работа выполнена при поддержке Программы ОФН РАН «Фундаментальные основы акустической диагностики искусственных и природных сред», РФФИ (проект № 12-02-00543) и гранта государственной поддержки ведущих научных школ НШ-339.2014.2.

[1] http://www.rf.unn.ru/rus/sci/books/13/pdf/acoustics.pdf



ГИДРОЛОКАЦИОННАЯ РЕГИСТРАЦИЯ ПУЗЫРЬКОВЫХ ВЫХОДОВ МЕТАНА НА ОЗЕРЕ БАЙКАЛ С.И.Муякшин¹⁾, М.М. Макаров²⁾, Р.Ю.Гнатовский²⁾, Н.Г. Гранин²⁾, К.М. Кучер²⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет ²⁾Лимнологический институт СО РАН

С 2002 года по настоящее время в озере Байкал ведется эхолокационный поиск и мониторинг донных пузырьковых выходов метана (факелов). Для измерений используется доработанный и прокалиброванный эхолот Furuno FCV1100 с рабочей частотой 28 кГц и шириной диаграммы направленности 24°, который регистрирует данные в цифровой форме. На сегодняшний день обследовано примерно 27% площади озера и зарегистрировано более 100 мелководных выходов и около 20 находящихся на глубине, существенно превышающей глубину стабильности газового гидрата метана (ГГ) в Байкале (≈380 м). Факелы обнаружены во всех трех котловинах озера: южной, центральной и северной. Оценки пузырькового потока метана проводилась по методике [1]. Ее отличительными особенностями являются использование принципа некогерентного суммирования интенсивностей, учет распределения пузырьков по размерам и скорости всплытия. При этом импульсный объем эхолота рассматривается как пространственный фильтр. В статье [2] приведены результаты применения этой методики для 4-х глубоководных факелов (>380 м) в Южном и Среднем Байкале. Для разных факелов были получены величины потока от 14 до 97 т/год.

К настоящему времени выполнена обработка данных зондирования около 30 факелов, находящихся на промежуточных (380÷1000 м) и малых (<380 м) глубинах. Для оценки высоты факелов была введена пороговая величина объемного сече-



ния рассеяния (-80 дБ отн. 1/м). Было выяснено, что высота факелов изменяется от 100÷300 м (при потоках 1÷30 т/год) до 500÷900 м (при потоках 30÷110 т/год). Факелы с глубин 900÷1300 м даже при потоках 30÷100 т/год никогда не поднимаются выше глубины устойчивости газовых гидратов (ГГ). Но при сравнимых потоках факелы с глубин 400÷600 м иногда почти достигают поверхности. Большая величина потоков, как в глубоководных, так и в мелководных факелах, может объясняться их групповым характером [3]. При уменьшении потока (< 30 т/год) высота факелов, возникших на глубинах 400÷600 м, быстро падает.

На графике зависимости высоты факела от потока (см. рисунок) четко выделяются три группы: глубоководная (h>1000 м, черные кружки), относящаяся к средним глубинам (380 < h < 1000 м, пустые кружки) и мелководная (h < 380 м, пустые квадраты). Для этих групп получены логарифмические регрессионные зависимости высоты факела от потока $H=H_0+K\cdot\log(Flux)$, которые характеризуются различными параметрами H_0 и K.

Согласно полученным данным большинство выходов газа действуют при всех посещениях, однако некоторые из них активны только время от времени. На сегодняшний день зарегистрировано несколько случаев «извержений» факелов. Для примера приведем событие, зарегистрированное в 1:22 18.07.2012 в районе грязевого вулкана «Маленький» (глубина места 1295 м). Высота факела возросла до 783 м менее чем за 1 час, средняя скорость увеличения высоты факела составила 17 см/сек. С такой скоростью всплывают пузырьки с диаметром от 1 до 2 мм.

Сформулируем основные результаты данного исследования.

1. Найдена связь между высотой факела и потоком газа. Она имеет логарифмический характер и отличается для глубоководных и мелководных факелов. Эту закономерность можно использовать для грубой оперативной оценки потока по эхограмме.

 Обнаружено нестационарное поведение некоторых пузырьковых выходов газа, проявляющееся в апериодических взрывных выбросах пузырьковых облаков. Возможно, они вызваны отдаленными землетрясениями. Обнаружение этого явления показывает необходимость его дальнейшего изучения с целью оценки вклада в полный поток газа из донных осадков.

Работа поддержана базовым проектом VIII.76.1.5 «Изменение абиотических и биотических характеристик экосистемы озера Байкал под влиянием природных и антропогенных факторов», государственная регистрация № 01201353446.

- [1] Муякшин С.И., Заутер Е. // Океанология. 2010. Т. 50, № 6. С. 1045.
- [2] Granin N.G., Makarov M.M., Muyakshin S.I., Kucher K.M., Granina L.Z. //Geo Marine Lett. 2012. V.32, No.5-6. P.427.
- [3] Granin N.G., Makarov M.M., Kucher K.M., Gnatovsky R.Y. //Geo Marine Lett. 2010. V.30, No.3-4. P.399.

РЕГИСТРАЦИЯ ВОЗДУШНО-АКУСТИЧЕСКОГО СИГНАЛА ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА КРЕСТООБРАЗНОЙ АНТЕННОЙ Ю.М. Заславский

Институт прикладной физики РАН

Контроль (мониторинг) движения наземного городского транспорта в режиме непрерывного слежения за отдельно выделенными объектами в общем потоке может осуществляться путем пассивной локации объектов на основе регистрации их собственного акустического шума. В этой связи рассматривается регистрация гармонического акустического сигнала частоты ω в атмосфере системой приемников, образующих фазированную решетку типа крест Миллса с эквидистантным заполнением 2*N* элементами в каждом плече. Точечный монополь движется в воздушной среде с дозвуковой скоростью *V*/*c* <1, сначала приближаясь, а затем удаляясь, причем боковое удаление *H* от оси, идущей через центр решетки, остается неизменным (рис. 1). В этом случае угол между вектором скорости и осью равен углу азимута источника θ . Сигнал с выхода антенны рассматривается как функция указанного угла, скорости движения источника, частоты сигнала и параметров антенны.



Рис. 1

Суммарный отклик с выхода одного из плеч антенны в неподвижной системе координат, связанной с центром антенны [1, 2], имеет следующую зависимость от азимутального угла θ :

$$u \sim (1 + M\cos\theta) \frac{\sin(\pi\xi N\cos\theta(1 + M\cos\theta))}{\sin(\pi\xi\cos\theta(1 + M\cos\theta))}.$$

$$\cos(\pi\xi(N+1)\cos\theta(1 + M\cos\theta))e^{-i\omega(1 + M\cos\theta)(t - R/c)}/R$$
(1)

где M = V/c, $\xi = d/\lambda$, d – шаг дискретизации пространственного местоположения датчиков в апертуре, λ – длина волны звука, N – половина от числа приемников в одном плече, интенсивность источника излучения принята единичной.

После суммирования (1) с аналогичным выражением для отклика во втором плече (заменяя $\cos \theta \rightarrow \sin \theta$ перед скобкой, содержащей поправку на доплеровский сдвиг), получается формула для отклика с выхода крестообразной антенны. На её основе построены графики зависимости от угла $0 \le \theta \le \pi$ амплитуды суммарного отклика при $\xi = 0.25$, N = 20 для неподвижного источника (рис. $2a: M_1 = 0$) и в случае движущегося источника (рис. 26.6). Зависимости, соответствующие приближающемуся источнику, демонстрируются на рис. $26 (M_2 = 0.25)$ и рис. $26 (M_3 = 0.5)$ левым крылом графиков $0 \le \theta \le \pi/2$. Случай удаляющегося источника представлен на рис. 26.6 правым крылом графиков $\pi/2 \le \theta \le \pi$.



Рис. 2

При неподвижном источнике (рис. 2*a*) форма отклика симметрична. В случае движущегося источника (рис. 2*б*,*в*) в его форме возникает асимметрия: часть зависимости, соответствующая приближению источника (углы $0 \le \theta \le \pi/2$), отличается от аналогичной, соответствующей удалению (углы $\pi/2 \le \theta \le \pi$). С ростом скорости источника происходит некоторое сужение максимума характеристики и изменение числа «лепестков» в левом и правом крыльях. Угловое сканирование максимума в области траверса может быть обеспечено путем перестройки регистрируемой частоты ω .

В случае сейсмического аналога имеет место движение источника осциллирующей силы вдоль земной поверхности, который возбуждает поверхностную волну на границе упругого полупространства. Поле поверхностной волны регистрируется на сейсмическую косу, также имеющую два плеча, образующие крест. Полученные графики показывают, что ширина максимума отклика определяется параметрами антенны (шириной главного лепестка), но эта величина в определенной степени зависит и от скорости движения источника, что может влиять на точность пеленга.

- Блохинцев Д.И. Акустика неоднородной движущейся среды. □ М.: Наука. 1981, 208 с.
- [2] Смарышев М.Д., Добровольский Ю.Ю. Гидроакустические антенны. Справочник. □ Л.: Судостроение. 1984, 300 с.

О МЕТОДИКЕ ИЗМЕРЕНИЯ ЗАТУХАНИЯ УЛЬТРАЗВУКА В ТВЕРДЫХ ТЕЛАХ С МИКРОСТРУКТУРОЙ Н.Е. Никитина

Институт проблем машиностроения РАН

Характерным отличием распространения акустических импульсов в твердых телах от распространения радиоволн или сигналов в электрических цепях является частотная зависимость коэффициента затухания (КЗ) волн, физические механизмы которой могут быть разными в зависимости от структуры материала и длины волны. Коэффициент затухания ультразвука, определяемый по экспоненциальному ослаблению амплитуды сигнала, складывается в основном из величин поглощения и рассеяния упругих волн, отличающихся тем, что в первом случае звуковая (ультразвуковая) энергия переходит в тепловую, а во втором остается звуковой, но уходит в направления, не совпадающие с нормалью к волновому фронту. Если записать выражение для КЗ в форме $\alpha = \alpha_0 (\frac{\omega}{\omega_0})^s$, то поглощению (потерям на гистерезис)

отвечает s=1, когерентному рассеянию или связанному с влиянием дислокаций s=2, релеевскому (длинноволновое приближение) s=4 [1]. В реальном материале обычно имеется не один механизм затухания ультразвука, и величина s определяется результатом их конкуренции.

Распространение узкополосного сигнала колоколообразной (гауссовой) формы в слабодиспергирующей среде с поглощением [2] позволило выявить разницу между коэффициентами затухания, определяемыми по максимуму амплитуды импульса и соответствующими величинами для гармонической волны несущей частоты. Измеренная величина КЗ в такой среде всегда меньше действительной, так как основная частота импульса при его распространении уменьшается. Также аналитически, с использованием прямого и обратного преобразования Фурье, можно решить задачу о распространении указанного импульса в среде с квадратичной зависимостью затухания от частоты [3]. В этом случае присутствуют как эффект уменьшения частоты, так и расплывание импульса, обусловленное нелинейной зависимостью затухания от частоты.

В.М. Меркулова [4] изучила вопрос о погрешностях измерения коэффициента затухания ультразвука, определяемых формой импульсов, и характером затухания волн, определяемом вышеприведенной формулой, при любом четном *s*. Путем разложения подынтегральной функции в ряд она получила приближенные выражения, определяющие зависимость основной частоты и обратной длительности импульса от пройденного им пути *x*. Введя в них эффективную длительность импульса $2\tau_0$ вместо ее обратной величины, можно получить следующее выражение для коэффициента затухания, измеренного по максимуму амплитуды в импульсе, в отличие от величины α_0 , соответствующей гармонической волне частотой ω_0 :

$$\alpha(x) = \alpha_0 [1 + s(s-1)(2\omega_0^2 \tau_0^2)^{-1} - s^2 (2\omega_0^2 \tau_0^2)^{-1} \alpha_0 x].$$
(1)

Формула получена в приближении малости величины $2(\omega_0^2 \tau_0^2)^{-1}$, которая со

ссылкой на практику ультразвукового контроля принята равной $10^{-2} - 10^{-4}$ (при этом безразмерная эффективная длительность импульса $n = 2\tau_0/T_0$ около $2\Box 20$ периодов T_0 основной частоты). Она показывает влияние двух конкурирующих эффектов на измеряемую величину КЗ: увеличение его за счет расплывания импульса и уменьшение за счет уменьшения основной частоты. При выполнении равенства $\alpha_0 x = 1 - \frac{1}{s}$ измеренный импульсным методом КЗ совпадает с действительным. Для повышения точности измерений следует выбирать такой диапазон изменения амплитуд сигналов, чтобы это равенство выполнялось. Если это невозможно при сильном затухании сигнала или больших размерах исследуемых образцов, надо применять формулу (1), вычисляя значение α_0 при измеренной величине α

В таблице приведены результаты измерения коэффициентов затухания сдвиговых волн с основной частотой 4,7 МГц и эффективной длительностью около 4 периодов, распространяющихся вдоль ($\alpha_{\rm II}$) и поперек (α_{\perp}) направления проката в образцах, вырезанных из прокатанного листа высокопрочной стали с размером мартенситных игл 30-50 мкм. По предварительной оценке величины КЗ ультразвука ($\alpha \approx 3m^{-1}$) найдено расстояние, которое соответствует наименьшей погрешности импульсных измерений \Box 15-25 см, на котором укладывается 2-3 эхо-импульса. Они и были выбраны для окончательной оценки затухания УЗ в материале.

									гаол.
№ образца	1	2	3	4	5	6	7	8	среднее
$lpha_{ m II}$, нп/м	3,31	3,44	3,18	3,25	3,40	3,24	3,24	3,52	3,23
$lpha_{\perp}$, нп/м	3,59	3,40	3,76	3,34	3,36	3,37	3,74	3,53	3,51

Погрешность измерения затухания составляет 5%, то есть около 0,2 нп/м. Разница в 8% средних величин затухания для волн взаимно перпендикулярной поляризации, повидимому, определяется спецификой распределения размеров структурных компонент в двух этих направлениях — эффективный размерный параметр среды больше в направлении преимущественной ориентации зерен или кристаллитов.

[1] Шермергор Т.Д. Теория упругости микронеоднородных сред. 🗆 М.: Наука, 1977, 399 с.

- [2] Никитина Н.Е. /В кн.: Тр. Российской ассоциации «Женщины-математики». Н. Новгород: ТАЛАМ, 2001. Т.9. С. 67.
- [3] Н.Е. Никитина. Акустоупругость. Опыт практического применения. □ Н. Новгород: ТАЛАМ, 2005, 208 с.
- [4] Меркулова В.М. // Акуст. журн. 1966. Т. 12. Вып. 4. С. 474.

ИЗУЧЕНИЕ ВЛИЯНИЯ ТЕРМООБРАБОТКИ НА СТРУКТУРНОЕ СОСТОЯНИЕ КОНСТРУКЦИОННОГО МАТЕРИАЛА Е.А. Мотова, Н.Е. Никитина

Институт проблем машиностроения РАН

В практике неразрушающего контроля все большее распространение получают акустические методы [1]. Наиболее часто при оценке технического состояния конструкционных материалов используется ультразвуковой эхо-импульсный метод. Для изучения влияния термообработки на конструкционный материал нами использован акустический стенд, собранный на основе измерителя временных интервалов И2-26 [2, 3]. Исследованы лопатки шестой, седьмой и восьмой ступеней турбокомпрессора высокого давления, отработавшие установленный срок, и те же лопатки, подвергшиеся восстановительной термической обработке. Лопатки изготовлены из нержавеющей жаропрочной стали 14Х17Н2Ш (сплав ЭИ961).

Контролю подвергали среднюю часть вблизи основания пера лопатки. Для контроля использовали сдвиговые волны, распространяющиеся по нормали к поверхности детали и поляризованные вдоль или поперек продольной оси лопатки. Для каждой серии испытуемых деталей проведены прецизионные измерения задержек импульсов сдвиговых волн и измерения ослабления амплитуды импульсов в материале. По результатам измерений вычислены параметры собственной акустической анизотропии материала [4] и коэффициент затухания упругих волн в материале лопаток турбокомпрессора.

Параметр акустической анизотропии материала *а* определяли экспериментально по результатам измерения времени распространения в исследуемой стали импульсов сдвиговых волн взаимно перпендикулярной поляризации:

$$a = \frac{t_2 - t_1}{t_{cp}} = \frac{V_1 - V_2}{V_{cp}},$$

где t_1 и t_2 \Box задержки в материале импульсов сдвиговых волн, поляризованных вдоль и поперек оси детали; V_1 и V_2 \Box скорости сдвиговых волн, распространяющихся по нормали к поверхности детали.

Параметр собственной акустической анизотропии материала после термообработки обычно уменьшается. Существенное уменьшение указанного параметра наблюдается для лопаток 6-й и 8-й ступеней. В лопатках 7-й ступени акустическая анизотропия после термообработки растет. В то же время при проведении исследований было выявлено нестандартное акустическое поведение этих лопаток по сравнению с лопатками шестой и восьмой ступеней, а также лопатками, исследованны-



Рис. 3

ми ранее. Особенности картин эхо-импульсов на экране осциллографа дают дополнительную информацию о распространении акустических импульсов в материале указанных деталей. На рис. 1 для примера приведена картина отраженных импульсов в лопатке восьмой ступени, обычно наблюдаемая при измерениях. Картины эхоимпульсов для лопаток седьмой ступени, приведенные на рис. 2, 3, свидетельствует о возникновении эффекта интерференции сдвиговых волн, обусловленных либо сильной неоднородностью материала, либо несовпадением направлений осей его симметрии и осей симметрии детали. Указанные факты могут свидетельствовать о том, что собственная акустическая анизотропия лопаток седьмой ступени обусловлена не столько структурными изменениями в материале, сколько пластической деформацией сдвига или кручения, вплоть до возникновения расслоений. Полученные нестандартные результаты можно объяснить плохим закреплением лопаток в гнездах при эксплуатации или применением чрезмерных усилий при попытках вставить или удалить их из места крепления.

На основании исследований можно сделать следующие выводы.

1. Величина акустической анизотропии может служить в качестве информативного параметра для неразрушающего контроля материала деталей сложной формы после эксплуатации в течение установленного срока и после восстановления, включающего термообработку.

2. Две из лопаток седьмой ступени получили при эксплуатации необратимые повреждения, которые не удастся исправить путем восстановительной обработки. Рекомендовано не проводить восстановительный ремонт этих лопаток.

Величина коэффициента затухания сдвиговых волн после восстановительной термообработки оказалась менее чувствительным акустическим параметром ввиду того, что в деталях сложной формы ослабление импульсов в самом материале составляет незначительную часть от результирующей величины, определяемой в основном расхождением ультразвукового пучка.

- [1] Муравьев В.В., Зуев Л.Б., Комаров К.Л. Скорость звука и структура сталей и сплавов. П Новосибирск: Наука. 1996, 184 с.
- [2] Моничев С.А., Никитина Н.Е. Ультразвуковой эхо-метод исследования упругих свойств твердых тел. Препринт № 24-04-03/Нф. 🗆 Н. Новгород: ИМАШ РАН, 2004, 22 c.
- [3] Никитина Н.Е. Акустоупругость. Опыт практического применения. 🗆 Н. Новгород: ТАЛАМ, 2005, 208 с.

[4] Мотова Е. А., Никитина Н.Е. /В кн. Труды XVII научной конференции по радиофизике, посвященной 100-летию со дня рождения В.С. Троицкого. □ Н. Новгород: ННГУ, 2013. С. 254.

РАСПРОСТРАНЕНИЕ ОДНОПОЛЯРНЫХ ИМПУЛЬСОВ ДЕФОРМАЦИИ В ГИСТЕРЕЗИСНЫХ СРЕДАХ С НАСЫЩЕНИЕМ НЕЛИНЕЙНЫХ ПОТЕРЬ В.Е. Назаров, С.Б. Кияшко

Институт прикладной физики РАН

Теория волновых процессов в идеальных (без диссипации) упругих средах с квадратичной нелинейностью развита достаточно подробно. Из этой теории следует, что при распространении в такой среде однополярного возмущения вначале происходит укручение его фронта (переднего или заднего, в зависимости от знака параметра нелинейности среды), а затем в его профиле образуется неоднозначность или «перехлест». Вследствие физической нереализуемости «перехлеста», в профиль возмущения вводится разрыв – ударный фронт, что приводит к нелинейному поглощению возмущения и увеличению его длительности, при этом импульс возмущения сохраняется, а его энергия уменьшается. Результаты исследования эффектов дислокационного амплитудно-зависимого внутреннего трения в поликристаллических металлах и горных породах свидетельствуют о том, что их уравнения состояния описываются гистерезисной зависимостью $\sigma = \sigma(\varepsilon, sign(\partial \varepsilon/\partial t))$, где σ и $\varepsilon \square$ напряжение и деформация, при этом в некоторых металлах (в отожженной меди, цинке и свинце) имеет место насыщение нелинейных (гистерезисных) потерь.

В настоящей работе проводится теоретическое исследование и анализ распространения однополярных импульсных возмущений в гистерезисных средах с насыщением нелинейных потерь. Уравнение состояния таких сред имеет вид:

$$\sigma(\varepsilon, sign\dot{\varepsilon}) = E[\varepsilon - f(\varepsilon, sign\dot{\varepsilon})], \qquad (1)$$

$$f(\varepsilon, sign\dot{\varepsilon}) = \frac{1}{2(1+\gamma_0|\varepsilon|)} \begin{cases} \gamma_1 \varepsilon^2, \ \varepsilon > 0, \dot{\varepsilon} > 0; \\ -\gamma_2 \varepsilon^2 + (\gamma_1 + \gamma_2) \varepsilon_m \varepsilon, \ \varepsilon > 0, \dot{\varepsilon} < 0; \\ -\gamma_3 \varepsilon^2, \ \varepsilon < 0, \dot{\varepsilon} < 0; \\ \gamma_4 \varepsilon^2 + (\gamma_3 + \gamma_4) \varepsilon_m \varepsilon, \ \varepsilon < 0, \dot{\varepsilon} > 0, \end{cases}$$
(2)

где ε_m \square амплитуда деформации, $\gamma_0 > 0$, $\gamma_1 + \gamma_2 > 0$, $\gamma_3 + \gamma_4 > 0$. Подставляя уравнение (1), (2) в уравнение движения $\rho U_{tt} = \sigma_x$ и переходя к сопровождающей системе координат $\tau = t \Box x/C_0$, x'=x, где $\rho \Box$ плотность, $U \Box$ смещение, $C_0 = (E/\rho)$, получим волновое уравнение:

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial x} = -\frac{1}{2C_0} \frac{\partial f(\varepsilon, sign\dot{\varepsilon})}{\partial \tau}.$$
(3)

Граничное условие зададим в виде симметричного треугольного возмущения:

$$\varepsilon(0,\theta) = 2\varepsilon_0 \cdot \begin{cases} \theta, & 0 \le \theta \le 1/2; \\ 1-\theta, & 1/2 < \theta < 1, \end{cases}$$
(4)

где $\varepsilon_0 > 0$ и $T \square$ амплитуда и длительность возмущения, $\theta = \tau/T$.

Точное решение уравнения (3) с граничным условием (4) записывается в неявной форме и имеет следующий вид:

$$e(z,\theta) = 2 \cdot \begin{cases} \theta - \frac{e(z,\theta)[2 + ae(z,\theta)]}{4[1 + ae(z,\theta)]^2}z, \ \dot{e}(z,\theta) > 0; \\ 1 - \theta - \frac{\mu e(z,\theta)[2 + ae(z,\theta)]}{4[1 + ae(z,\theta)]^2}z + \frac{1 + \mu}{4[1 + ae(z,\theta)]^2} \int_{0}^{z} e_m(z')dz', \ \dot{e}(z,\theta) < 0, \end{cases}$$

где $e(z,\theta) = \varepsilon(z,\theta)/\varepsilon_0$, $e_m(z,\theta) = \varepsilon_m(z,\theta)/\varepsilon_0$, $a = \gamma_0 \varepsilon_0$, $z = y\varepsilon_0$, $y = \gamma_1 x/C_0 T$, $\mu = \gamma_2/\gamma_1$.

Амплитуда e_m определяется значением $e(z,\theta)$ в точке $\theta_m(z)$ пересечения переднего ($\partial e(z,\theta)/\partial \theta > 0$, $0 < \theta < \theta_m$) и заднего ($\partial e(z,\theta)/\partial \theta < 0$, $\theta_m < \theta < \theta^*$) фронтов возмущения, т.е. в его вершине:

$$e_m = 2 \left[\theta_m - \frac{e_m (2 + ae_m)}{4(1 + ae_m)^2} z \right],$$
 (5)

$$e_m = 2 \left[1 - \theta_m - \frac{\mu e_m (2 + a e_m)}{4(1 + a e_m)^2} z + \frac{1 + \mu}{4(1 + a e_m)^2} \int_0^z e_m(z') dz' \right].$$
(6)

Длительность возмущения определяется выражением:

$$\theta^*(z) = 1 + \frac{1+\mu}{4} \int_0^z e_m(z') dz'.$$

Из уравнений (5) и (6) находим уравнение для определения амплитуды $e_m(z)$:

$$4ae_m^3 + [2(1-2a) + (1+\mu)z]e_m^2 - 2 = 0.$$

При a <<1 $e_m(z) = (1+(1+\mu)z/2)^{-1/2}$, $\theta^*(z) = (1+(1+\mu)z/2)^{1/2}$, $\theta_m(z) = e_m(z)(1+z)/2$, при a >>1 $e_m = 1 \square (1+\mu)y/4\gamma_0$. Амплитуда $e_m(z)$ с увеличением z уменьшается, а длительность $\theta^*(z)$ растет, при этом импульс возмущения I не меняется:

$$I = E \int_{0}^{\theta^{*}} \varepsilon(x,\theta) d\theta = E\varepsilon_{0}/2 = const.$$

Установленные закономерности нелинейного распространения однополярных возмущений в гистерезисных средах могут быть использованы при проведении соответствующих экспериментов с целью определения параметров нелинейности таких сред и их нелинейной акустической диагностики.

ОЦЕНКА ПРОСТРАНСТВЕННОЙ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ Н.А. Миронов

Нижегородская академия МВД России

Значительный интерес к вопросам теории пространственно-временной фильтрации и обработки сигналов в измерительных акустических системах в настоящее время объясняется развитием техники фазированных антенных решеток и стремлением улучшить помехоустойчивость таких систем [1, 2]. Важнейшей остается проблема выделения полезных сигналов из аддитивной смеси с помехами от пространственно распределенных источников при отсутствии априорной информации о помеховой обстановке [3].

В данной работе рассматривается акустическая система из восьми микрофонов, равномерно распределенных по периметру сцены, на которой одновременно разговаривают несколько человек. Каждый микрофон регистрирует сумму всех акустических сигналов, один из которых является полезным, а остальные – помехой. Для выделения полезного сигнала в каждый регистрируемый сигнал вводятся временные задержки таким образом, чтобы приходящие на каждый микрофон сигналы из произвольно выбранной точки пространства регистрировались синхронно. Все сигналы суммируются, и амплитуда полезного сигнала увеличивается в восемь раз. При этом значительно подавляются сигналы от источников помех [3].

Для начала разберем принцип работы предложенной акустической системы при наличии единственного источника гармонического сигнала в центре сцены $S(t)=A \sin(2\pi f_0 t)$. При разных расстояниях r от источника до приемного устройства с номером i, сигналу требуется разное время $\tau_i=r_i/c$, чтобы достичь микрофона. Чтобы получить максимальную мощность принятого полезного сигнала, необходимо, чтобы сигналы от источника регистрировались на всех приемниках в одно и то же время. После введения задержек принятый i-м каналом сигнал может быть представлен следующей формулой:

$$S_{np} = \frac{A}{r_i} \sin(2\pi f_0 (t - (\frac{r_i}{c} - \frac{r_{ji}}{c})))$$

где r_{ji} – расстояние от точки фокусировки системы до *i*-ого источника. На рис. 1 приведено распределение зависимости средней мощности суммы задержанных сигналов, принимаемых всеми микрофонами от координат точки фокусировки. Из полученного рисунка видно, что максимум средней мощности находится в центре сцены, где и расположен источник сигнала. Кроме того, легко заметить наличие большого числа побочных максимумов, связанное с периодичностью гармонической волны.

Речевой сигнал отличается от гармонического и имеет более широкий спектр. Простейшей моделью речевого сигнала является гауссов шум с почти равномерным спектром в области частот от 300 до 3400 Гц. Поместим в центр сцены источник такого сигнала. Рассмотрим, как изменится распределение средней мощности после введения задержек в каждый приемный канал аналогичным способом.



Рис. 1

Распределение средней мощности по координатам точек фокусировки (рис. 2) утратит периодическую структуру, боковые лепестки станут существенно меньше и распределятся вдоль лучей от источника сигнала к микрофонам.



Рис. 2

По полученному распределению средней мощности суммы сигналов удалось оценить разрешающую способность такой системы. Для этого была измерена ширина главного максимума по уровню -3 Дб. Разрешающая способность предложенной измерительной системы составила 6 см.

- [1] Гетманов В.Г. Цифровая обработка сигналов.
 ПМ.: НИЯУ МИФИ, 2010, 232 с.
- [2] Гимпилевич Ю.Б. Сигналы и процессы в радиотехнике.
 Севастополь: Сев-НТУ, 2003, 272 с.
- [3] Канащенков А.И., Меркулов В.И. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития. – М.: Радиотехника, 2003, 416 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭВОЛЮЦИИ СПЕКЛОВОЙ СТРУКТУРЫ ОКТ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПРИ ДЕФОРМАЦИИ БИОТКАНИ Л.А. Матвеев, В.Ю. Зайцев, А.Л. Матвеев, Г.В. Геликонов, В. М. Геликонов

Нижегородский госуниверситет Институт прикладной физики РАН

В последнее годы происходит активное развитие методов эластографии на основе оптической когерентной томографии (ОКТ) (см. недавний обзор [1]). С целью численной апробации развиваемых алгоритмов получения эластограмм в ОКТ предложен способ моделирования спекловой структуры ОКТ-изображений в спектральной ОКТ, позволяющий корректно прослеживать эволюцию спеклов в процессе деформации биоткани. В отличие от других способов моделирования спекловой структуры, предложенная в докладе модель строго учитывает изменение как абсолютного, так и относительного расположения рассеивателей в среде при её деформации. Принцип получения А-сканов в значительной степени воспроизводит реальный процесс формирования А-сканов в спектральной ОКТ и основан на непосредственном моделировании процесса формирования комплексного спектра на приёмной линейке фотодетекторов в спектральной ОКТ (см. принципиальную схему в [2]). Расположение по глубине z_i для отдельных рассеивателей (для простоты – с одинаковой силой рассеяния) учитывается через соответствующие фазы при суммировании их вкладов в суммарный принимаемый спектр на линейке фотодетекторов спектр:

$$\widetilde{S} = \sum_{n} \sum_{j} S_{n} \exp(i2k_{0}z_{j}) \exp\left(i\frac{2\pi n}{H}z_{j}\right), \tag{1}$$

где *n* соответствует суммированию по номеру элементов линейки фотодетекторов (т.е. получаемых дискретных спектральных компонент); S_n описывает спектральную форму аппаратной функции ОКТ-системы (например, форму спектра источника); k_0 волновое число, соответствующее центральной частоте источника света; $H \square$ максимальная наблюдаемая глубина, соответствующая ширине спектра.

При моделировании ОКТ-изображений, получающихся в процессе деформации ткани применяется следующая последовательность действий:

- 1. Для каждого рассеивателя вычисляется координата, которую он приобретает из-за смещений в процессе деформации.
- Вычисляется вклад в суммарный спектр от каждого рассеивателя независимо.
- Вклады в спектры от всех рассеивателей суммируется в один спектр (1), при этом учитывается форма аппаратной функции ОКТ-системы.
- Обратное преобразование Фурье от получившегося суммарного спектра (1) дает А-скан на изображении. Из А-сканов формируется В-скан.

Важно, что координата каждого из рассеивателей меняется непрерывно (соответственно, все субпиксельные смещения рассеивателей учитываются с высокой точностью, соответствующей разрядности массивов в компьютерной программе). Статистические параметры спекловой структуры на реальных и смоделированных ОКТ изображениях хорошо совпадают. На рис. (а) представлена гистограмма распределения спекловых пятен по интенсивности на реальном ОКТ-изображении силиконовой смазки. На рис. (б) представлена аналогичная гистограмма, соответствующая смоделированному изображению. На рис. (в) показаны смоделированные зависимости декорреляции спекловой структуры ОКТ сканов в окне 7х7 в зависимости от деформации для разных значений несущей волны источника ОКТсистемы. Для случая, когда длина волны и длина когерентности сопоставимы (при длине волны λ =16), мигание спеклов слабое, и декорреляция в обсуждаемом диапазоне деформаций слаба. В случае, когда длина волны на порядок меньше длины когерентности (случай λ =1), мигание сильное и практически полная декорреляция спекловой структуры происходит уже при 1,5 \Box 2% деформации (см. [3]).



Предложенное моделирование позволяет исследовать влияние основных параметров ОКТ-системы (длины когерентности, длины несущей волны, количество спектральных компонент и элементов приемной линейки и т.д.) на эволюцию ОКТизображений в процессе деформации и потому может быть применено для численной апробации различных алгоритмов обработки ОКТ-изображений (в том числе для получения эластограмм, карт микроциркуляций, исследования реологических свойств и т.д.) на основе последовательности как чисто интенсивностных, так и полных (т.е. с амплитудой и фазой) ОКТ-сигналов.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ (№ 13-02-00627-а и № 13-02-97131-р_поволжье_а), гранта Правительства Российской Федерации (контракт № 11.G34.31.0066) и гранта Президента РФ для молодых ученых (№ МК-4826.2013.2).

- Kennedy B.F., Kennedy K.M., Sampson D.D // IEEE J. of Selected Topics in Quantum Electron. 2014. V. 20(2). P. 7101217.
- [2] Wang R.K. // Appl. Phys. Lett. 2007. V. 90(5). P. 054103.
- [3] Zaitsev V.Yu., Matveev L.A., Gelikonov G.V., Matveyev A.L., Gelikonov V.M. // J. Biomedical Opt. 2014. V. 19(2). P. 021107.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МНОГОСЛОЙНЫХ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В.В. Казаков

Нижегородский госуниверситет Институт прикладной физики РАН

Вопросам улучшения технических характеристик ультразвуковых пьезопреобразователей в режимах излучения и приема путем использования электрических корректирующих цепей посвящено очень большое число работ [1]]. Преобразователи такого типа востребованы, например, для использования в ультразвуковых эластометрах, использующих для смещения ткани радиационное давление сфокусированной ультразвуковой волны, когда преобразователь последовательно работает в режиме излучения коротких и длинных импульсов.

Общая схема исследования частотных характеристик ультразвуковых преобразователей приведена на рис. 1. Радиоимпульс, состоящий из 20-ти периодов частоты f и амплитуды 8 В, с генератора AFG3022В подавался на исследуемый преобразователь ПР1. Сфокусированная на расстоянии 23 мм ультразвуковая волна принималась приемным преобразователем ПР2, в качестве которого использовался прямой преобразователь П111-5-К6. Оба преобразователя помещались в кювету с во-

дой. Частота генератора перестраивалась в диапазоне $f = 2,6 \div 3,6$ МГц с шагом 0,3 МГц. Синхронно с изменением частоты с помощью цифрового осциллографа TDS1002 (Tektronix) измерялись амплитуды сигналов с приёмного преобразователя и исследуемого пьезоэлемента.

В качестве ПР1 использовались четыре преобразователя с двумя





склеенными пьезоэлементами. В двух из них (1,2) полярность поляризации пьезоэлементов совпадает, а в двух других (3,4) \Box противоположна. С одной стороны пьезоэлементы нагружены на фокусирующую линзу из оргстекла (1), а с другой – на демпфер (4). Диаметры пьезоэлементов – 13 мм, частота резонанса $f_r = 3,17$ МГц. Каждый из пьезоэлементов (2,3) использовался и как активный элемент, излучающий волну, и как пассивный, управляемый, с нагрузкой или индуктивностью $L = 0,25 \div 1,5$ мкГн или резистора $R = 0 \div 1$ кОм. Дополнительно с помощью измерителя комплексного сопротивления LCR-78110G (Gw Instek) для обоих пьезоэлементов измерены мнимые и действительные части импеданса для выбранных значений нагрузок.

На рис.2а,б приведены результаты измерения, которые можно считать типичными, полученные для первого преобразователя, при условии, что излучает первый пьезоэлемент, а второй является управляемым, где цифрой 1 обозначен режим холостого хода, а 2 \Box 5: L = 0.25; 0.5; 0.75; 1.0 мкГн (а) и R = 0; 10; 20; 30 Ом (б).



Рис. 2

Подключение индуктивности или резистора к пассивному пьезоэлементу различным образом изменяет частотные характеристики преобразователя в режиме излучения длинных импульсов. Низкоимпедансная электрическая нагрузка вызывает резонансные колебания на измененной частоте, сужает полосу пропускания и увеличивает амплитуду излучаемой волны. При этом для увеличения амплитуды колебаний закорачивание обкладок пьезоэлемента также эффективно, как и использование для этих целей индуктивности.

В частности, подключение к пассивному пьезоэлементу индуктивности менее 0,5 мкГн или резистора сопротивлением менее 10 Ом может увеличить интенсивность излучаемой волны на 17 □66%. Указанный результат можно получить как для случая, когда излучает первый пьезоэлемент, так и второй. Подключение резистора при этом не приводит к изменению резонансной частоты, а индуктивность (в зависимости от значения) уменьшает её не более чем на 320 □ 400 кГц. Мощность возрастает, когда пьезоэлементы включены с последовательным соединением направления их полярности. При работе на частоте резонанса, определяемого параллельным подключением к управляемому преобразователю индуктивности путем закорачивания его выводов с помощью электронного ключа, имеющего в открытом состоянии сопротивление менее 10 Ом, можно осуществлять модуляцию излучаемой ультразвуковой волны в широком (до сотен килогерц) диапазоне частот с коэффициентом модуляции не более 70%.

Работа выполнена при поддержке гранта Правительства РФ № 11.G34.31.0066.

- [1] Касаткин Б.А., Павин Н.Я. // Акуст. журн. 1983. Т.29, №5. С. 706.
- [2] Быстров Ю.М., Кузьменко А.Г. // Дефектоскопия. 1987, №5. С. 48.
- [3] Грищенко Е.К. // Акуст. журн. 1977. Т.23, №4. С. 561.
- [4] Кривин Е.В. // Акуст. журн. 1975. Т.21, №2. С. 230.

ПРЕИМУЩЕСТВА АКУСТИЧЕСКОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕХАНИЧЕСКИХ НАПРЯЖЕНИЙ ОТНОСИТЕЛЬНО ДРУГИХ МЕТОДОВ НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ С.В. Казачек, Н.Е. Никитина

ОАО «Гипрогазцентр» Институт проблем машиностроения РАН

Рассмотрены преимущества метода акустоупругости для неразрушающего контроля (НК) напряжений, действующих внутри материала, по отношению к тензометрическим, рентгеновским и магнитным методам, а именно.

1. Высокая проникающая способность ультразвуковых колебаний в упругом теле, благодаря чему возможно измерение внутренних напряжений в материале.

Рентгеновским методом измеряются поверхностные микродеформации (микронапряжения), которые не всегда интересны для крупноструктурных материалов, крупногабаритных металлоконструкций. Магнитные методы НК вполне подходят для экспресс-сканирования поверхностей элементов конструкций с целью выявления зон концентрации напряжений. Ультразвуковым (УЗ) методом измеряются усредненные по толщине напряжения, которые обычно находят при расчете напряженно-деформированного состояния (НДС) конструкций методом конечных элементов. Проводить проверку таких расчетов удобнее методом акустоупругости. Метод позволяет измерять напряжения растяжения-сжатия, усредненные по объему прозвучивания (толщина материала, умноженная на площадь датчика). Направления главных напряжений в изотропном материале легко определяются вращением преобразователя сдвиговых волн по отсутствию их двулучепреломления.

 Метод основан на линейных зависимостях скоростей упругих волн от напряжений, полученных в рамках пятиконстантной теории упругости, и дает сравнительно простой переход от растяжения к сжатию и от одноосного к двухосному напряженному состоянию материала.

Главным «плюсом» УЗ метода по отношению к магнитным методам является возможность его использования в любых конструкционных материалах, независимо от наличия у них ферромагнитных свойств. Упругие волны – это ведь механические колебания в твердых телах. Зависимости магнитных параметров от напряжений – эмпирические, не совсем линейные, различные для растяжения и сжатия материала. Аналитических зависимостей их от величины напряжения не существует, а её определение основано на интуитивных и феноменологических соображениях.

В то же время расчетные алгоритмы, полученные на основе зависимостей скоростей упругих волн от деформаций (напряжений), содержат в качестве коэффициентов комбинации модулей линейной и нелинейной упругости конструкционного материала, которые можно до опыта вычислить по значениям этих констант. Применять тарировку метода на образцах материала конструкции целесообразно только из соображений уменьшения ошибок вычисления указанных комбинаций из-за неточного знания констант упругости второго порядка даже для сталей и алюминиевых сплавов [1]. Метод акустоупругости, реализованный в приборе ИН-5101А производства ООО «ИНКОТЕС», проверен нами на задачах теории упругости, имеющих аналитическое решение: при нагружении закрытой трубы внутренним давлением [2, 3] и при одноосном растяжении пластины с вырезом [4]. Разница результатов УЗ и расчетного методов не превысила 5-10% от предела текучести материала.

3. Имеется возможность снятия датчиков на время проведения сварочных работ или отсутствия конструкции на базе, с последующей установкой в отмеченные точки контроля.

В режиме акустической тензометрии, измерив «начальные» параметры, можно удалить датчики с поверхности материала на время проведения технологических работ (сварка, термообработка и т. п.) и установить снова для дальнейших измерений. Точность измерения напряжений в акустически прозрачных материалах сравнима, а иногда и превосходит точность электротензометрии.

4. Для элементов конструкций из слабоанизотропных материалов возможно определение напряжений в уже нагруженной конструкции при неизвестных значениях «начальных» акустических параметров, соответствующих ненапряженному материалу.

Метод тензометрии основан на измерении увеличения (уменьшения) длины тензопластинки, наклеенной на поверхность. При измерении рентгеновским методом в конструкции с неизвестной предысторией нагружения необходим эталонный образец материала. Что говорить про магнитные методы – даже тот же материал, что и у образца, может иметь другие магнитные свойства в натурных условиях.

В акустике, если материал уже напряжен, можно использовать тот факт, что скорость волн есть и в ненапряженном материале. Эксперименты показали, что определение напряжений в режиме «безнулевой» акустической тензометрии [5] возможно в случае слабоанизотропных материалов, в которых величина собственной акустической анизотропии меньше или порядка наведенной напряжениями. Такой режим недоступен для многих других методов НК.

- Н.Е. Никитина. Акустоупругость. Опыт практического применения. □ Н. Новгород: Талам, 2005, 208 с.
- [2] Никитина Н.Е., Казачек С.В., Камышев А.В., Петров О.Е., Смирнов В.А. // В мире неразрушающего контроля. 2005. № 1 (27). С. 33.
- [3] Никитина Н.Е., Камышев А.В., Смирнов В.А., Борщевский А.В., Шарыгин Ю.М. // Дефектоскопия. 2006. № 3. С. 49.
- [4] Никитина Н.Е., Казачек С.В. // Проблемы машиностроения и надежности машин. 2008. № 1. С. 44.
- [5] Никитина Н.Е., Камышев А.В., Казачек С.В. //Дефектоскопия. 2009. № 12. С. 52.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА НА РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЕ ДЛЯ МЕДИЦИНСКОЙ ДИАГНОСТИКИ С.А. Вилов, И.Н. Диденкулов, А.И. Мартьянов, Н.В. Прончатов-Рубцов

Нижегородский госуниверситет

Своевременная диагностика нарушений циркуляции крови в капиллярах представляет собой актуальную задачу современной медицины. Для измерения скоростей движущихся объектов широко распространены методы, использующие эффект Доплера – сдвиг частоты отраженного от движущегося объекта сигнала по отношению к излученному [1]. При этом величина сдвига пропорциональна исходной частоте сигнала и скорости движения объекта. В случае определения скорости кровотока акустические волны отражаются от элементов крови, таких как эритроциты. Однако этот способ применим лишь для относительно больших величин скорости, составляющих десятки сантиметров в секунду [1]. Чтобы получить заметный доплеровский сдвиг частоты при малых скоростях (менее 1 см/с вплоть до 1 мм/с) потребовалось бы излучать сигнал на очень высоких частотах (более 10 МГц), а так как затухание в биологических тканях значительно возрастает с частотой, пришлось бы существенно увеличивать и мощность самого сигнала. Поскольку поля с большой амплитудой способны повредить биологическую ткань, для определения скоростей кровотока необходимо применять другие методы, позволяющие

использовать сигналы, обладающие меньшей интенсивностью.

Метод, исследованию которого посвящена данная работа, основан на способности пузырька воздуха, будучи нелинейным осциллятором, генерировать сигнал на разностной частоте при воздействии двух высокочастотных сигналов с отличающимися частотами [2-3].

Рассмотрим схему, показанную на рис. 1.

Пусть излучатель T1 работает на частоте w_I , а излучатель T2 на частоте w_2 . Тогда принимаемая преобразователем T3 разностная частота равна



Рис. 1

$$\Omega_s = \frac{w_{r1} - w_{r2}}{1 - (v/c)\cos\vartheta_3} \approx (w_1 - w_2) - \frac{v}{c} [w_1\cos\vartheta_1 - w_2\cos\vartheta_2 - (w_1 - w_2)\cos\vartheta_3].$$

При $\mathbb{2}_1 = \mathbb{2}_2 + \pi$ получаем

$$\Omega_s \approx (w_1 - w_2) - \frac{v}{c} (w_1 + w_2) \cos \vartheta_1$$

Таким образом, воздействуя на пузырек сигналами с высокими, но близкими частотами, можно определять его скорость, измеряя доплеровский сдвиг в низкочастотной компоненте рассеянного сигнала. Следовательно, возможно использование источников, создающих поля, обладающих меньшей интенсивностью, чем при линейном эффекте Доплера.

Результаты предварительного эксперимента, в котором исследовался отклик от пузырьков, движущихся в полиэтиленовой трубке [3], показаны на рис. 2. Кривая (а) соответствует случаю отсутствия потока и пузырьков в нем. Характерный пик на разностной частоте $\Omega_s = w_1 \Box w_2 = 120 \ \kappa \Gamma \mu$ на кривой (b) вызван откликом неподвижных пузырьков, чья резонансная частота

совпала с Ω_s (поток по-прежнему отсутствует). Уширение этого пика обусловлено конечной длительностью излучаемых сигналов. При наличии потока появляется второй пик (кривая (с)), соответствующий доплеровскому смещению. В этом случае уширение пика связано также с наличием в потоке пузырьков, движущихся с различными скоростями.

В ходе исследования было показано преимущество использования эффекта Доплера на разностной частоте по сравнению с линейным эффектом Доплера



Рис. 2

при работе с биологическими тканями. Предварительный эксперимент подтверждает возможность применения эффекта Доплера на разностной частоте для определения скорости движения крови в капиллярах. Кроме того, данный метод позволяет также определять распределение скорости по сечению сосуда. Диапазон измеряемых скоростей ограничивается снизу шириной импульса и частотой излучаемого сигнала, поэтому авторы планируют проведение экспериментов с использованием более высоких частот для диагностики ещё более медленных течений.

Работа выполнена по гранту Правительства РФ № 11.G34.31.0066 и частично поддержана грантами Ведущей научной школы НШ-339.2014.2 и Министерства образования и науки РФ № 1822.

- [1] Physical Principles of Medical Ultrasonics / Ed. Hill C.R. 🗆 Chichester: NY, 1986.
- [2] Sutin A.M., Yoon S.W., Kim E.J., Didenkulov I.N. // J. Acoust. Soc. Am. 1998. V.103, No.5. P.2377.
- [3] Didenkulov I.N., Yoon S.W., Sutin A.M., Kim E.J. // J. Acoust. Soc. Am. 1999. V.106, No.5. P.2431.

Мартьянов Александр Иванович	Прончатов-Рубцов Николай Василье- вич
Доцент кафедры акустики, к.фм.н.	Доцент кафедры акустики, к.фм.н.
Область научных интересов: гидроаку-	Область научных интересов: нелиней-
стика.	ная акустика, акустическая диагности-
	ка, статистическая радиофизика.


ИССЛЕДОВАНИЕ МОДУЛЯ СДВИГА МЯГКИХ БИОЛОГИЧЕСКИХ ТКАНЕЙ НА ПРИМЕРЕ ЖЕЛАТИНОВОГО ФАНТОМА К.Г. Морозова, Р.Ш. Халитов, А.А. Кудашова, И.Ю. Демин

Нижегородский госуниверситет

Резиноподобными средами называют эластичные материалы, способные испытывать значительные упругие деформации без нарушения внутренней структуры при приложении сравнительно небольших механических напряжений. К резиноподобным материалам относятся резины, полимеры, а также мягкие биологические ткани. В медицинской практике при обследовании пациентов очень часто применяется методика пальпации, т.е. когда исследуемый участок тела пациента прощупывается врачом, на предмет обнаружения патологических образований в тканях. При таком обследовании именно сдвиговый модуль является диагностическим параметром, так как деформация сдвига значительно превосходит по величине деформации сжатия в мягких биотканях. Большую практическую значимость для целей медицинской диагностики имеет проблема измерения упругих модулей мягких биологических тканей и, в частности, задача локального измерения неоднородностей модуля упругости [1].

В лаборатории биомедицинских технологий и медицинского приборостроения («МедЛаб») на кафедре акустики ННГУ разработана методика изготовления желатиновых фантомов (состав: желатин, крахмал, зубной порошок и вода). Отметим, что ингредиенты для изготовления желатинового фантома доступны и недороги, он



Рис. 1. Схема задачи Герца.





Рис. 2. Схема экспериментальной установки: 1) штатив, 2) весы, 3) микрометр со специальной насадкой для шариков, 4) фантом с шарообразным индентором.

нетоксичен, но его минусом являет недолговечность (срок использования 1 - 3 дня). В настоящей работе модуль сдвига фантома измеряется статическим методом по вдавливанию в него жесткого шарика. Для теоретического обоснования метода и получения расчетной формулы будем использовать решение контактной задачи Герца о соприкосновении двух тел [2]. На рис. 1 приведена схема задачи Герца для контакта сферического индентора с поверхностью образца, исследуемого фантома. Общий вид установки и исследуемый желатиновый фантом представлены на рис. 2.

На основании решения задачи Герца получена формула (1) зависимости для модуля сдвига μ от силы давления *F*, радиуса сферы *R* и глубины вдавливания *h*.





- -

Исследования сдвиговых модулей были проведены для желатиновых фантомов различной концентрации, а именно 5%, 7,5% и 10%. На рис. 3 представлены зависи-

	1 a0.11.
Образец	Модуль сдвига µ, кПа
5% желатиновый фантом	$(4,62 \pm 0,23)$
7,5% желатиновый фантом	$(10,71 \pm 0,53)$
10% желатиновый фантом	$(15,26 \pm 0,76)$

мости силы давления от глубины вдавливания в степени 3/2 (для различных концентраций желатина), которые позволили определить модуль сдвига.

Из графика зависимости $F(h^{3/2})$ проводим расчет сдвигового модуля упругости для данного фантома с помощью формулы (1). Результаты измерений модуля сдвига желатиновых фантомов с различной концентрацией приведены в таблице.

Работа выполнена по гранту Правительства РФ № 11.G34.31.0066. Она частично поддержана также грантами Ведущей научной школы НШ-339.2014.2 и Министерства образования и науки РФ № 1822.

- [1] Ультразвук в медицине. Физические основы применения. /Под ред. К. Хилла, Дж. Бэмбера, Г. тер Хаар. – М.: Физмалит, 2008, 539 с.
- [2] Ландау Л.Д., Лившиц Е.М. Теория упругости. М.: Наука, 1987. 246 с.

Халитов Руслан Шамильевич	Демин Игорь Юрьевич	
Аспирант 1 года обучения. Область	Доцент кафедры акустики, к.фм.н.	
научных интересов: медицинская аку-	Область научных интересов: нелиней-	
стика, эластография.	ная акустика, медицинская акустика.	

ИЗМЕРЕНИЕ СКОРОСТИ СДВИГОВЫХ ВОЛН В ФАНТОМАХ БИОТКАНЕЙ Р.Ш. Халитов, К.Г. Морозова, И.Ю. Демин

Нижегородский госуниверситет

В современных медицинских приложениях, связанных с обнаружением опухолей, фиброза печени и других патологий, очень важным диагностическим параметром является модуль Юнга. Самый многообещающий способ экспериментального определения модуля Юнга, а соответственно и модуля сдвига, мягкой ткани состоит в том, чтобы возбудить сдвиговую волну локально в области, представляющей интерес для исследования, и измерить ее скорость. Описанная техника носит название Shear Wave Elasticity Imaging (SWEI). Эта методика была предложена О. В. Руденко, А. П. Сарвазяном и соавторами в 1998 году [1].

Суть метод SWEI заключается в следующем: интенсивная ультразвуковая волна фокусируется в точке, рядом с которой необходимо определить модуль Юнга среды (рис. 1). Поглощение энергии компрессионной волны сопровождается передачей импульса среде, т.е. на среду действует радиационная сила. Эта сила приводит к излучению сдвиговой волны в среду. Прохождение сдвиговой волны регистрируется с помощью обычного ультразвукового зондирования. На рис. 2 приведен пример эволюции смещения среды от времени для точек, находящихся на разных расстояниях от фокуса прицеливания толкающего импульса. Зная время, за которое максимум смещения среды проходит определенное рас-

стояние, мы можем получить скорость сдвиговой волны. Данный метод реализован на открытой акустической системе Verasonics, находящейся в лаборатории биомедицинских технологий, медицинского приборостроения и акустической диагностики («МедЛаб») на кафедре акустики ННГУ. Для проведения экспериментальных исследований и определения скорости сдвиговой волны, а также модулей сдвига и Юнга были использованы:



• желатиновые фантомы мягких биологических тканей с различным про-



Рис. 2. Зависимость смещения среды от времени на разных расстояниях *X* от точки прицеливания толкающего импульса.

центным содержанием желатина, разработанные и изготовленные в лаборатории «МедЛаб»;

• калиброванный полимерный фантом CIRS, содержащий в себе ступенчатые цилиндры с определенным значением модуля Юнга для различных зон полимерного фантома (Type I-IV), помещенные в полимерную среду (Background).

Дополнительно к измерениям на открытой акустической системе Verasonics были проведены исследования сдвиговых характеристик фантомов на коммерческом аппарате УЗИ Siemens Acuson S2000 в Лаборатории лучевой диагностики Приволжского окружного медицинского центра (ПОМЦ). В табл. 1 приведены результаты измерений скорости сдвиговой волны, выполненные с использованием полимерного фантома CIRS.

~ ~	- 1
ann	
av.r.	

Табл. 2

Сдвиговая скорость				
	Verasonics	Siemens Acuson S2000		
Background	$2,3 \pm 0.6$ (m/c)	2,4 (м/с)		
Туре І	1,3 ± 0,28 (м/с)	1,46 (м/с)		
Туре II	1,9 ± 0,43 (м/с)	1,9 (м/с)		
Type III	3,3 ± 0,94 (м/с)	3,28 (м/с)		
Type IV	4,9 ± 1,6 (м/с)	4,8 (м/с)		

Результаты измерения сдвиговых скоростей в желатиновых фантомах различных концентраций приведены в табл. 2.

Сдвиговая скорость					
	Verasonics	Siemens Acuson S2000			
5% желатиновый фантом	$1,5 \pm 0,43 \; (\text{m/c})$	1,48 (м/с)			
10% желатиновый фантом	2,5 ± 0,81 (м/с)	2,4 (м/с)			

Из приведенных выше результатов видно хорошее согласование между значениями скорости сдвиговой волны в фантоме CIRS, полученные с использованием метода SWEI, реализованной на акустической системе Verasonics, и методом ARFI на аппарате УЗИ Siemens Acuson S2000.

Работа выполнена по гранту Правительства РФ № 11.G34.31.0066. Она частично поддержана также грантами Ведущей научной школы НШ-339.2014.2 и Министерства образования и науки РФ № 1822.

 Sarvazyan A.P., Rudenko O.V., Swanson S.D., Fowlkes J.B., Emelianov S.Y. // Ultra-sound in Med. & Biol. 1998. V. 24. No. 9. P. 1419.

РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ ПРОТЯЖЕННОЙ АНТЕННЫ В МНОГОМОДОВОМ ПОДВОДНОМ ЗВУКОВОМ КАНАЛЕ Лабутина М.С.¹⁾, Малеханов А.И.^{1,2)}, Смирнов А.В.²⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет ²⁾Институт прикладной физики РАН

Коэффициент усиления (выигрыш) приемной антенной решетки (AP) стандартно определяется как отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе AP, отнесенное к ОСШ одиночного приемника: $G = (S/N)_{array} / (S/N)_{receiver}$. В свою очередь, ОСШ AP, расположенной вертикально в подводном звуковом канале (ПЗК), находится как

$$\left(\frac{S_{N}}{N}\right)_{array} = \frac{\vec{\mathbf{F}}^{+}\mathbf{R}_{s}\vec{\mathbf{F}}}{\vec{\mathbf{F}}^{+}(\mathbf{I}+\alpha\mathbf{R}_{M})\vec{\mathbf{F}}}$$

где вектор \vec{F} – амплитудно-фазовое распределение (весовой вектор) AP, \mathbf{R}_{S} и \mathbf{R}_{M} – матрицы пространственной когерентности (МПК) сигнала и модового шума соответственно на входе AP, \mathbf{I} – МПК изотропного шума (единичная). ОСШ одного

приемника (элемента AP) определяется как отношение средних по элементам AP интенсивностей сигнала (I_8) и шума (I_8).

МПК сигнала вычислялась в приближении взаимно-некоррелированных мод и неравномерного (в виде гауссовой кривой) спектра интенсивностей мод с максимумом в области первых номеров и некоторой заданной шириной спектра (много меньшей полной ширины модового спектра канала) [1]. Такая модель физически отвечает условиям дальнего распространения звука в случайно-неоднородных ПЗК с учетом статистических эффектов многократного рассеяния звука [2].

Для моделирования шумов океана были выбраны две известные модели, отвечающие различным частотным диапазонам: модель [2] более характерна для относительно высоких частот (единицы кГц) и близких дистанций, модель [3], учитывающая дискретный (модовый) спектр шумов, отвечает более низким частотам. Поскольку в обеих моделях возбуждение шума осуществляется поверхностными источниками, то модовые спектры шумов оказываются существенно неравномерными и достигают максимума в области высоких номеров мод. Отношение мощности модового шума к мощности пространственно-белого шума выбиралось большим, что отвечает практическим ситуациям (величина $\alpha = 10^3$).

Для сравнительного анализа влияния выбора амплитудно-фазового распределения AP на ее выигрыш вектор **F** поочередно выбирался равным вектору каждой из мод на входе AP. При этом размер AP предполагался равным полной глубине ПЗК (100 м), длина волны задавалась λ =10 м, расстояние между элементами 5 м.

На рис. 1, 2 представлены результаты численного моделирования коэффициента усиления AP (в относительных единицах) в изоскоростном ПЗК с абсолютно жестким дном и свободной поверхностью в зависимости от номера моды при моделях шума [2] (слева) и [3] (справа). Видно, что выигрыш AP в области низких номеров мод значительно выше, что происходит из-за разделения сигнала и шума в модовом спектре: сигнал практически полностью локализован в области низких мод (ширина его спектра задавалась равной 5 модам), а интенсивный шум, напротив, – в области высоких мод. Кроме того, видно, что более резкое увеличение мощности шума в высоких модах в модели [3] по сравнению с [2] (при равенстве суммарной мощности шума) приводит к значительно более высоким значениям выигрыша в области первых мод. Для сравнения, горизонтальным пунктиром на рисунках показан уровень коэффициента усиления данной AP при приеме сигнала в виде плоской волны на фоне изотропного шума (равный числу элементов N=21).



Таким образом, коэффициент усиления протяженной вертикальной АР в ПЗК критически зависит от соотношения модовых спектров полезного сигнала и помех и выбора АФР самой антенны, осуществляющей модовую фильтрацию сигнала, а также масштаба когерентности сигнала (фактически, масштаба межмодовых корреляций). Для более коротких антенн, перекрывающих некоторую часть волновода, необходимо учитывать также частичное разрешение модовой структуры сигнала и, следовательно, появление зависимости усиления АР от ее положения в канале.

Работа выполнена в рамках базовой части государственного задания на выполнение государственных работ в сфере научной деятельности (№1822), при поддержке гранта государственной поддержки ведущих научных школ НШ-339.2014.2.

- [1] Лабутина М.С., Малеханов А.И. // Труды XVII научной конференции по радиофизике. 13 мая 2013 г./ Ред. А.В. Якимов, С.М. Грач. – Н.Новгород: Изд-во ННГУ, 2013. С.235.
- [2] Вировлянский А.Л., Костерин А.Г., Малахов А.Н. Флуктуации мод в каноническом подводном звуковом канале // Акуст. журн. 1989. Т. 35, № 2. С. 229.
- [3] Cron B.F., Sherman C.H. // J. Acoust. Soc. Am. 1962. V. 34, No.11. P. 1732.
- [4] Kuperman W.A., Ingenito F. // J. Acoust. Soc. Am. 1980. V. 67. No.6. P. 1988.



Аспирант 1 года обучения. Область научных интересов: акустика океана, обработка сигналов.

О РАССЕЯНИ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН НА СОВОКУПНОСТИ ДИСКРЕТНЫХ СЛУЧАЙНЫХ ДОННЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ РАЗНЫХ РАЗМЕРОВ И.Ю. Грязнова, Е.Н. Иващенко

Нижегородский госуниверситет

Исследование эффектов, возникающих при обратном рассеянии акустических сигналов на дискретных неоднородностях, имеет большое практическое значение, поскольку по измерениям интенсивности отраженной волны могут быть сделаны определенные выводы о строении исследуемого объекта. Немаловажную роль в поведении функции интенсивности рассеянной волны могут играть эффекты, возникающие при наличии корреляции взаимного расположения рассеивателей и некоторого распределения их по размерам.

В работе рассматривается задача дистанционного акустического зондирования дискретных неоднородностей, расположенных случайным образом на слабо отражающем плоском дне. Рассеиватели моделируются абсолютно жесткими шариками одинакового радиуса *a*, число которых на озвученной площадке дна в среднем постоянно. Возможная статистическая зависимость взаимного расположения рассеивателей учитывается путём введения в двухточечную функцию распределения функции, описывающая корреляцию в расположении неоднородностей $\mu(\vec{r}_{i}, \vec{r}_{j})$. Получены зависимости для некогерентной, когерентной и коллективной компонент средней интенсивности обратного рассеяния акустических волн на дискретных неоднородностях. Предложены следующие аппроксимации функции $\mu(\vec{r}_{i}, \vec{r}_{j})$:

$$\mu(\rho) = \mu_0 e^{-\frac{\rho^2}{\rho_0^2}} \left(1 - \frac{\rho^2}{\rho_0^2}\right), \quad \mu(\rho) = \mu_0 e^{-\frac{\rho^2}{\rho_0^2}} \cos\left(\frac{\rho^2}{\rho_0^2}\right)$$

где ρ_0 – радиус пространственной корреляции положений рассеивателей, μ_0 – степень их коррелированности.

Получена зависимость коллективной компоненты средней интенсивности от безразмерного параметра d/ρ_0 , который можно рассматривать как отношение диаграмм направленности переизлученного от области с характерным размером ρ_0 и зондирующего сигналов. Показано, что корреляция между рассеивателями не влияет на значение средней интенсивности рассеянного поля при $d>>\rho_0$, а при $d<<\rho_0$ на значение средней интенсивности принимаемого поля будут существенно влиять как величина, так и знак параметра μ_0

В работе проводится сравнение эффектов, возникающих при группировке случайных неоднородностей одинакового размера, а также при хаотическом расположении и наличии распределения рассеивателей по размерам [1]. Приводятся оценки параметров функции корреляции расположения частиц, при которых эти эффекты становятся сопоставимы.

На рисунке представлена зависимость средней интенсивности обратного рассеяния от коэффициента упаковки рассеивателей ε – относительной площади поверхности дна, занятой неоднородностями. Кривая (0) показывает зависимость средней интенсивности при отсутствии взаимной корреляции в расположении и одинаковых размерах рассеивателей, (1) П при хаотическом расположении рассеивателей и рэлеевском распределении по размерам, (2) – при одинаковых размерах рассеивателей и группировке с параметром $\mu_0^*>0$. Две другие кривые отвечают за среднюю интенсивность обратного отраженного поля при наличии распределении Рэлея по размерам и статистической зависимости расположения рассеивателей с параметром μ_0^* (3) и параметром $\mu_0 < \mu_0^{**}$ (4).

Таким образом, при наличии одновременно двух эффектов будет наблюдаться значительное увеличение средней интенсивности отраженного сигнала (при $\mu_0^*>0$) по сравнению со случаями хаотического расположения неоднородностей одинаковых размеров и наличия только одного из рассматриваемых факторов. В случае, когда степень коррелированности расположения частиц меньше значения

$$\mu_0^{**} = \frac{(\pi - 16)}{16\pi^2} \frac{\left(\frac{\pi}{d^2} + n\right)}{n} \left(\left(\frac{d}{\rho_0}\right)^2 + \pi^2 \right) < 0$$

происходит не только компенсация двух эффектов, но уменьшение средней интенсивности по сравнению с ситуацией отсутствия корреляции при одинаковых радиусах частиц.

Работа выполнена в рамках базовой части государственного задания на выполнение государственных работ в сфере научной деятельности (№1822) и при поддержке гранта государственной поддержки ведущих научных школ НШ-339.2014.2.



[1] Грязнова И.Ю., Иващенко Е.Н. // В кн. Тр. XVII-й научн. конф. по радиофизике. 13 мая 2013 г./ Ред. А.В.Якимов. – Н.Новгород: Изд-во ННГУ, 2013. С.244.



ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПУТЕЙ ПЕРЕДАЧИ АКУСТИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ ОТ РАБОТАЮЩЕГО МЕХАНИЗМА НА КОРПУС КОРАБЛЯ А.В. Стуленков^{1, 2)}, А.С. Суворов²⁾, П.В. Артельный²⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет ²⁾Институт прикладной физики РАН

Работа посвящена экспериментальному определению вклада отдельного механизма в суммарное виброакустическое поле корабля, а также определению путей передачи акустической энергии от заданного механизма в контрольную точку на корпусе корабля.

Эксперимент проводился на масштабной акустической модели корабля, где в качестве исследуемого механизма выступал макет установки с двухкаскадной амортизацией. Макет представлял собой два массивных груза, связанных между собой и с корпусом амортизаторами типа СТВР. Для имитации работы механизма использовался широкополосный электродинамический вибровозбудитель типа В&К 4810, закрепленный на одном из грузов. Вклад от источника в контрольную точку на корпусе определялся на основе измерения вибрации по обе стороны первого каскада амортизации с помощью метода взаимности, для чего было выполнено два раз-

личных измерения. Первое (прямое) измерение проводилось при работе механизма в заданном режиме, второе (взаимное) измерение проводилось с помощью вибратора, установленного в контрольной точке.

На рисунке приведены результаты сравнения прямого измерения (кривая 1) с результатом расчета вклада механизма на основе метода взаимности (кривая 2). Они свидетельствуют о том, что для низких частот вклад работающего механизма в вибрационное поле в контрольной точке на корпусе масштабной модели определяется вибрацией, прошедшей через два каскада амортизации.

Для уточнения путей распространения акустической энергии в средне- и высокочастотном диапазонах были проведены дополнительные измерения, в которых вибратор был заменен на эквивалентный источник воздушного шума



подвешенный над исследуемым макетом.

По результатам измерений установлено, что в области высоких частот вклад в вибрационное поле в контрольной точке определяется воздушным шумом (кривая 3), который создается колебаниями макета, а в области средних частот вклад определяется как воздушным шумом, так и вибрацией.

ИЗУЧЕНИЕ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ СВОЙСТВ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ НА ДИСКРЕТНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЯХ А.А. Быков, И.Ю. Грязнова

Нижегородский госуниверситет

Работа посвящена теоретическому анализу корреляционной функции акустической волны, рассеянной в обратном направлении на абсолютно жестких дискретных неоднородностях, случайным образом расположенных на плоской донной поверхности.

В ходе работы была получена корреляционная функция обратного рассеяния на дискретных неоднородностях с учетом влияния взаимного расположения рассеивателей. Для ее вычисления использовалась аппроксимация двухточечной функции распределения неоднородностей, предложенная в работе [1], которая учитывала фактор группировки рассеивателей.

Не приводя громоздких вычислений, отметим, что корреляционная функция обратно рассеянного поля состоит из трех слагаемых. Когерентная составляющая влияет на уровень среднего сигнала. Некогерентное слагаемое заметно изменяется на пространственных масштабах порядка апертуры излучателя. Наибольший интерес представляет третье коллективное слагаемое. Его поведение определяется двумя факторами: радиусом пространственной корреляции взаимного расположения рассеивателей и апертурой излучателя.

Наличие группировки приводит к сужению корреляционной функции обратного рассеяния. На рис. 1 показано поведение функции корреляции при хаотическом, статистически независимом расположении рассеивателей (кривая 1), а также при учете корреляции во взаимном расположении рассеивателей (кривая 2).

В ходе исследования было также проанализировано влияние радиуса пространственной корреляции распределения неоднородностей на функцию корреляции обратного рассеяния (рис. 2).



Из рис. 2 видно, что характерный масштаб функции корреляции начинает возрастать при увеличении радиуса пространственной корреляции ρ_0 (от $\rho_0=0,3$, что соответствует радиусу отдельного рассеивателя, до некоторого масштаба группировки неоднородностей ρ_0).

Таким образом, в работе было получено выражение для корреляционной функции обратно рассеянного акустического поля как при хаотическом, так и при статистически зависимом положении случайных дискретных неоднородностей. Изучено



влияние радиуса пространственной корреляции взаимного распределения неоднородностей по плоскости дна на поведение корреляционной функции рассеянного поля.

Работа выполнена в рамках базовой части государственного задания на выполнение государственных работ в сфере научной деятельности (№1822) и при поддержке гранта государственной поддержки ведущих научных школ НШ-339.2014.2.

[1] Горская Н.В., Грязнова И.Ю., Гурбатов С.Н., Николаев Г.Н. // Акуст. журн. 1990. Т. 36. № 4. С. 637.



ОПРЕДЕЛЕНИЕ СКОРОСТИ И НАПРАВЛЕНИЯ ВЕТРА АКУСТИЧЕСКИМИ МЕТОДАМИ В.А. Смирнов, В.В. Курин

Нижегородский госуниверситет

Задача по определению скорости потока вещества в различных средах является одной из самых старых и, на наш взгляд, самых интересных задач акустики. Значительный сегмент этой задачи занимает определение направления и скорости ветра. Нашей целью является разработка и подбор оптимальных параметров для акустического анемометра – прибора, реализующего решение

данной задачи.

Основным достоинством акустических анемометров является то, что они не имеют подвижных частей, а значит, не имеют физического износа, не вносят аэродинамического сопротивления в контролируемый поток, практически безынерционны [1].

Для осуществления измерения направления и скорости ветра была предложена следующая модель экспериментальной установки: на одинаковых рас-



экспериментальной установки: на одинаковых рас- гис. г стояниях от акустического излучателя расположены четыре приемникапреобразователя, попарно перпендикулярных друг другу. Вся система жестко закреплена и располагается в горизонтальной плоскости (рис. 1).

Для реализации акустической модели решено было использовать фазовую схему измерений, при которой измеряется фазовый сдвиг акустических колебаний, возникающих на приемных пьезоэлементах в результате разности времен прохождения этими колебаниями одинакового расстояния по потоку и против него [1].

Таким образом, возникла задача по поиску теоретической модели, которая с достаточной точностью описывала бы предложенную модель установки.

Первоначально рассматривалась модель, в которой для описания системы «излучатель-приемник» используются три дополнительных угла. В результате такого подхода можно записать систему из трех уравнений. Распространяя его на нашу установку, получим систему из 13 уравнений. Решение получившейся системы получается весьма трудоемким, к тому же в отдель-

ных случаях возникает неоднозначность в определении направления воздушного потока. Поэтому было решено оставить эту модель в качестве резервной и перейти ко второму способу описания.

Он подразумевает использование простых и известных формул для фазы распространяющейся



волны. Преимуществом этого способа является то, что мы можем однозначно оценить направление воздушного потока. Для этого применяем сравнение фазовых задержек противоположно расположенных приемников. Попарно сравнивая их, мы можем точно сказать, из какого квадранта на систему набегает воздушный поток. Стоит отметить, что для такого сравнения фаз подойдет и установка с тремя приемниками, где в результате последовательного сравнения трех разных пар, также получается однозначное направление. Но установка из четырех приемников может дать наибольшую точность в определении скорости, т.к. для нее можно найти решения для шести разных пар приемников и затем усреднить результат, когда для трёх приемников можно составить только 3 различные пары.

Немаловажным параметром для осуществления работы установки является её рабочая частота. Исходя из предлагаемого теоретического обоснования, на частоту можно наложить условие: она должна быть такова, чтобы разность фаз двух рассматриваемых приемников не превышала 2π . С другой стороны рабочая частота должна лежать в комфортном для человека диапазоне (выше 20 кГц или ближе к верхней границе слышимого диапазона).

Первый способ оценки частоты заключается в рассмотрении упрощенной модели нашей установки. Рассмотрим излучатель и 2 приемника (рис. 2).

Для них записываем разность фаз. При этом максимальное значение скорости ветра берем равным 50 м/с, т.к. для наших широт даже такая скорость является экзотикой. Оценка оптимальной базы для установки (расстояние от излучателя до приемника) показала, что наиболее выгодным является длина, равная 10 см. В результате оценки частоты мы получаем, что она не должна превышать 11 кГц, что является вполне допустимой величиной.

На наш взгляд, данный прибор может получить широкое применение в метеорологии для составления прогнозов ветра на долгосрочный период, в строительстве транспортных объектов (канатных дорог, аэродромов) и объектов спортивного применения (трамплинов и пр.).

Работа выполнена при поддержке гранта государственной поддержки ведущих научных школ НШ-339.2014.2.

[1] Плотников А.Д. Сучкова Л.И. //Ползуновский альманах. 2010. №2. С.119.

ИЗМЕРЕНИЕ СКОРОСТИ ЗВУКА В МАЛЫХ ОБЪЕМАХ ЖИДКОСТИ В.В. Курин, М.Г. Маслов

Нижегородский госуниверситет

Целью настоящей работы является исследование и анализ различных методов определения скорости звука в жидкостях малого объема. Как известно, существует множество методов определения скорости распространения звуковых волн в жидкостях: метод интерферометра, резонансные, импульсные, оптические методы (с использованием явления дифракции на ультразвуке) и их различные модификации. В данной работе исследуются два метода. Импульсным методом скорость ультразвука определяется по времени пробега ультразвукового импульса через исследуемую среду. Чтобы не учитывать погрешность, связанную с конечностью размеров приемника и излучателя, для расчета скорости звука берется не полное расстояние между приемником и излучателем, а приращение. Фазовый метод основан на измерении фазового сдвига высокочастотного сигнала, прошедшего через исследуемую среду.

Эксперимент состоял из трех этапов. На первом этапе скорость звука в дистиллированной воде была измерена в емкости объемом 5 литров, при этом использовался импульсный и фазовый метод. Результаты эксперимента и относительная погрешность представлена в таблице 1.

Г	абл.	1

F, КГц	90	00	12	50	15	500	1750	20	00	2250	2500	2750	3000
с _{имп} м/с	149	8,5	149	9,09	149	5,38	1496,93	1500),46	1495,59	1495,47	1495,54	1497,71
СКО	10	,4	8,	07	7,	,17	5,49	8,1	17	6,63	3,74	3,98	6,81
с _{фаз} , м/с	149	2,4	149	7,97	149	7,65	1496,19	1495	5,21	1498,08	1498,67	1496,11	1497,7
СКО		3,	38	2,	,3	1,68	0	0,89		0,99	0,3	1,32	0,16

Как видно из таблицы 1, СКО (среднеквадратичное отклонение) составило порядка 10⁻²□10⁻³ при расчетной теоретической погрешности 10⁻⁵. Отличие расчетной погрешности от практической связано с наличием дифракционных эффектов, поэтому для более точных измерений нужно учитывать дифракционные поправки [1]. Из приведенных данных также можно сделать вывод о преимуществе фазового метода измерения скорости звука над импульсным. На втором и третьем этапах измерения проводились в резонансной трубе и специальной установке. Результаты измерений представлены в таблице 2 и таблице 3.

Табл. 2.	Резонансная	труба
----------	-------------	-------

F, КГц	2700	3000	3400	4900
Симп, м/с	1499,98	1494,13	1498,04	1497,29

СКО	14,46	8,52	2,68	8,2
С _{фаз} , м/с	1499,25	1501,3	1500	1498,89
СКО	0,749	4,34	0,46	1,52

	r doni or onequ	and for an oblight
F, КГц	2756	3000
Сипи, м/с	1499,25	1497,97
СКО	11,9	7,56
$C_{1} = M/2$	1501.07	1409 72

Табл. 3. Специальная установка

Из результатов, приведенных в таблицах 2 и 3, видно, что относительная точность измерений скорости звука упала по отношению к эксперименту, проведенному на первом этапе. Это связано со значительным уменьшением базы между приемником и излучателем. При этом точность измерения скорости звука фазовым методом остается выше по отношению к импульсному.

Подводя итог, можно сделать следующие выводы. Благодаря высокоточному позиционеру была достигнута точность измерений порядка 10⁻²□10⁻³. При этом показано преимущество фазового метода измерения скорости звука над импульсным. Ещё одним немаловажным результатом является отсутствие зависимости скорости звука от частоты, связанное с влиянием упругости стенок [2]. Последний вывод должен быть проверен в дальнейшем, так как отсутствие зависимости скорости распространения звуковой волны от частоты может быть связано с недостаточной чувствительностью используемой измерительной установки.

Работа выполнена при поддержке гранта государственной поддержки ведущих научных школ НШ-339.2014.2.

[1] Гитис М.Б, Химунин А.С. // Акуст. журнал. 1968. Т.14, №3. С. 363.

[2] Скучик Е.В. Основы акустики. II том. / Пер. с нем. Под рук. Ю.М. Сухаревского – М.: Иностранная литература, 1959, 542 с.

УСТАНОВКА ДЛЯ ЭКСПРЕСС-АНАЛИЗА СКОРОСТИ ЗВУКА В ОБРАЗЦАХ МАЛОГО ОБЪЁМА Е.В. Казаков, А.И. Мартьянов

Нижегородский госуниверситет

Скорость звука является важной информативной характеристикой механических свойств вещества. Информацию о скорости звука в различных средах можно узнать в справочниках и монографиях, но при проведении реальных экспериментальных исследований часто возникает необходимость постоянного контроля изменения скорости звука, например, при процессах растворения, затвердевания, полимеризации и т.д. В данной работе приводится описание лабораторной установки и результаты тестовых измерений скорости звука в малом объёме жидкой среды методом сравнения с эталонной средой. Между излучателем и приёмником находится эталонная среда, в качестве которой удобнее всего выбрать дистиллированную воду. В неё помещена кювета, в которой два отсека: в одном та же дистиллированная вода, а в другом
исследуемая среда. Сначала ставим на пути сигнала отсек с дистиллированной водой, а затем с исследуемой средой (рис. 1).

Время распространения сигнала в первом и втором случае отличается на величину $\Delta \tau$, которая измеряется с использованием цифрового высокочастотного осциллографа. Зная скорость звука в дистиллированной воде c_0 , расстояние между стенками кюветы d и изменение времени задержки $\Delta \tau$, вычисляем скорость звука c_x в исследуемой среде по формуле:

$$c_x = \frac{d}{\Delta \tau + \frac{d}{c_0}}.$$

Результат вычисления не зависит от толщины стенок кюветы b и расстояния между источником и приёмником l_0 .



Рис. 1

Блок схема установки представлена на рис. 2, где 1 – генератор, 2 – усилитель, 3 – излучатель, 4 – фокусирующая система, 5 – измерительная кювета, 6 – приёмник, 7 – осциллограф.

Использование малых объёмов исследуемых сред достигается благодаря применению фокусирующей системы, в качестве которой используется сферическая линза из оргстекла.

Для определения минимальных размеров кювет с исследуемой и эталонной средой необходимо иметь информацию о пространственном распределении амплитуды ультразвукового пучка сформированного линзой.



Рис. 2

Исследование зависимости амплитуды поля в пучке от поперечных координат проводилось экспериментально в области максимального значения амплитуды поля на оси фокусирующей системы. Экспериментальные исследования показали, что поперечные размеры пучка не превышают одного сантиметра, это позволяет применять для измерения кювету с поперечными размерами порядка 10÷12 мм.

Проверка работоспособности и точности лабораторной установки проводилась экспериментально на частоте 1 МГц с применением в качестве исследуемой среды солёной воды. Результаты экспериментов представлены в таблице.

		Табл.
Солёность, %	Скорость звука, м/с	Эталон, м/с
10	1592	
5	1545	
3,3	1521	1517,3
2,5	1510	1508,5

Основным параметром, характеризующим любой измерительный стенд, является точность. Оценка погрешности измерений вычисляется по формуле:

$$dc_{x} = \left|\frac{\partial c_{x}}{\partial d}\right| \Delta d + \left|\frac{\partial c_{x}}{\partial \Delta \tau}\right| \Delta \Delta \tau + \left|\frac{\partial c_{x}}{\partial c_{0}}\right| \Delta c_{0}.$$

Проведённые экспериментальные и теоретические исследования показали, что на данной установке достаточно быстро можно проводить измерения скорости звука в водоподобных и желеобразных средах с не очень сильным затуханием, с относительной погрешностью порядка 0,5%, при объёмах исследуемой жидкости от 2 см³.

Работа выполнена в рамках базовой части государственного задания на выполнение государственных работ в сфере научной деятельности (№1822).

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ОСОБЕННОСТЕЙ АЭРОДИНАМИЧЕСКИХ ТЕЧЕНИЙ В ДИФФУЗОРАХ М.И. Базова, П.Н. Вьюгин, И.Ю. Грязнова

Нижегородский госуниверситет

Диффузор в гидроаэродинамике □ это участок проточного канала (трубопровода), в котором происходит торможение потока жидкости или газа. Из-за уменьшения средней скорости согласно уравнению Бернулли давление в направлении течения увеличивается, и кинетическая энергия потока частично преобразуется в потенциальную.

Симметрично расходящееся течение в диффузоре при данном угле раствора наблюдается только при числах Рейнольдса, не превышающих определенного предела. При числах Рейнольдса, превышающих некоторое критическое значение (Re>Re_{max}), возникает сначала решение, при котором скорость имеет один максимум и один минимум, и движение ассиметрично относительно плоскости поперечного сечения диффузора. При дальнейшем увеличении числа Рейнольдса возникает симметричное решение с одним максимумом и двумя минимумами скорости [1]. Во всех этих решениях существуют наряду с областями вытекающей жидкости также и области втекающих потоков (но при этом полный расход жидкости Q>0). При Re→∞ число чередующихся минимумов и максимумов неограниченно возрастает, так что никакого определенного предельного решения не существует. Однако при увеличении Re стационарное диффузорное движение описанного типа вскоре после достижения Re=Re_{max} становится неустойчивым и возникает турбулентность.

Экспериментальные исследования проводились на лабораторной аэродинамической установке ТМЖ-1М. Измерения давления и скорости воздушных потоков в нескольких поперечных сечениях трех диффузоров разной длины, но с одинаковыми входным и выходным сечениями, были сделаны для девяти значений начальной скорости потока.

Для примера на рис. 1 приведено характерное распределение скорости потока в длинном диффузоре при небольшом расходе Q. Кривые 1 и 2 соответствуют максимальным и минимальным значениям наблюдаемых скоростей. Числа Рейнольдса при этом варьировались от ~20000 до ~80000. На рис. 2 продемонстрирован характерный профиль течения в среднем диффузоре для чисел Рейнольдса в диапазоне от ~40000 до ~80000. Флуктуации скорости становятся значительными, и начинает наблюдаться несимметричность течения относительно оси диффузора.

Наибольший интерес, на наш взгляд, представляли собой течения, наблюдаемые в самом коротком диффузоре. Уже при числах Рейнольдса ~45000 имели место так называемые «возвратные течения», при которых направление скорости потока вблизи одной из стенок менялось на противоположное. Пример такого течения приведен на рис. 3.

Кроме того, были проведены измерения скорости в поперечных сечениях трубы после выхода струи из диффузора и продемонстрирован эффект «выравнивания» профилей скорости.

Работа выполнена в рамках базовой части государственного задания на выполнение государственных работ в сфере научной деятельности (№1822) и при поддержке гранта государственной поддержки ведущих научных школ НШ-339.2014.2.





Рис. 2



СЕКЦИЯ «ТЕОРИЯ КОЛЕБАНИЙ» СРЕЛНЕЕ ВРЕМЯ ФЛУКТУАНИОННОГО СКАЧКА: ОПРЕДЕЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛЕНИЕ, СВОЙСТВО СИММЕТРИИ Ю.В. Лунин, А.В. Половинкин

Нижегородский госуниверситет

В статье А.А. Андронова, Л.С. Понтрягина, А.А. Витта «О статистическом рассмотрении динамических систем» [1] было введено понятие среднего времени достижения границы марковским процессом. Для одномерных систем оно определяется следующим образом: изображающая точка системы, движение которой удовлетворяет одномерному уравнению Ланжевена

$$\dot{x} = f(x) + \xi(t), <\xi(t) \ge 0, <\xi(t)\xi(t+\tau) \ge D\delta(\tau),$$
 (1)

выходит из начальной координаты x_0 и движется под суммарным влиянием детерминированного и случайного воздействия, пока не достигнет границы x=d.





В процессе этого движения можно выделить два этапа со своими характерными масштабами. Во-первых, это время, в течение которого изображающая точка остается в ограниченной окрестности начальной координаты. Во-вторых, это время скачка от последнего пересечения начального уровня *x*₀ до первого достижения заданной границы d (см. рис. 1).

Второй характерный масштаб представляет интерес как с теоретической, так и с практической точки зрения при исследовании возможности своевременного предотвращения вызванных флуктуациями катастрофических изменений в системах различной природы.

С применением известного выражения для среднего времени первого достижения T_{fp}(c, x₀, d) поглощающей границы d (при условии, что вторая граница с также является поглощающей) [2] и предельного перехода $x_0 \rightarrow c$ было получено аналитическое выражение для среднего времени скачка:

$$T_{jump} = \frac{\frac{2}{D} \int\limits_{c} \int\limits_{c} \int\limits_{c} \int\limits_{c} \int\limits_{c} \exp\left(\frac{2U(\lambda')}{D} - \frac{2U(\lambda'')}{D} + \frac{2U(\lambda''')}{D}\right) d\lambda''' d\lambda'' d\lambda'}{\int\limits_{c} \exp\left(\frac{2U(\lambda')}{D}\right) d\lambda'},$$
(2)

где D – интенсивность белого шума, d – заданная граница, c – начальная координата, $U(x) = -\int f(x) dx$ – потенциал.

С использованием выражения (2) было доказано свойство симметрии среднего времени скачка относительно преобразования, сводящегося к взаимной перестановке источника и границы:

$$T_{jump}(c \to d) = T_{jump}(d \to c).$$
(3)

Было показано, что в частном случае линейной стохастической системы

$$\dot{x} = \beta x + \xi(t) , \quad \langle \xi(t) \rangle = 0 , \quad \langle \xi(t)\xi(t+\tau) \rangle = D\delta(\tau)$$
(4)

среднее время скачка логарифмически возрастает с уменьшением интенсивности шума *D* (см. рис. 2):

$$T_{jump} = \frac{1}{2\beta} \left[\ln \left(\frac{2\beta x^2}{D} \right) + const \right].$$
(5)

Аналогичный характер зависимости от D сохраняется и в случае, когда на интервале [c, d] присутствуют состояния равновесия, как, например, в системе с периодической внешней силой (см. рис. 3):

$$\dot{\varphi} = \gamma_0 - \sin \varphi + \xi(t) , \quad \langle \xi(t) \rangle = 0 , \quad \langle \xi(t)\xi(t+\tau) \rangle = D\delta(\tau) , \quad (6)$$

где выбрано y₀ =1/2.



На рис.2 и рис.3 представлены результаты численного определения средней длительности скачка влево (кружками) и вправо (звёздочками), а также вычислений с применением аналитического выражения (2) (сплошная линия) и аппроксимации (5) (пунктир).

- [1] Понтрягин Л.С., Андронов А.А., Витт А.А.// ЖЭТФ. 1933. Т.З, вып. З. С. 165.
- [2] Тихонов А.Н., Миронов М.А. Марковские процессы. М.: Сов. Радио, 1977, 488 с.



УЧЕТ ЗАПАЗДЫВАНИЯ В МОДЕЛИ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ ГИРОТРОНА А.С. Иванов, К.Г. Мишагин, В.В. Матросов

Нижегородский госуниверситет

В последнее время возобновился интерес к задаче стабилизации частоты излучения и управления фазой гиротрона. Решение данной задачи позволит применять гиротроны для адаптивного подавления гидродинамических неустойчивостей в плазменных ловушках и реализации когерентного сложения мощностей нескольких гиротронов.

Стабилизацию частоты и управление фазой излучения предлагается организовать с помощью системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) ввиду надежности и предсказуемости такой системы [1]. В настоящей работе исследуется математическая модель системы ФАПЧ гиротрона с соленоидом малой индуктивности в качестве управляющего элемента. Использование соленоида вносит дополнительную инерционность в цепь обратной связи системы автоподстройки, что может привести к неустойчивости режима синхронизации. К неустойчивости также может привести запаздывание в цепи обратной связи системы ФАПЧ, обусловленное задержками при прохождении сигнала по СВЧ тракту и кабелям, задержками при срабатывании логических компонентов. В рассматриваемой модели учитывается инерционность управителя (соленоида) и влияние малой задержки. Система дифференциальных уравнений, описывающая динамику модели, может быть представлена в следующем виде:





 $\dot{m} = v$

$$\begin{split} \varphi &= y, \\ y &= z, \\ z &= \frac{1}{\varepsilon \varepsilon_L} \bigg(\gamma - \bigg(\varepsilon + \varepsilon_L - n\varepsilon \varepsilon_\tau \frac{\varepsilon_L}{\varepsilon_0} \cos \varphi \bigg) - \bigg(1 + (n\varepsilon - \varepsilon_\tau) \frac{\varepsilon_L}{\varepsilon_0} \cos \varphi \bigg) y - \\ &- \frac{\varepsilon_L}{\varepsilon_0} \varepsilon_\tau n\varepsilon y^2 - \frac{\varepsilon_L}{\varepsilon_0} \sin \varphi \bigg), \end{split}$$

где γ – начальная частотная расстройка между опорным генератором и гиротроном, $F(\varphi)$ – характеристика частотно-фазового дискриминатора, ε_{τ} ε_{τ} ε_{L} – безразмерные параметры, характеризующие соответственно инерционность фильтра, инерционность соленоида и запаздывание в цепи ФАПЧ.

В результате качественно-численного исследования, основанного на данных о системе ФАПЧ третьего порядка [2], получено разбиение плоскости параметров ($\varepsilon_{L,\gamma}$) на области с различной динамикой (см. рисунок). Фиксируемые параметры модели соответствуют технологическому образцу гиротрона [3] и разрабатываемой системе синхронизации: $\varepsilon_0 = 0, 1, \varepsilon = 0, 25, n = 0, F(\varphi) = \sin \varphi$. Значение $\varepsilon_r = 0, 1$ соответствует времени задержки $\tau = 5,69$ нс в цепи управления.

Определена область S, которая соответствует режиму установления синхронизации при произвольных начальных условиях. На рисунке: В – режим биений, Q – квазисинхронный режим, S/B, Q/B – бистабильные режимы. Задержка в цепи ФАПЧ приводит к уменьшению области синхронизации S (ε_r =0,1).

Полученные результаты будут использованы при проведении экспериментального исследования синхронизации с использованием дополнительного соленоида в качестве управляющего элемента.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 13-08-00844.

[4] Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. – М.: Связь, 1972.

- [5] Матросов В.В., Шалфеев В.Д. Динамический хаос в фазовых системах. Н.Новгород: Изд-во ННГУ, 2007, 258 с.
- [6] Glyavin M.Yu., Golubyatnikov G.Yu., Ivanov A.S., Luchinin, A.G., Mishagin K.G., Morozkin M.V., Shalfeyev V.D. /In Proc. of 23rd Intern. Crimean Conf. "Microwave and Telecommunication Technology". 2013. P.232.

Мишагин Константин Геннадьевич	Матросов Валерий Владимирович
Доцент кафедры теории колебаний и автоматического регулирования, к.ф м.н. Область научных интересов: нели- нейные колебания и волны, теория син- хронизации, компьютерное моделирова- ние, анализ шумов квантовых стандар- тов частоты.	Зав. кафедры теории колебаний и автоматического регулирования, д.ф м.н. Область научных интересов: ди- намика нелинейных систем, динамиче- ский хаос, синхронизация и управле- ние хаосом, математическое модели- рование

ЭФФЕКТЫ САМОЛОКАЛИЗАЦИИ В НЕЛИНЕЙНЫХ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ РЕШЕТКАХ С БЕСПОРЯДКОМ К.Н. Алешин, О.И. Канаков, Т.В. Лаптева, К.Г. Мишагин, А.А. Тихомиров

Нижегородский госуниверситет

Последние годы проблема распространения и локализации волн в нелинейных пространственно-неоднородных структурированных средах является одним из ведущих направлений исследования в физике колебаний и волн. Общеизвестно, что бегущие волны в низкоразмерных линейных решетках со случайной пространственной неоднородностью в общем случае отсутствуют, поскольку все собственные колебания экспоненциально локализованы – эффект андерсоновской локализации [1]. Этот эффект влечет за собой отсутствие бегущих волн в системе, и, соответственно, экспоненциально слабыми становятся процессы переноса заряда, энергии, вещества. Нелинейность, неизбежная во многих реальных физических системах, приводит к взаимодействию андерсоновской локализации и субдиффузии волновых

пакетов. Ряд универсальных характеристик такого транспорта выявлен как в теоретических и численных работах [2–5], так и в эксперименте [6]. Считается, что субдиффузия связана с возникновением нелинейных резонансов и динамическим хаосом [5].

Вместе с тем, при увеличении амплитуды начального возбуждения деструктивный характер нелинейности меняется на прямо противоположный, происходит так называемая «самолокализация» (англ. «self-trapping»). В этом случае волновой пакет либо начинает диффундировать только после длительных локализованных колебаний, либо его существенная часть вообще остается локализованной в течение всего времени наблюдения [3, 4, 8].

Несмотря на то, что самолокализация была отмечена также и в других численных [7] и экспериментальных работах [8], этот эффект до сих пор не исследован достаточно полно; существуют лишь оценки значений нелинейности, достаточных для самолокализации, вытекающие из критерия нерезонансности нелинейных колебаний с линейным спектром.

Целью настоящей работы является ответ на вопросы: (i) каковы условия самолокализации волновых пакетов? (ii) как соотносятся границы самолокализации с порогами существования и устойчивости бризерных решений [9]? (iii) возникают ли бризероподобные структуры (с конечным временем жизни) внутри расплывающегося волнового пакета, и как при этом изменяется характер диффузии волнового пакета в присутствии подобных самолокализованных состояний?

Исследование было начато в так называемой решетке Фрелиха-Спенсера-Вейна, которая содержит чисто нелинейное взаимодействие между осцилляторами. Особенностью этой модели является то, что ее линейные моды компактны и могут быть записаны в явном виде (отвечают колебаниям отдельного осциллятора), собственные частоты также известны (совпадают с частотами осцилляторов). Аналитические и численные исследования, таким образом, существенно упрощаются. Уже первые численные результаты показывают, что действительно существует некоторое критическое значение параметра связи между осцилляторами, после которого наступает самолокализация начальных возбуждений. Кроме того, для промежуточных значений параметра связи самолокализация носит вероятностный характер, который определяется конкретной реализацией беспорядка. Более точные оценки порогов эффекта еще предстоит получить.

Эффект локализации энергии в нелинейных решётках тесно связан с классом решений, строго периодических во времени и локализованных в пространстве – дискретных бризеров [10]. Как доказательство существования таких решений, так и алгоритм их численного отыскания основываются на идее антиконтинуального предела [11]: в качестве нулевого приближения рассматривается решётка без взаимодействия, имеющая тривиальные периодические решения, где колеблется лишь один осциллятор, а остальные находятся в покое; затем это решение продолжается непрерывно на ненулевые значения параметра связи. Достаточным условием возможности такого продолжения является отсутствие резонансов продолжаемого решения с малыми колебаниями решётки, что обеспечивается ограниченностью спектра собственных частот малых колебаний и нелинейностью системы. Авторами реализован численный алгоритм для построения дискретных бризеров в модели Фрелиха-Спенсера-Вейна по методу антиконтинуального предела. Установлено, что бризеры непрерывно продолжаются на конечном интервале параметра взаимодействия до некоторого порогового значения; величина этого порога зависит от параметров системы и от реализации беспорядка; на этом интервале бризер устойчив в линейном приближении, либо имеет окна слабой неустойчивости (инкремент порядка 10⁻⁶), в зависимости от параметров и реализации беспорядка.

Итак, первые результаты указывают на то, что в пространственнонеоднородных решетках осцилляторов эффект самолокализации, возникающий в условиях сильной нелинейности, действительно определяется существованием и устойчивостью внезонных дискретных бризеров (или мультибризеров). Дальнейшие исследования должны дать более детальную картину этого явления.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 14-02-31432.

- [1] Anderson P.W. //Phys. Rev. 1958. V. 109. P. 1492.
- [2] Pikovsky A.S., Shepelyansky D.L. //Phys. Rev. Lett. 2008. V. 100. P. 094101.
- [3] Skokos Ch. et al. //Phys. Rev. E. 2009. V. 79. P. 056211.
- [4] Laptyeva T.V. et al. //Europhys. Lett. 2010. V. 91. P. 30001.
- [5] Flach S. //Chem. Phys. 2010. V. 375. P. 548.
- [6] Lucioni E. et al. //Phys. Rev. Lett. 2011. V. 106. P. 230403.
- [7] Kopidakis et al. //Phys. Rev. Lett. 2008. V. 100. P. 084103.
- [8] Naether et al. //Opt. Lett. 2013. V. 98. P. 1518.
- [9] Kopidakis G. and Aubry S. //Physica D. V. 130. P. 155.
- [10] Flach S., Gorbach A.V. //Physics Reports. 2008. Vol. 467,№. 1. P. 1-116.
- [11] MacKay R.S., Aubry S. //Nonlinearity. 1994. V. 7, №. 6. P. 1623.

Алешин Кирилл Николаевич	Тихомиров Андрей Александрович
Аспирант 2 года обучения. Область	Аспирант 2 года обучения. Область
научных интересов: Нелинейная дина-	научных интересов: Динамика решё-
мика, системы фазовой синхронизации,	точных колебательных систем, устойчи-
спиновые наногенераторы	вость волн, самолокализация



Канаков Олег Игоревич Доцент кафедры теории колебаний и автоматического регулирования, к.ф.м.н. Область научных интересов: нелинейная динамика, волновые решеточные системы, структурообразование, дискретные бризеры, динамика синтетических генных систем, нелинейная динамика сердечной ткани

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЕ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ АКТИВНОСТИ В АНСАМБЛЕ СВЯЗАННЫХ ОТОБРАЖЕНИЙ РУЛЬКОВА Т.А. Леванова, Г.В. Осипов

Нижегородский госуниверситет

К настоящему времени накоплено множество свидетельств того, что последовательные переключения активности между группами нейронов, генерирующих пачки импульсов, обеспечивают деятельность сенсорных [1] и моторных [2] систем различных животных. Математическим образом такой активности может служить предельный цикл в фазовом пространстве системы. В данной работе приведены результаты численного исследования ансамбля связанных отображений Рулькова [3], описывающего динамику ансамбля нейронов с синаптическими ингибиторными связями, а также анализа сценариев и условий возникновения последовательной активности и других возможных в данной системе режимов.

Отдельный элемент Рулькова представляет собой двумерное отображение вида

$$x^{n+1} = f(x^n, x^{n-1}, y^n, \alpha),$$

$$y^{n+1} = y^n + \mu(-x^n - 1 - \sigma),$$
(1)

где

$$f(x, \hat{x}, y, \alpha) = \begin{cases} \alpha / (1 - x) + y, & x \le 0 \\ \alpha + y, & 0 < x < \alpha + y & u & \hat{x} \le 0 \\ -1, & x \ge \alpha + y & u \pi u & \hat{x} > 0 \end{cases}$$

Быстрая переменная x_i моделирует мембранный потенциал клетки, а уравнение для медленной переменной y_i задает обратную связь и позволяет моделировать медленные процессы. В зависимости от выбранных параметров α и σ элемент способен воспроизводить т.н. silent режим и различные режимы активности, включая тоническую спайковую и берстовую активность.

Влияние синаптической ингибиторной связи моделируется с помощью добавления в оба уравнения, связанные с постсинаптическим элементом, слагаемого $I^n_{post,j} = \gamma I^n_{post,j} + g_{pre->post}(x_{rp} - x^n_{post})\xi(x^n_{pre})$, где $\gamma I^n_{post,j}$ моделирует инерционность синаптического воздействия, x_{rp} – реверсивный потенциал, $g_{pre->post}$ – сила связи, $\xi(x^n_{pre})$ – ступенчатая функция, принимающая значение 1 в случае превышения x^n_{pre} некоторого порога, и 0 – в противном случае, *pre* и *post* – номера пресинаптического о и постинаптического элементов, j=1 при рассмотрении связей g_1 (направленных против часовой стрелке), и j=2 в случае рассмотрения связей g_2 (направленных против часовой стрелки).

Ансамбль связанных элементов Рулькова задается отображением вида

$$\begin{aligned} x_i^{n+1} &= f(x_i^n, x_i^{n-1}, y_i^n + \beta_{syn}(I_{i1}^n + I_{i2}^n) / K_i, \alpha_i), \\ y_i^{n+1} &= y_i^n + \mu_i (-x_i^n - 1 - \sigma_i + \sigma_{syn}(I_{i1}^n + I_{i2}^n) / K_i), \end{aligned}$$
(2)







Рис. 2

где i = 1,2,3 – номер элемента, K_i – количество соседей, $\sigma_{syn} = 1$ и $\beta_{syn} = 0,001$ – параметры, регулирующие силу реакции постсинаптического элемента на воздействие пресинаптического.

Для моделирования параметры, отвечающие за поведение индивидуального элемента, были выбраны таким образом, чтобы обеспечить режим тонических спайков: σ =0,15, α =3,9. Параметр μ малый, μ =0,001.

В случае, если величина одной из связей (но не обеих сразу) достаточно мала, например, при $g_2=0$ и $g_1=1,1$ (рис. 1а), $g_1=6$ (рис. 1b), в ансамбле наблюдаются последовательные переключения активности между элементами, при этом длина пачки является постоянной.

При наличии достаточно сильных связей ($g_1=10$, $g_2=10$, рис. 2a,b) с несущественной асимметрией в ансамбле наблюдается режим мультистабильности, в зависимости от начальных условий изображающая точка притягивается к одному из трех аттракторов в фазовом пространстве, что соответствует возбуждению активности в соответствующем элементе.

Проведя аналогичное исследование, мы выяснили, что в зависимости от значений параметров связи в системе также возможны режимы синхронизации и хаотической пачечной и спайковой активности.

 Afraimovich V.S., Rabinovich M.I., Varona P. // Int. J. of Bifurcation and Chaos. 2004. V. 14, No.4. P. 1195.

- [2] Rabinovich M.I., Huerta R., Varona P., Afraimovich V.S. // Biol. Cybern. 2006. V. 95, No.6. P. 519.
- [3] Rulkov N.F., Timofeev I., Bazhenov M. // J. of Comput. Neurosci. 2004. V. 17. P. 203.

СИНХРОНИЗАЦИЯ В АНСАМБЛЯХ ИМПУЛЬСНО СВЯЗАННЫХ ОСЦИЛЛЯТОРОВ ТИПА НАКОПЛЕНИЕ-СБРОС М.И. Болотов, Г.В. Осипов

Нижегородский госуниверситет

Синхронизация является центральным механизмом для нейронноинформационных процессов, которые осуществляют связь между различными областями мозга. Одно из наиболее общих динамических явлений, наблюдающихся в мозге млекопитающих, – это когерентное поведение отдельных связанных популяций нейронов, изучаемое с использованием множества моделей [1, 2]. В данной работе рассматривается обобщение одной из таких моделей [2] на случай двух связанных ансамблей.

Имеется 2 ансамбля (X, Y), состоящих из $N_{x,y}$ идентичных осцилляторов, каждый из которых связан со всеми другими осцилляторами. Состояние *i*-го осциллятора ансамбля X и *j*-го осциллятора ансамбля Y задается, соответственно, переменной x_i и y_j , которая принимает свои значения из отрезка [0;1]. Эволюция x_i задается уравнением

$$\dot{x}_i = a_x - x_i + g_x[(1 - \varepsilon)E_x(t) + \varepsilon E_v(t)], \tag{1}$$

эволюция y_i задается уравнением

$$\dot{y}_{i} = a_{v} - y_{i} + g_{v}[(1 - \varepsilon)E_{v}(t) + \varepsilon E_{x}(t)], \qquad (2)$$

где $a_{x,y} > 0$ – параметр, определяющий поведение элемента ансамбля при отсутствии связи, $g_{x,y} > 0$ – параметр, характеризующий прочность связи между осцилляторами, $E_{x,y}(t)$ – динамическая переменная, задающая состояние поля соответствующего ансамбля, ε – параметр, задающий силу связи между ансамблями.

Уравнения (1), (2) определяют поведение переменных состояния осцилляторов на отрезке [0;1]. Как только x_i (y_j) достигает значения $x_i = 1$ ($y_j = 1$) с соответствующего осциллятора производится импульс. При импульсе значение x_i (y_j) немедленно сбрасывается к нулю и происходит изменение закона, задающего переменную поля $E_x(t)$ ($E_y(t)$).

Эволюция поля ансамбля Х задается уравнением

$$\frac{d^2 E_x(t)}{dt^2} + 2\alpha \frac{d E_x(t)}{dt} + \alpha^2 E_x(t) = \frac{\alpha^2}{N_x} \sum_{n_x \mid t_{n_x} < t} \delta(t - t_{n_x}),$$
(3)

эволюция поля ансамбля У задается уравнением

$$\frac{d^2 E_y(t)}{dt^2} + 2\alpha \frac{d E_y(t)}{dt} + \alpha^2 E_y(t) = \frac{\alpha^2}{N_y} \sum_{m_y \mid t_{m_y} \le t} \delta(t - t_{m_y}), \tag{4}$$

где $\alpha > 0$ – положительный параметр, характеризующий затухание в уравнениях (3), (4), t_n – момент времени поступления *n*-го импульса, подсчет импульсов ведется в обоих ансамблях.

В результате исследования динамики изолированного ансамбля ($\varepsilon = 0$) было установлено существование трёх основных режимов: некогерентного, когда поле стационарно, а осцилляторы равномерно распределены на отрезке [0; 1] возможных состояний; слабо когерентного, где поле демонстрирует квазипериодическое поведение, а элементы ансамбля образуют участки сгущения и разрежения; сильно когерентного, при котором динамика поля имеет релаксационный характер, элементы ансамбля частично синхронизированы. Аналитически доказано существование устойчивого режима эволюции поля при произвольных значениях параметров ансамблей, зависящее исключительно от закона изменения межспайкового интервала.

Исследование динамики двух связанных ансамблей осцилляторов в зависимости от типа поведения индивидуального ансамбля и параметра связи выявило существование следующих режимов: генерация синхронных колебаний в изначально стационарных полях; синхронизация на частоте более когерентного поля; затухание колебаний в полях обоих ансамблей; частичная синхронизация осцилляторов в ансамбле; образование кластеров осцилляторов как в одном, так и в обоих ансамблях. На рис. 1 изображен переход к синхронному режиму при изменении параметра связи ε в случае двух слабо когерентных ансамблей. На рис. 2 отображен случай возникновения кластеров в обоих ансамблях. Показано, что образование кластеров происходит при таких значениях параметра связи, когда на каждый ансамбль большее воздействие оказывает поле другого ансамбля.



Авторы благодарят РНФ (грант РНФ №14-12-00811) за финансовую поддержку.

- [1] Van Vreeswijk C. // Physical Review E. 1996. V.54, No.5. P.5522.
- [2] Olmi S., Livi R., Politi A., Torcini A. // Physical Review E. 2010. V.81. P.046119.

ДИНАМИКА ФАЗОВЫХ ОСЦИЛЛЯТОРОВ С АДАПТИВНОЙ СВЯЗЬЮ Н.С. Дмитриенко, Д.В. Касаткин

Нижегородский госуниверситет

Исследование эффектов синхронизации в сетях взаимосвязанных автоколебательных элементов является важной задачей нелинейной динамики. Подобные сети встречаются в различных областях науки – в физике, химии, биологии, социальных науках и т.д. Сравнительно недавно особое внимание исследователей стали привлекать задачи нового типа. Они связаны с изучением динамики систем с адаптивными связями. Это означает, что эволюция связей определяется динамикой активных элементов сети. Исследование подобных систем проводилось, в том числе, в [1] и [2]. Такие задачи, в частности, возникают в нейродинамике в связи с исследованием синаптической пластичности. Считается, что именно этот механизм лежит в основе таких функций мозга, как память и обучение.

Предметом исследования данной работы является динамика пары фазовых осцилляторов. Связь между ними является нелинейной и адаптивной – она зависит от состояний осцилляторов, то есть, от их фаз:

$$\begin{aligned} \dot{\phi_1} &= 1 - k_{12} \sin(\phi_1 - \phi_2 + \alpha) \\ \dot{k_{12}} &= -\varepsilon [\sin(\phi_1 - \phi_2 + \beta) + k_{12}] \\ \dot{\phi_2} &= 1 - k_{21} \sin(\phi_2 - \phi_1 + \alpha) \\ \dot{k_{21}} &= -\varepsilon [\sin(\phi_2 - \phi_1 + \beta) + k_{21}] \end{aligned}$$
(1)

где ϕ_1 и ϕ_2 – фазы взаимодействующих осцилляторов, k_{12} и k_{21} – коэффициенты связей, α – параметр, соответствующий набегу фазы из-за наличия связи, β – контрольный параметр, позволяющий управлять видом функции связи, ε – малый параметр. Для удобства исследования был произведен переход от фаз к их разности $\phi = \phi_1 - \phi_2$, после чего изучалась система 3-го порядка в цилиндрическом фазовом пространстве:

8

$$\begin{cases} \dot{\phi} = -k_{12}\sin(\phi + \alpha) + k_{21}\sin(-\phi + \alpha) \\ \dot{k}_{12} = -\varepsilon[\sin(\phi + \beta) + k_{12}] \\ \dot{k}_{21} = -\varepsilon[\sin(-\phi + \beta) + k_{21}] \end{cases}$$
(2)

Установлено, что при любых значениях параметров в системе существует 4 состояния равновесия. На основе их анализа было проведено разбиение плоскости контрольных параметров (α , β) на области с различным типом и устойчивостью



состояний равновесия. Было показано, что вследствие симметрии системы состояния равновесия можно разбить на пары. В каждой паре состояния равновесия имеют одинаковый набор характеристических корней и отличаются лишь координатами. Ланное разбиение приведено на рисунке, типы состояний равновесия указаны по отдельности для каждой пары. Как видно из разбиения, можно выделить 2 области. В первой (не заштрихована) состояния равновесия в одной паре являются устойчивыми, а во второй – селловыми. В системе при этом наблюдается бистабильность: в зависимости от начальных условий траектории приходят в одно из двух устойчивых состояний. В исходной парциальной системе это соответствует вращению осцилляторов с постоянной разностью фаз. Во второй области (заштрихована) устойчивых состояний равновесия нет – все они являются седловыми. В ходе численного моделирования было установлено, что аттракторами системы в этой области являются предельные циклы колебательного и вращательного типа. В силу симметрии системы эти циклы рождаются и исчезают парами. Численно построены границы областей существования циклов кратности 1, и исследованы бифуркации на этих границах. Установлено, что системе в данной области параметров присуша мультистабильность – одновременно может существовать более одной пары аттракторов, например, при одних и тех же значениях параметров может быть устойчивой пара колебательных и пара вращательных предельных циклов. В исходной системе из двух осцилляторов колебательный предельный цикл соответствует режиму, при котором разность фаз осцилляторов при их вращении меняется, не превышая 2*π*. Вращательный предельный цикл соответствует тому, что разность фаз между осцилляторами непрерывно нарастает.

В случае статической связи в данной системе наблюдается только один режим – вращение с постоянной разностью фаз. Мультистабильностью она также не обладает. Таким образом, введение в такую систему адаптивной связи приводит к появлению в ней новых аттракторов, и, как следствие, новых режимов, а также мультистабильности.

[1] Aoki T., Aoyagi T. //Phys. Rev. Lett. 2009. V.I, No.102. P. 034101.

[2] Aoki T., Aoyagi T. //Phys. Rev. E. 2011. V. 84. P. 066109.



СТОХАСТИЧЕСКАЯ ДИНАМИКА ДВУХМОДОВОЙ МОДЕЛИ СПИНОВОГО ГЕНЕРАТОРА К.Г. Мишагин^{1,2)}, К.Н. Алешин^{1,2)}

¹⁾ЗАО «Время-Ч» ²⁾Нижегородский госуниверситет

Возможность генерации сверхвысокочастотных колебаний в слоистых проводящих структурах спин-вентильного типа под воздействием протекающего тока была предсказана теоретически в работах Слончевского [1] и Берже [2], а затем подтверждена экспериментально для наноразмерных структур различной топологии [3–5]. Небольшое рабочее напряжение (< 0,25 В), малые размеры (< 100 нм), широкий диапазон перестройки частоты, а также предсказываемая возможность генерации в диапазоне выше 100 ГГц [6] делает спиновые наногенераторы привлекательными и перспективными объектами для современных исследований. Кроме этого, спиновые генераторы демонстрируют ряд интересных эффектов нелинейной динамики. Наличие нелинейного сдвига частоты приводит к эффекту гистерезиса на границе полосы синхронизации при внешнем периодическом воздействии или при синхронизации с помощью петли фазовой автоподстройки. Возможны бистабильные режимы, включая эффект конкуренции мод. Целью данной работы является моделирование динамики спинового генератора в режиме конкуренции мод с учетом воздействия теплового шума, чтобы в дальнейшем исследовать возможности
управления для стабилизации энергии в одной из мод либо переключения между модами.

Используется модель двух взаимодействующих спиновых мод, описанная в работе [7], параметры для модели соответствуют эксперименту [8]. Уравнения, описывающие динамику вещественной и мнимой части комплексной амплитуды первой



моды $c_1 = a_1 + i \cdot b_1$ с учетом аддитивного шума могут быть записаны следующим образом:

$$\begin{aligned} a_{1} &= b_{1} + Aa_{1} + \left(a_{1}^{2} + b_{1}^{2}\right)\left(Ca_{1} + Db_{1}\right) + \left(a_{2}^{2} + b_{2}^{2}\right)\left(Ea_{1} + Fb_{1}\right) + Ga_{1}a_{2}b_{2} + Ha_{2}b_{1}b_{2} + \xi(t) \\ b_{1} &= -a_{1} + \tilde{A}b_{1} + \left(a_{1}^{2} + b_{1}^{2}\right)\left(Ca_{1} + \tilde{D}b_{1}\right) + \left(a_{2}^{2} + b_{2}^{2}\right)\left(Ea_{1} + \tilde{F}b_{1}\right) + \tilde{G}a_{1}a_{2}b_{2} + \tilde{H}a_{2}b_{1}b_{2} + \eta(t) . \end{aligned}$$
(1)

Уравнение для второй моды выглядит аналогично (1). Шум в модели рассматривался как белый гауссовский.

На рис. 1 представлена проекция фазового портрета системы (1) в отсутствие шума, наглядно иллюстрирующая эффект конкуренции мод. Добавление шума приводит к возможности переходов фазовой траектории между окрестностями состояний равновесия O_1 и O_2 . Такие переходы наблюдались в процессе моделирования. Характерное время нахождения фазовой траектории в окрестности состояния равновесия O_1 больше времени нахождения в окрестности O_2 из-за несимметричного расположения границы, разделяющей бассейны притяжения этих состояний равновесия (рис. 1). В результате на спектре мощности колебаний компонента первой моды заметно выше компоненты для второй моды (рис. 2).

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ №13-02-97028.

- [1] Slonczewski J. // J. Magn. Magn. Mater. 1996. V. 159. P. L1.
- [2] Berger L. // Phys. Rev. B. 1996. V. 54. P. 9353.
- [3] Katine J.A., et al // Phys. Rev. Lett. 2000. V. 84. P. 3149.
- [4] Kiselev S.I., et al // Nature (London). 2003. V. 425. P. 380.

- [5] Tsoi M., et al // Phys. Rev. Lett. 1998. V. 80. P. 4281.
- [6] Hoefer M.A., et al // Phys. Rev. Lett. 2005. V. 95. P. 267206.
- [7] Aguiar F.M., et al // Phys. Rev. B. 2007. V. 75. P. 132404.
- [8] Krivorotov I. N., et al // Science. 2005. V. 307. P. 228.

АНАЛИЗ АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫХ РЕЖИМОВ МАЛЫХ АНСАМБЛЕЙ СИСТЕМ ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ПОТОКОВОГО ТИПА К.Н. Алешин, В.В. Матросов

Нижегородский госуниверситет

Ансамбли связанных систем фазовой синхронизации (СФС) чрезвычайно распространены и используются в энергетике, радиолокации, космической промышленности, биологии. Абстрактность моделей СФС позволяет применять уравнения, описывающие одно конкретное явление, к изучению проблем совершенно различной природы.

Рассмотрим в качестве базовой модели ансамбль элементов фазовой автоподстройки частоты (ФАП) без частотного фильтра, соединённых однонаправленными связями. Уравнения, описывающие эту модель, можно записать следующим образом (см. [1]):

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_1}{d\tau} = \gamma - \sin(\varphi_1) \\ \frac{d\varphi_n}{d\tau} = \gamma - \sin(\varphi_n) - \delta \sin(\varphi_{n-1}) \end{cases}$$
(1)

где γ – это частотная расстройка, δ – параметр связи, φ_i – текущая фаза *i*-го элемента ФАП, *n* – номер текущего элемента, *n* пробегает целые значения от 2 до *N* – количества элементов ансамбля. Так как координаты φ_i входят в уравнения как аргументы 2 π -периодических функций, то фазовое пространство системы (1) – *n*-мерный тор, однако в силу однонаправленности связи каждый элемент можно рассматривать как систему слежения за модулированным сигналом с двумерным фазовым пространством.

Динамика элемента ФАП без фильтра, не связанного с другими, хорошо изучена [2], поэтому перейдём сразу к анализу устойчивости системы многих элементов ФАП.

На рис. 1а проиллюстрированы несколько областей $C_{\rm S}^{\rm N}$ для первых восьми элементов, ниже границ этих областей для соответствующего значения N система 1 находится в режиме глобальной синхронизации. При значениях $\gamma>1$ глобального режима синхронизации не существует, так как по крайней мере у первого элемента ансамбля фазовая скорость в этом случае не обращается в нуль ни в какой точке фазового пространства.



Динамика системы (1) вне области синхронизации определяется числом вращения [3]. На рис. 16 приведено разбиение пространства параметров (γ , δ) для ансамбля из двух элементов на области с различными числами вращения. Внутри белых областей число вращения иррационально, а траектории всюду плотно покрывают фазовое пространство. Внутри областей, помеченных сигнатурой [*m*,*n*] число вращения рационально, *m* – количество поворотов по первой координате, *n* – по второй, а знак минус означает, что повороты происходят в обратную сторону. Внутри области, заштрихованной в клетку, происходит предельный переход между областью [1,0] и [0,-1], а сама область содержит счётное множество подобластей типа [1,*p*], где *p* – натуральное число, *p*≥4.

Добавление нового элемента в цепочку приводит к сохранению динамики первых двух элементов в силу однонаправленности связи, однако области

[m,n] расщепляются на подобласти [m,n,k], разделённые областями с иррациональным числом вращения, где *m* и *n* наследуются от цепочки меньшего размера, а *k* определяет число поворотов для нового элемента цепочки. В случае ансамбля из *N* элементов получим набор областей $[i_1,i_2,...,i_N]$, вложенных в соответствующие области разбиения пространства параметров для цепочек меньших размерностей.

Заметим, что переход между областями с рациональным и иррациональным числами вращения сопровождается бифуркацией двукратного предельного цикла в глобальном фазовом пространстве для соответствующей периодической траектории.

- [1] Афраймович В.С., Некоркин В.И., Осипов Г.В., Шалфеев В.Д. Устойчивость, структуры и хаос в нелинейных сетях синхронизации / Под. ред. А.В. Гапонова-Грехова, М.И. Рабиновича. – Горький: Изд-во ИПФ АН СССР, 1989, 256 с.
- [2] Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. М.: Связь, 1972, 447 с.
- [3] Каток А.Б., Хасселблат Б. Введение в теорию динамических систем с обзором последних достижений. М.: МЦНМО, 2005, 464 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИКИ БИОЛОГИЧЕСКИ ПРАВДОПОДОБНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ П.М. Есир, А.Ю. Симонов

Нижегородский госуниверситет

Среди всех паттернов активности биологически правдоподобных нейронных сетей наибольший интерес представляет так называемая пачечная активность, поскольку она является наиболее часто встречающейся. Пачечная активность наблюдается и в экспериментах *in vivo*, и в экспериментах *in vitro* с нейронными культурами, и при численном моделировании нейронных сетей [1–3]. Однако, несмотря на наличие большого числа работ по исследованию пачечной активности, это явление остаётся не до конца изученным.

С целью изучения зависимости характеристик пачек от синаптических параметров в данной работе была предложена численная модель нейронной культуры, составленная из модели нейрона Ижикевича и модели синапса Цодыкса [4, 5].

Модель нейрона Ижикевича:

$$\begin{cases} C_m V = 0.04V^2 + 5V + 140 - U + I + I_{syn} \\ U = a(bV - U) \\ ecnu \quad V \ge V_{nopoc}, \quad mo \\ \begin{cases} V = c \\ U = U + d \end{cases} \end{cases}$$
(1)

Модель синапса Цодыкса:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{z}{\tau_{rec}} - ux\delta(t - (t_{sp} + d))$$

$$\frac{dy}{dt} = -\frac{y}{\tau_{psc}} + ux\delta(t - (t_{sp} + d))$$

$$\frac{dz}{dt} = \frac{y}{\tau_{psc}} - \frac{z}{\tau_{rec}}$$

$$\frac{du}{dt} = -\frac{u}{\tau_{fac}} + V(1 - u)\delta(t - (t_{sp} + d))$$

$$I_{syn}(t) = \sum_{i} W_{i}^{*} y_{i}(t)^{*}(V - V_{rev})$$
(2)

Сеть состоит из двух популяций: тормозной и возбуждающей. Параметры всех нейронов одной популяции являются одинаковыми, за исключением внешнего тока, который представляет собой пуассоновский шум, частота которого нормально распределена по всей популяции возбуждающих нейронов. Для тормозных нейронов внешний ток равен 0. Синаптические параметры, за исключением весов и длительностей, которые распределены нормально, также одинаковы для всех синапсов одного типа. Количество связей в сети подобрано таким образом, чтобы вероятность двух нейронов быть связанными была равна 10%.

В результате моделирования были найдены зависимости длительностей и периодов следования пачек от синаптических параметров. Было обнаружено, что при варьировании большинства параметров эти характеристики меняются незначительно. Только при увеличении времени затухания постсинаптического тока длитель-



Рис.

ность пачек увеличивается значительно. Также при увеличении данного параметра наблюдается эпилептиформная активность в виде супербёрстов (см. рисунок).

- [1] Wagenaar D.A., Pine J., Potter S.M. // BMC Neurosci. 2006. V. 7. P. 11.
- [2] Pimashkin A., Kastalskiy I, Simonov A, Koryagina E, Mukhina I, Kazantsev V. // Front. Comput. Neurosci. 2011. V. 5. P. 46.
- [3] Gritsun T. A., Le Feber J, Stegenga J, Rutten WL. // Biol. Cybern. 2010. V. 102, No. 4. P. 293–310.
- [4] Izhikevich E.M. // IEEE Trans. Neural Netw. 2003. V. 14, No. 6. P. 1569.
- [5] Tsodyks M., Uziel A., Markram H. // J. Neurosci. 2000. V. 20, № 1. P. RC50.



ВЛИЯНИЕ ИОННОГО ТРАНСПОРТА ЧЕРЕЗ ВНЕСИНАПТИЧЕСКИЕ ГАМК_А-РЕЦЕПТОРЫ НА СЕТЕВЫЕ СВОЙСТВА ИНТЕРНЕЙРОНОВ ГИППОКАМПА Д.А. Адамчик¹⁾, В.Б. Казанцев^{1,2)}

¹⁾Нижегородский госуниверситет ²⁾Институт прикладной физики РАН

ГАМК_А-рецепторы играют существенную роль в процессе обработки информации в мозге и при возникновении различных нейропатологий, таких как эпилепсия, боль и тревога [1]. Активация синаптических ГАМК_А-рецепторов приводит к появлению быстрых тормозных постсинаптических токов (ТПСТ), которые гиперполяризуют клеточную мембрану, уменьшая вероятность генерации нейроном потенциала действия [1]. Активация внесинаптических ГАМК_А-рецепторов влияет на свойства как отдельных нейронов, так и сети в целом. Это влияние определяется не только потенциалом реверсии для данного типа каналов, но и их суммарной проводимостью, которая зависит от концентрации внеклеточной ГАМК (у-аминомасляная кислота) [2]. При превышении потенциалом реверсии равновесного мембранного потенциала, ионный транспорт через внесинаптические ГАМК_А-рецепторы оказывает бифазный эффект на частоту импульсной активности нейрона. Низкая концентрация внеклеточной ГАМК, а следовательно, и малая проводимость внесинаптических ГАМК_А-рецепторов, деполяризуя клеточную мембрану, повышает среднюю частоту активности, в то время как высокая концентрация, а с ней и бо́лышая проводимость, оказывая шунтирующий эффект, понижает последнюю [2]. Бифазный эффект проявляется также и на уровне сети: повышение концентрации внеклеточной ГАМК приводит сначала к усилению синхронизации, а затем к её ослаблению [3].

Задачей настоящего исследования является выяснение действия внеклеточной ГАМК на поведение нейронного генератора с сетевой обратной связью [4]. Эта задача сводится к изучению поведения функции отклика нейрона, зависимости средней частоты импульсов на выходе генератора от средней частоты входного импульсного воздействия, в зависимости от потенциала реверсии E_{GABA} и удельной проводимости g_{GABA} . Учёт ионного транспорта через внесинаптические ГАМК_А-рецепторы в рамках формализма Ходжкина-Хаксли сводится к добавлению к мембранному току, содержащему участвующие в генерации потенциала действия традиционные натриевый и калиевый компоненты, тока через внесинаптические ГАМК_А-рецепторы, вводимого в приближении постоянной концентрации внеклеточной ГАМК через постоянную проводимость: $I_{GABA} = g_{GABA}(V - E_{GABA})$. За основу для моделирования была взята модель интернейрона [5]. Нейрон был снабжен возбуждающим входом согласно модели синаптической передачи, взятой из работы [6].

Численное моделирование показало изменение функции отклика в зависимости от исследуемых параметров. Так, при $E_{GABA} > -56,8$ мВ, что на 7,2 мВ превышает значение равновесного мембранного потенциала для данного типа нейронов, наблюдается сдвиг функции отклика в положительном направлении в некотором диапазоне проводимостей. При этом величина сдвига максимальна при некотором значении из этого диапазона, а сам диапазон увеличивается с ростом потенциала реверсии от его критического значения. На рис. 1 приведены для сравнения графики выходной характеристики в контроле (сплошная кривая) и для двух значений проводимости (пунктирная кривая) вместе с прямой $f_{IN} = f_0 + K_N f_{OUT}$, пересечения с которой определяют состояния равновесия в модели нейронного генератора с сетевой обратной связью [4]. Сдвиг кривой отклика приводит, очевидно, к разрушению бистабильности и переходу системы в строго моностабильный режим с состоянием равновесия, отвечающим повышенному уровню сетевой активности. Качественное объяснение данного эффекта может быть получено из анализа одномерной динамической системы $CdV/dt = -I_{mem, \infty}(V; E_{GABA}, g_{GABA})$, которую можно получить из исходных уравнений [5] в квазистатическом приближении. На рис. 2 приведены диаграммы, на которых обозначены состояния равновесия редуцированной системы для двух значений потенциала реверсии.

Устойчивое состояние равновесия с более отрицательным значением мембранного потенциала отвечает покою нейрона, а с менее отрицательным – возбуждённому состоянию, в котором нейрон периодически генерирует потенциалы действия. При $E_{GABA} > -56,8$ мВ ионный транспорт через внесинаптические ГАМК_Арецепторы приводит к уничтожению равновесия в определённом диапазоне проводимостей, что и приводит к сдвигу вверх функции отклика и переходу системы в строго моностабильный режим.

Таким образом, воздействие внесинаптических ГАМК_А-рецепторов на динамику нейрона может существенно изменить режим функционирования как отдельных нейронов, так и интегральную активность нейронной сети.







Работа поддержана грантом Правительства РФ (соглашение от 27 августа 2013 г. № 02.В.49.21.0003).

- [1] Song I., Savtchenko L., Semyanov A. // Nature Comm. 2011.
- [2] Kazantsev V.B., Gordleeva S.Y., Stasenko S.V., Dityatev A.E. // JETP Letters. 2012. V. 96, No. 11. P. 739.
- [3] Semyanov A. et al. // Trends in Neurosciences. 2004. V. 27, No. 5.
- [4] Song I. et al. // Nature Comm. 2011.
- [5] Pavlov I. et al. // PNAS, 2014. V. 111, No. 1.
- [6] Kazantsev V. B. et al. // JETP Letters. 2012. V. 96, No. 11. P. 739.
- [7] Wang X.-J. and Buzsáki G. // The J. of Neurosci. 1996.
- [8] Gordleeva S. Yu. et al. // Frontiers in Computational Neurosci. 2012. V. 6.

СПАЙКОВЫЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ В СЕТИ СИНАПТИЧЕСКИ СВЯЗАННЫХ МОДЕЛЬНЫХ НЕЙРОНОВ А.А. Цыганов

Нижегородский госуниверситет

Нейрофизиологические эксперименты показали, что некоторые нервные процессы (например, процессы, связанные с выполнением различных когнитивных функций – памяти, внимания, психомоторной координации и т.д.) сопровождаются только переходной деятельностью на уровне отдельных нейронов или достаточно малых групп нейронов [1]. В результате этих процессов в нейронной сети появляется определенная последовательность переходных фаз активности [2].

 n_j s_j n_j s_j n_j



В данной работе было проведено исследование динамики ансамбля нейронов в ответ на поданный информационный сигнал в виде короткого импульса на один из нейронов сети, архитектура которой представлена на рис. 1.

Математическая модель системы приведена ниже:

$$\begin{cases} x_i = x_i + F(x_i) - y_i - \beta * H(x_i - d) - I_{syn} + I_{app} \\ y_i = y_i + \varepsilon * (x_i - J) \\ s_i = s_i + \alpha * \chi_{ij} * (1 - s_i) - \alpha * s_i \end{cases}, \\ F(x) = x * (x - a) * (1 - x), H(x) = \begin{cases} 1, x > 0 \\ 0, x < 0 \end{cases}, \\ I_{syn} = g_{syn} * s_i * (x_i - x_{rp}), \chi_{ij} = \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq i}}^n H(x_i - x_{spike}) \end{cases}$$

где *х* – переменная качественно описывает динамику мембранного потенциала нервной клетки, *y* – совокупное действие всех ионных токов, проходящих через мембрану нейрона и отвечающих за восстановление покоя мембраны, *n* – количество нейронов в сети, ε – определяет характерный временной масштаб изменения восстанавливающей переменной *y*, I_{app} – подаваемый сигнал, *J* – контролирует уровень деполяризации мембраны, β и *d* – характеризуют порог возбуждения различного вида колебаний, s_i – синаптическая проводимость, I_{syn} – синаптический ток, x_{rp} – определяет обратный потенциал и, следовательно, тип синапса: возбуждающий или тормозящий, g_{syn} – сила синаптической связи, α – определяет скорость релаксации синаптической проводимости, x_{spike} – пороговый параметр. Исследование было проведено для следующих значений параметров: *a*=0,1, β =0,5, *d*=0,4, ε =0,0001, g_{syn} =0,1, x_{rp} =0,4, x_{spike} =0,2, α =0,01.

В ходе исследования было установлено, что сеть нейронов отвечает на поданный импульс серией спайков от каждого из нейрона сети, а также что от выбора нейрона для подачи на него сигнала зависит лишь последовательность вспышек нейронов сети, но не величина берста. Было установлено, что второй и четвертый нейроны генерируют спайки всегда синфазно, в отличие от первого и третьего, что обусловлено видом синаптической связи и архитектурой ансамбля и наглядно продемонстрировано на рис. 2 в виде реализаций и разверток для каждого из нейронов сети при подаче импульса на первый нейрон (рис. 2a,b) и на третий нейрон (рис. 2c,d).

Будем подавать на отдельный нейрон (первый) дуплет коротких импульсов с различными временными интервалами. Установлено, что в зависимости от времени приложения второго импульса меняется динамика ансамбля, и при повторении порядок вспышек нейронов сохраняется, что наглядно продемонстрировано на рис. З в виде разверток для нейронов сети при различных временных интервалах между импульсами (а) T=1700, (b) T=2000, (c) T=2300. Это свойство сети можно трактовать как память о первом возбуждении. В результате того, что процесс полного восстановления сети нейронов после возбуждения длится достаточно долгое



время, и нейроны по очереди приходят в состояние равновесия, можно сказать, что данная модель очень хорошо демонстрирует процессы головного мозга, связанные с памятью.

В качестве модели нейрона рассматривалось двумерное точечное отображение Некоркина-Вдовина [1]. Изучена динамика малой сети синаптически связанных модельных нейронов, находящихся в возбудимом режиме. Показано, что стимуля-



ция одного из элементов изначально покоящейся сети приводит к возникновению в ней ограниченных во времени спайковых последовательностей. При этом оказалось, что форма этих последовательностей (порядок зажигания элементов сети) существенно зависит от характеристик (амплитуда, межимпульсный интервал и т.д.), стимулирующего воздействия и места его приложения. Установлено, что такое поведение связано с нетривиальными свойствами возбудимого режима одиночного элемента сети.

- Nekorkin V.I., Vdovin L.V. // Izv. Vyssh. Uchebn. Zaved. Prikladn. Nelinejn. Dyn. 2007. V.15. P.36.
- [2] Courbage M., Nekorkin V.I., Vdovin L.V. // Chaos. 2007. V. 17. Art. No. 043109.



АНАЛИЗ ДИНАМИКИ КАЛЬЦИЕВЫХ СИГНАЛОВ В НЕЙРОН-ГЛИАЛЬНЫХ СЕТЯХ МОЗГА ПО ДАННЫМ КОНФОКАЛЬНОГО ФЛУОРЕСЦЕНТНОГО ИМИДЖИНГА И.А. Кастальский¹⁾, А.С. Пимашкин¹⁾, Е.В. Митрошина^{1,2)}, М.В. Ведунова^{1,2)}, В.Б. Казанцев^{1,3)}

¹⁾Нижегородский госуниверситет ²⁾Нижегородская государственная медицинская академия ³⁾Институт прикладной физики РАН

Исследование сетевой сигнализации в нейрон-глиальных системах является одной из фундаментальных задач современной нейронауки. Принято считать, что многие процессы в мозге, связанные с реализацией когнитивных функций (память, восприятие и обработка информации), – это принципиально сетевые феномены. На сегодняшний день обнаружено значительное влияние клеток астроглии на нейросетевую активность [1, 2].

О существовании сетевой сигнализации в астроцитарных сетях доподлинно неизвестно, несмотря на широкую изученность молекулярно-клеточных аспектов сигнальных процессов в нейронах и глиальных клетках. Обнаружение функциональной взаимосвязи и критической сетевой сигнализации позволит разработать новые подходы к изучению механизмов возникновения нейродегенеративных заболеваний.



Рис. 1

Функциональная кальциевая активность клеток оценивалась по спонтанному изменению внутриклеточной концентрации ионов Ca^{2+} , которое регистрировалось с помощью Ca^{2+} чувствительного красителя Oregon Green 488. Материалом для исследований явились диссоциированные культуры гиппокампа, полученные от 18-дневных эмбрионов мышей линии CBA. Использована оптическая система конфокальной и двухфотонной сканирующей флуоресцентной микроскопии Carl Zeiss LSM 510 NLO. В работе использован генетически кодированный флуоресцентный белок GFAP для идентификации астроцитов.

Для эффективного анализа данных оптического имиджинга Ca^{2+} активности нейронных и астроцитарных сетей выполняется предварительная обработка изображений с фильтрацией шума. Далее выделяются осциллирующие участки сети и проводится их морфологический анализ: сепарация клеток на компартменты – сому и отростки (см. рис. 1), следы Ca^{2+} активности (слева) и разделение на сомы и отростки (справа), все компартменты пронумерованы градацией цвета. Затем детектируются импульсные события для каждой сомы и примыкающих к ней отростков, при этом учитываются координаты начала и направление распространения Ca^{2+} события.

Результаты анализа показали, что сигналы в астроцитах обладают большой вариабельностью по размеру, длительности, скорости и дальности распространения, а также по частоте возникновения в различных компартментах. Возбуждение Ca^{2+} событий происходит преимущественно у концов отростков, а вектор распространения направлен в сторону тела клетки. Выявлена прямая зависимость между размером событий и процентом переданных сигналов на соседний компартмент астроцита. Распределения параметров Ca^{2+} сигналов свидетельствуют о принципах самоорганизованной критичности в функционировании нейрон-глиальной сети (рис. 2).



Работа поддержана грантами РФФИ № 13-04-01871, 13-04-12-067, 14-04-31601 и грантом Президента РФ (МК-4602.2013.4).

- Wu Y.-W., Tang X., Arizono M., Bannai H., Shiha P.-Y., DembitskayaY., Kazantsev V., Tanaka M., Itohara S., Mikoshiba K., Semyanov A. // Cell Calcium. 2014. V. 55(2). P. 119.
- [2] Sun M.-Y., Devaraju P., Xiaoqiao Xie A., Holman I., Samones E., Murphy T.R., Fiacco T.A. // Cell Calcium. 2014. V. 55(1). P. 1.

ФАЗОВАЯ ДИНАМИКА НЕЙРОНОВ С ИНГИБИТОРНЫМИ И ВОЗБУЖДАЮЩИМИ СВЯЗЯМИ Р.С. Нагорнов, Г.В. Осипов

Нижегородский госуниверситет

В функционировании центральных генераторов ритма (ЦГР) главнейшую роль играет воспроизведение временных паттернов активности сети и не важна собственная динамика нейрона [1]. При компьютерном моделировании ЦГР часто используются биологические модели нейронов типа Ходжкина-Хаксли. К сожалению, при таком выборе модели аналитический подход к ее анализу неприменим из-за сложности модели. К тому же компьютерное моделирование сетей нейронов на основе биологически-релевантных моделей вычислительно затратно. В этой связи возникает вопрос о нахождении простой модели нейронов, связанная сеть которых способна воспроизводить большинство паттернов активности ЦГР, найденных в исследованиях и воспроизведенных в вычислительных экспериментах с использованием биологических моделей [1, 2]. Временные паттерны, кодирующие движения, являются устойчивыми синхронными или, как минимум, транзиентно повторяющимися режимами, при которых имеет место сохранение фазовых расстроек между элементами сети. В этой связи логично в качестве простой модели выбрать фазовый осциллятор.

В данной работе проводилось исследование динамики различных моделей небольших нейронных сетей на основе фазовых осцилляторов и их сравнение с аналогичными биологическими моделями. После некоторых упрощений систему уравнений, описывающих ЦГР, можно свести к системе связанных фазовых осцилляторов:

$$\dot{\varphi}_i = \gamma_i - \sin \varphi_i + \sum_{j=1}^N d_{ji} \cdot F(\varphi_j),$$

где φ_i – фаза *i*-ого осциллятора (i = 1,...,N), N – число осцилляторов, $\gamma_i \approx 1$ – собственная частота фазового осциллятора (для автоколебательного элемента γ_i чуть больше единицы, для возбудимого – чуть меньше); для удобства параметры берутся согласно условию $\gamma_i < \gamma_{i+1}$, d_{ji} – сила связи *j*-ого нейрона с *i*-м ($i \neq j$), $F(\varphi) - 2\pi$ -периодическая функция связи.

В качестве простейшего элемента ЦГР можно рассматривать халф-центр – два нейрона в режиме автоколебаний, связанных ингибиторной связью. Для этого в нашей исходной системе возьмем величину $\gamma_i > 1$, $d_{12} = d_{21} = d < 0$, функция F – унимодальная и принимает значение 0 на интервале ($\pi/2 - \sigma$, $\pi/2 + \sigma$) и значение 1 вне его. Карта режимов такой системы представлена на рис. 1.

Несмотря на простоту, данная система демонстрирует богатую динамику. В ней возможны различные *n:m* синхронные синфазные и противофазные режимы, режим ингибирования медленного осциллятора быстрым, а также режим отсутствия колебаний в обоих осцилляторах.



Рис. 1





Рис. 2

Рис. 3

На следующем этапе были рассмотрены различные конфигурации ансамблей из трех элементов. Один из наиболее ярких режимов активности в таких ансамблях – режим переключательной активности, которая встречается в автоколебательных ансамблях с односторонней ингибиторной связью (рис. 2) [2]. Данный режим был обнаружен в рассматриваемой системе, что согласуется с гипотезой о том, что с помощью предложенной модели можно моделировать сложные нейронные ансамбли. Временная реализация этого режима представлена на рис. 3.

Работа выполнена при поддержке гранта Российского научного фонда № 14-12-00811.

- Sakurai A., Newcomb J.M., Lillvis J.L., Katz P.S. //Current Biology. 2001. V. 21. P. 1036.
- [2] Wojcik J., Schwabedal J., Clewley R., Shilnikov A.L. //PloS one. 2014. V. 9, No. 4. P. e92918.

КОНКУРЕНТНАЯ ДИНАМИКА В СОСТАВНЫХ СИНТЕТИЧЕСКИХ ГЕННЫХ СИСТЕМАХ А.А. Заикин, М.В. Иванченко, О.И. Канаков

Нижегородский госуниверситет

Одним из основных механизмов, управляющих деятельностью живой клетки, является динамическая взаимная активация и подавление генов, входящих в состав клеточного генома и образующих генную регуляторную сеть. Аппарат современной синтетической биологии позволяет создавать искусственные генные сети сложностью порядка нескольких генов [1]. Исследования таких синтетических генных сетей направлены на создание внутриклеточных управляющих систем для обеспечения некоторой полезной функциональности, искусственно навязанной живой клетке. Потенциальные области применения таких (тем охватывают приложения в здравоохранении, энергетике, экологии и др.

К настоящему времени на основе синтетических генных сетей реализованы основные типы индивидуальной и коллективной динамики, логические операции, сенсорные функции. В то же время, создание сложных сетей пока ограничено небольшим достижимым количеством генов, которые могут быть искусственно встроены в клетку. Для преодоления этого ограничения мы предлагаем подход «составных» генных сетей, состоящий в разделении сети на подсистемы, расположенные в разных клетках. Взаимодействие между клетками может быть реализовано с помощью природного механизма «кворум-сенсинга» (quorum-sensing), основанного на обмене специальными сигнальными молекулами (из семейства AHL).

В качестве парадигматического примера составной генной сети предлагается бистабильная система (переключатель), основанная на конкуренции двух популяций клеток, каждая из которых является носителем одного из компонентов составной сети. Каждый из двух компонентов сети производит свой тип сигнального вещества (AHL1 и AHL2), подавляющий аналогичную активность противоположного компонента. Синтез AHL1 и AHL2 зависит от экспрессии генов lux11 и lux12, репресси-

руемых промежуточным геном-репрессором (например, lacI), который, в свою очередь, активируется молекулой АНL противоположной популяции.

Модель данной сети с учетом межклеточной диффузии AHL может быть записана в форме безразмерной системы уравнений с частными производными

$$\partial_t x = \frac{1}{1+l_1^m} - x \qquad \partial_t y = \frac{1}{1+l_2^m} - y$$

$$\frac{1}{\gamma_2} \partial_t l_1 = l_0 \frac{\mu+r}{1+r} - l_1 \qquad \frac{1}{\gamma_2} \partial_t l_2 = l_0 \frac{\mu+a}{1+a} - l_2 , \qquad (1)$$

$$\partial_t a = b_a x - \gamma_3 a + D\Delta a \qquad \partial_t r = b_r y - \gamma_3 r + D\Delta r$$

где x и y – концентрации luxI1 и luxI2, l_1 и l_2 – концентрации lacI в клетках двух типов, a и r – концентрации AHL1 и AHL2. Параметры l_0 , b_a и b_r определяют относительную интенсивность экспрессии гена lacI и синтеза AHL1 и AHL2, m – показатель кооперативности для репрессора (в случае lacI, m=4), μ <<1 – фоновую экспрессию luxI1 и luxI2 в отсутствие активатора, γ_2 и γ_3 – относительную скорость деградации для lacI и AHL, D – коэффициент диффузии AHL.

Исследование локальной динамики (при D=0) в симметричном случае ($b_a = b_r = b$) показывает, что состояние равновесия, расположенное на инвариантном многообразии x = y, $l_1 = l_2$, a = r, теряет устойчивость по отношению к возмущениям, выводящим за пределы инвариантного многообразия, при выполнении условий

$$\mu << \left(\frac{b}{\gamma_3} \frac{1}{l_0}\right)^{\frac{1}{m+1}}, \quad \frac{1}{l_0} << \frac{b}{\gamma_3} << l_0^m, \quad m > 1.$$

В этом случае в фазовом пространстве по обе стороны инвариантного многообразия существуют аттракторы, а значит, имеет место бистабильность. Выполнение условия (2) может быть обеспечено выбором достаточно малого значения μ и достаточно большого значения l_0 , что достижимо в реальном эксперименте.



В распределенной системе (с учетом диффузии, при D > 0) бистабильному режиму в симметричном случае соответствует неподвижный кинк (фронт). Этот режим, однако, структурно неустойчив, и в случае малой асимметрии (например, при $b_a \neq b_r$) фронт становится подвижным. В системе ограниченного размера такой фронт распространяется до краев системы, в результате чего устанавливается пространственно-однородное состояние. Эти выводы подтверждаются численным моделированием.

На рисунке представлены рассчитанные пространственные профили концентраций a(z) и b(z) для стационарного распространяющегося фронта в асимметричном случае при *m*=4, $\gamma_{2,3}$ =1, l_0 =3, b_a =5,2, b_r =5, координата *z* измеряется в единицах z_0 = $(D/\gamma_3)^{1/2}$.

Указанные свойства позволяют использовать такую систему в качестве многоклеточного переключателя, обладающего лучшей стойкостью к флуктуациям по сравнению с одноклеточными переключателями. Такой переключатель может управляться каким-либо сенсорным механизмом клетки через дополнительный сегмент генной сети, что открывает перспективу применения таких систем для создания синтетических биосенсоров.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант №13-02-00918.

[1] Rollié S., Mangold M., Sundmacher K. //Chem. Engineer. Sci. 2012. V. 69, No. 1. P. 1.

СИНХРОНИЗАЦИЯ МОДЕЛЬНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ НЕЙРОНОВ В БЕЗМАСШТАБНЫХ СЕТЯХ И.А. Лукьянов

Нижегородский госуниверситет

Большие сетевые системы со сложной архитектурой связей являются объектом изучения многих естественных, технических и социальных наук. Существуют экспериментальные данные, показывающие, что некоторые из кластеров коры головного мозга обладают свойствами так называемых безмасштабных сетей [1].

Безмасштабные сети – это сети с большим числом узлов, степени которых распределены по степенному закону. Для того чтобы описать механизмы возникновения таких сетей, необходимо рассмотреть не просто их конечную топологию, а процесс их роста и эволюции [2]. Алгоритм создания безмасштабной модели состо-





1) Рост. К небольшому начальному числу узлов в каждый момент времени добавляется новый узел, образующий фиксированное число связей *m* с узлами, уже имеющимися в сети.

2) Предпочтительное присоединение. При выборе узлов, к которым новый узел должен присоединиться, полагается, что вероятность присоединения к i-му узлу пропорциональна его степени.

На рис. 1 показан пример семейства итоговых теоретических распределений степеней узлов элементов сети для различных значений числа связей, образуемых на каждом шаге (m = 1, 2, 3, 5). В модельной сети, полученной в настоящей работе, на каждом шаге к системе добавлялся один элемент, который образовывал две связи (m=2) с двумя различными узлами, выбранными по принципу предпочтительного присоединения. Процесс повторялся до тех пор, пока не была получена конечная сеть, состоящая из 207 элементов. Распределение степеней узлов в итоговой сети представлено на рис. 2.

В качестве основной модели для отдельного нейрона было использовано следующее двумерное отображение [4]:

$$x(n+1) = x(n) + x(n)(x(n) - a)(1 - x(n)) - y(n) - \beta H(x(n) - d)$$

y(n+1) = y(n) + \varepsilon(x(n) - J)

Здесь х и у – быстрая и медленная переменные, отвечающие за изменение мембранного потенциала нейрона и совокупное действие всех внешних ионных токов. При определенных значениях параметров в системе существует релаксационный хаотический режим, отвечающий спайк-берстовым колебаниям реальных нейронов.

Для моделирования взаимодействия между отдельными элементами зададим между их мембранными потенциалами линейную связь следующего вида:

$$C^{i}(x_{n}^{i}) = \frac{\alpha}{k^{i}} \sum_{j \in I} x_{n}^{j}$$

 $y_{n+1}^i = y_n^i + \mathcal{E}(x_n^i - J).$

Здесь І – набор элементов, образующих k^{i} связей с *i*-м нейроном, а α – коэффициент связи. В итоге, для системы связанных элементов получим следующее выражение:



Для того, чтобы получить представление о процессе синхронизации в системе в целом, удобно рассмотреть эволюцию такой величины, как среднее поле, или усредненное по ансамблю значение мембранного потенциала нейронов. Осциллограмма среднего поля связанных элементов сети была рассчитана при помощи численных методов. Полученные результаты представлены на рис. 3. Можно заметить, что значение среднего поля в этом случае периодически осциллирует, что говорит о высокой степени синхронизации всех элементов.

- Dorogovtsev S.N, Mendes J.F.F. Evolution of Networks: From Biological Nets to the Internet and WWW (Physics). – NJ: Oxford University Press, 2003, 280 p.
- [2] Newman M. E. J. // SIAM Review. 2003. V.45, No. 2. P.167.
- [3] Albert R., Barabasi A.-L. // Rev. of Modern Phys. 2002. V. 74. P.47.
- [4] Courbage M., Nekorkin V.I., Vdovin L.V. // Chaos. 2007. V. 17. Art. No. 043109.



СИНХРОНИЗАЦИЯ КАЛЬЦИЕВЫХ КОЛЕБАНИЙ В МОДЕЛИ ДВУХ ОДНОНАПРАВЛЕННО СВЯЗАННЫХ АСТРОЦИТОВ Н.В. Болдырева, В.В. Матросов

Нижегородский госуниверситет

Задача синхронизации кальциевых колебаний является одним из основных вопросов коллективной динамики астроцитов. В докладе представлены результаты численного исследования явления синхронизации в модели двух однонаправленно связанных астроцитов:

$$\begin{split} \dot{C}_{1} &= \rho_{A} \Big(\Omega_{N} m_{\infty}^{3} h_{1}^{3} + \Omega_{L} \Big) \Big(C_{0} - (1 - \rho_{A}) C_{1} \Big) - O_{P} H \Big(C_{1}^{2}, K_{P} \Big), \\ \dot{h}_{1} &= \Omega_{h} \Big(h_{\infty} - h_{1} \Big), \\ \dot{I}_{1} &= \frac{O_{\delta}}{1 + I_{1} / \kappa_{\delta}} \cdot H \Big(C_{1}^{2}, K_{\delta} \Big) - O_{3K} \cdot H \Big(C_{1}^{4}, K_{D} \Big) \cdot H (I_{1}, K_{3K}) - \Omega_{5P} I_{1}, \end{split}$$
(1)
$$\dot{C}_{2} &= \rho_{A} \Big(\Omega_{N} m_{\infty}^{3} h_{2}^{3} + \Omega_{L} \Big) \Big(C_{0} - (1 - \rho_{A}) C_{2} \Big) - O_{P} H \Big(C_{2}^{2}, K_{P} \Big), \\ \dot{h}_{2} &= \Omega_{h} \Big(h_{\infty} - h_{2} \Big), \\ \dot{I}_{2} &= \frac{O_{\delta}}{1 + I_{2} / \kappa_{\delta}} \cdot H \Big(C_{2}^{2}, K_{\delta} \Big) - O_{3K}^{*} \cdot H \Big(C_{2}^{4}, K_{D} \Big) \cdot H (I_{2}, K_{3K}) - \Omega_{5P}^{*} I_{2} - \delta \Big(I_{2} - I_{1} \Big), \end{split}$$

где $C_{1,2}$ – концентрации внутриклеточного кальция, $I_{1,2}$ – концентрации ИТФ, $h_{1,2}$ – доли инактивированных кальциевых каналов, $H(x^n,K)=x^n/(x^n-K^n)$ – функция Хилла, δ – коэффициент связи. Биофизический смысл констант и параметров, а также их значения можно найти в [1]. Динамика автономного элемента описывается тремя первыми уравнениями (тремя последними уравнениями при $\delta=0$) системы (1). Исследования этих уравнений свидетельствуют, что модель парциального астроцита обладает большим разнообразием динамических режимов – как стационарных, так и автоколебательных различной сложности [2].

При исследовании явления синхронизации параметры первой подсистемы (ведущей) фиксировались в области существования мягкого автоколебательного режима. Исследования синхронного режима проведено в плоскости параметров (O^*_{3K}, Ω^*_{5P}) второй подсистемы (ведомой), где O^*_{3K} и Ω^*_{5P} — максимальные уровни деградации IP3 посредством IP₃-3K и IP-5P. Эти параметры выбирались таким образом, что они принадлежали областям существования мягкого (жесткого) автоколебательного режима, стационарных режимов с высоким (низким) уровнем концентрации кальция, а также областям с мультистабильным поведением. При этом рассматривались различные силы связи.

Установлено, что ведомая система в зависимости от параметров модели и силы связи может быть синхронизирована колебаниями ведущей системы на основном тоне, на гармониках, в среднем, а также находиться в режиме вынужденных колебаний (резонансных режимов). Показано, что синхронизация всегда осуществляется с некоторой задержкой.

В пространстве параметров ведомой системы выделены области существования (удержания) режима синхронизации на основном тоне, области захвата в режим синхронизации на основном тоне, область резонансных режимов. Изучено поведение на границах областей захвата и удержания. Результаты исследований представлены в виде одно и двухпараметрических диаграмм, проекций фазовых портретов.

На рис.1 приведено разбиение плоскости $(O^*_{3K}, \Omega^*_{5P})$ для $\delta = 0.05$. Здесь выделены области: S синхронизации на основном тоне. R – резонансных решений, A – асинхронных колебаний. Границами вылеленных областей служат бифуркационные кривые кратных периодических решений, удвоения колебаний. периода Неймарка-Сакера. Показано, что существуют участки, где границы области захвата и удержания режима синхронизации не совпадают, что объясняет возможность гистерезисных явлений при вариациях параметров модели.



На рис.2 приведены примеры проекций аттрактором модели, характеризующие режимы синхронизации на частоте колебаний ведущей системы (а), на удвоенной частоте (б), асинхронный (в) и резонансный (г) режимы.



Рассмотрены характеристики синхронных режимов в зависимости от контрольных параметров, в частности, точность синхронизации и задержка.

- De Pitta M., Goldberg M., Volman V., Berry H., Ben-Jacob E. // J. of Biol. Physics, 2009. V. 35. P. 383.
- [2] Болдырева Н.В., Матросов В.В. // В кн.: Тр. XVII-й научн. конф. к 100-летию со дня рождения В.С. Троицкого /Ред. С.М. Грач, А.В.Якимов. – Н.Новгород: Издво ННГУ, 2013. С. 89.



СЕКЦИЯ «БИОНИКА И СТАТИСТИЧЕСКАЯ РАДИОФИЗИКА»

ЭФФЕКТИВНОСТЬ МЕТОДОВ АДАПТАЦИИ В АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ С БОЛЬШИМ ЧИСЛОМ ЭЛЕМЕНТОВ

И.С. Сорокин¹⁾, А.В. Ястребов²⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет ²⁾Нижегородский государственный технический университет

В данной работе рассматривается адаптивная антенная решетка (AP) с большим числом элементов N. Предлагается алгоритм формирования весовых коэффициентов, обеспечивающих максимальное ОСШ на выходе AP при короткой выборке входного сигнала. Преимуществом такого алгоритма является малая вычислительная сложность.

В общем случае комплексную амплитуду суммы полезного сигнала **S** и шума **X** на выходе антенной решетки (AP) можно представить следующим образом [1]:

$$\mathbf{Y}_{BLX} = \mathbf{S}_{BLX} + \mathbf{X}_{BLX} = \mathbf{W}^H (a\mathbf{S} + \mathbf{X}) = \mathbf{W}^H \mathbf{Y}, \qquad (1)$$

где **W** – вектор весовых коэффициентов **W**=(**w**₁, **w**_{2,...,} **w**_N)^T, *a* – комплексная амплитуда плоской волны сигнала. Весовой вектор, обеспечивающий максимальное отношение сигнал-шум (ОСШ) на выходе AP, находится из матричного уравнения $\mathbf{W}_{opt}=\mathbf{M}^{-1}\mathbf{S}$ [1], где **M** \square корреляционная матрица шума (КМ). В случае короткой выборки входного сигнала (*L*<*N*) КМ становится вырожденной, и обратная КМ не существует. Матрицу \mathbf{M}^{-1} представим в виде следующей линейной комбинации: $\mathbf{M}^{-1}=\mathbf{c}_{0}\mathbf{I}+\mathbf{c}_{1}\mathbf{M}+...+\mathbf{c}_{K-1}\mathbf{M}^{K-1}$, где K – число неравных между собой собственных чисел матрицы **M**. Подставляя данное разложение в уравнение для \mathbf{W}_{opt} , получим представление весового вектора в базисе степенных векторов [1]. Если выполнить ортогонализацию степенных векторов, то весовой вектор можно представить в виде [2]:

$$\mathbf{W} = \mathbf{F}_{0} + \sum_{n=1}^{K-1} c_{n} \mathbf{F}_{n} \quad \Leftarrow \begin{cases} \mathbf{F}_{0} = (\mathbf{S}^{H} \mathbf{S})^{-0.5} \mathbf{S} \\ \mathbf{F}_{1} = (\hat{\mathbf{F}}_{1}^{H} \hat{\mathbf{F}}_{1})^{-0.5} \hat{\mathbf{F}}_{1}, \hat{\mathbf{F}}_{1} = \mathbf{M} \mathbf{F}_{0} - \alpha_{0} \mathbf{F}_{0} \\ \dots \\ \mathbf{F}_{n} = (\hat{\mathbf{F}}_{n}^{H} \hat{\mathbf{F}}_{n})^{-0.5} \hat{\mathbf{F}}_{n}, \hat{\mathbf{F}}_{n} = \mathbf{M} \mathbf{F}_{n-1} - \alpha_{n-1} \mathbf{F}_{n-1} - \beta_{n-2} \mathbf{F}_{n-2} \end{cases}$$
(2)
$$\alpha_{n-1} = \mathbf{F}_{n-1}^{H} \mathbf{M} \mathbf{F}_{n-1}, \quad \beta_{n-2} = \mathbf{F}_{n-2}^{H} \mathbf{M} \mathbf{F}_{n-1}$$

Алгоритм вычисления весового вектора W предполагает образование бесконечного количества векторов F вследствие наличия собственного шума приемных элементов. Поэтому предлагается каждый квадрат нормы ненормированного вектора F сравнивать с некоторым порогом. Если порог численно больше, то алгоритм прекращает формирование весового вектора W. Теоретически выведено, что в отсутствии внешних помех $\langle |\mathbf{F}_0|^2 \rangle = \sigma_0^2 (N \Box 1)/L$. Порог вычисляется по формуле $\mathbf{X}^H(1)\mathbf{X}(1) \langle |\mathbf{F}_0|^2 \rangle / \mathbf{N}$, где $\mathbf{X}(1)$ – вектор входного процесса первой выборки.

Потери ОСШ определим как отношение ОСШ на выходе АР η с использованием вектора **W** к максимально возможному значению η_{max} , выраженному в дБ. На рисунке изображены кривые потерь ОСШ от длины входной выборки, отнесен-



ной к числу элементов *N*. Рассмотрены случаи различного числа источников помех J=3,5,10. Для расчетов была выбрана плоская AP с размерами 20х20 элементов. Сплошными линиями обозначены потери ОСШ, полученные при использовании алгоритма формирования весового вектора в базисе степенных векторов. Проведено сравнение эффективности обработки метода, основанного на вычислении весового вектора по алгоритму (2), с методом рекуррентного оценивания весового вектора. Такой метод основан на рекуррентном оценивании обратной КМ [3]. Рекуррентное представление весового вектора описывается следующей формулой:

$$\widehat{\mathbf{W}}(l+1) = \widehat{\mathbf{W}}(l) - \frac{\mathbf{V}^{H}(l+1)\mathbf{S}}{l+\mathbf{X}^{H}(l+1)\mathbf{V}(l+1)} \mathbf{V}(L+1),$$

$$\mathbf{V}(L+1) = \mathbf{M}(l)\mathbf{X}(l+1), \quad l=1, L-1$$
(3)

Кривые потерь ОСШ для данного метода изображены на рисунке пунктирными линиями. Кроме величины потерь ОСШ оценивалась также и вычислительная сложность методов Q. Вычислительная сложность определяется числом требуемых комплексных умножений (к.у.) для вычисления весового вектора. Так вычислительная сложность алгоритма (2) составляет $Q \approx 2NL(J+1)$, а метода (3) $Q \approx (N^2+3N)L$.

- [4] Ермолаев В.Т., Краснов Б.А., Флаксман А.Г. // Изв. вузов. Радиофизика. 1983. Т. 26, № 7. С. 874.
- [5] Ермолаев В.Т., Флаксман А.Г., Сорокин И.С. // Изв. вузов. Радиофизика. 2012. Т.LV, №9. С. 641.
- [6] Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. Пер. с англ. М.:Радио и связь, 1989, 440 с.

ДВУХЭЛЕМЕНТНАЯ ПЛАНАРНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА 2,5 – 2,7 ГГЦ ДЛЯ МАЛОЙ БАЗОВОЙ СТАНЦИИ LTE

О.В. Сойкин, А.А. Колобов

Нижегородский госуниверситет

В настоящее время происходит бурное развитие беспроводных технологий и систем связи. Необходимость в оперативном осуществлении коммуникаций между пользователями обуславливает все более интенсивное распространение различных беспроводных стандартов, таких как Wi-Fi, WiMAX, 3G, LTE, что приводит к большим нагрузкам на операторские сети. Сигналы внешних базовых станций не всегда могут достичь конечного пользователя внутри помещений, из-за чего ухудшается качество связи. Одно из наиболее актуальных решений данной проблемы – применение малой базовой станции (малой соты), позволяющей развернуть мобильную сеть внутри здания и повысить ее емкость.

Цель данной работы заключалась в разработке планарной антенной системы частотного диапазона 2,5–2,7 ГГц для приложения малой базовой станции LTE. Исходными требованиями к разрабатываемой системе являлись: полоса пропускания 2,5–2,7 ГГц по уровню коэффициента отражения не превышающего -7,4 дБ; излучение антенны в одно полупространство при коэффициенте усиления не менее 5 дБи; ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности не более 60° в вертикальной плоскости; реализация антенны по стандартной низкостоимостной технологии печатных плат.

Исходя из поставленных требований, накладывающих ограничение на область излучения, в результате исследований с помощью системы автоматизированного проектирования CST Microwave Studio элементом для разработки требуемой антенной системы была выбрана микрополосковая антенна с апертурной связью, так как данный тип антенн излучает в одно полупространство [1]. Разработанная микрополосковая антенна реализована на низкостоимостной печатной плате, в качестве диэлектрической подложки которой используется материал FR4 ($\varepsilon_r = 4,3$, tan $\delta = 0,025$ @ 2,6 ГГц). Одним из основных недостатков микрополосковых антення является их узкая полоса пропускания сигнала, однако в ходе выполнения настоящей работы было найдено решение для её расширения.

Для расширения полосы пропускания был применен метод, заключающийся в применении нескольких резонансных антенных элементов в структуре антенны. На основе этого метода была разработана многорезонансная микрополосковая антенна, чья конфигурация представляет собой два антенных элемента с близкими резонансными частотами, один из которых возбуждается с помощью апертурной связи. Антенные элементы располагаются на двух разных диэлектрических подложках, которые соединяются с помощью стоек для печатных плат. Высота стоек позволяет контролировать величину связи между резонаторами антенны.

Для уменьшения ширины диаграммы направленности в вертикальной плоскости и увеличения коэффициента усиления антенной системы была разработана двухэлементная антенная решетка на основе многорезонансной микрополосковой антенны. Данная решетка состоит из двух печатных плат: на нижней располагаются два основных излучающих элемента, на верхней – два паразитных. Возбуждение антенных элементов осуществляется методом апертурной связи с помощью щелевых апертур в металлическом слое «земли». Сигнал к апертурам подводится с помощью микрополосковой системы подведения сигнала с использованием четвертьволновых трансформаторов, которая реализована на нижнем слое металлизации нижней платы решетки. Модель разработанной антенной решетки в САПР CST Microwave Studio приведена на рис. 1.

На практике был изготовлен прототип разработанной антенной системы и про-

ведены измерения его основных характеристик, которые представлены на рис. 2 вместе с результатами электромагнитного моделирования. Из данного рисунка видно, что рабочие диапазоны по уровню коэффициента отражения (S11) -7,4 дБ антенной решетки для случаев эл/м моделирования и измерений составляют 2.36 -2,8 ГГц и 2,55-3,1 ГГц соответственно. Таким образом, рабочий диапазон изготовленной антенны сдвинут на 200 МГц вверх по частоте относительно результатов моделирования. Было проведено исслелование дополнительное ланного несоответствия рабочих лиапазонов, которое показало, что такой слвиг связан с неточностью первичных расчетов при проведении моделирования (были недос-



таточно точно рассчитаны щелевые апертуры антенной решетки). Повторные измерения позволили получить результаты, находящиеся в хорошем соответствии с результатами моделирования. Коэффициенты усиления в полосе 2,5–2,7 ГГц для случаев эл/м моделирования и измерений составляют не менее 6,1 и 5,5 дБи соответственно при ширине диаграммы направленности по уровню половинной мощности в вертикальной плоскости соответственно не более 60° и 47,5°.

Таким образом, разработанная антенная система может быть использована в малых базовых станциях современных систем передачи информации.

[1] Balanis C.A. Antenna Theory: Analysis and Design. 2nd edn, □ Published by John Wiley & Sons, Inc., 1997, 950 pp.



РОБАСТНОСТЬ GLRT-СТАТИСТИК В ЗАДАЧЕ ОБНАРУЖЕНИЯ УЗКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА МНОГОЭЛЕМЕНТНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ

А.М. Шукова, О.В. Болховская

Нижегородский госуниверситет

Рассмотрим задачу обнаружения полезного сигнала на фоне шума. Через канал передается сигнал вида

$$s(t) = \operatorname{Re}\{w(t)e^{j2\pi f_c t}\}.$$

Поскольку канал многолучевой, то при проходе через него сигнал будет многократно переотражаться, и на входе приемного устройства будет получена сумма лучей:

$$r(t) = \operatorname{Re}\{\sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) w(t - \tau_n(t)) e^{j2\pi f_c(t - \tau_n(t)) + \varphi_{Dn}}\}$$

Разброс временных задержек лучей, составляющих многолучевой канал, может привести к существенным искажениям принимаемого сигнала. Но если интервал разброса мал по сравнению с величиной, обратной полосе пропускания, то линия прямой видимости и все компоненты многолучевого распространения неотличимы друг от друга, что позволяет нам использовать модель узкополосных сигналов.

Узкополосный сигнал можно записать в виде:

$$s(t) = \operatorname{Re}[S(t)\exp(j\omega_0 t)]; S(t) = a(t)\exp[j\theta(t)].$$

Задача обнаружения может быть сформулирована как выбор одной из двух гипотез:

$$H_0: \vec{x}(t) = \vec{n}(t)$$
$$H_1: \vec{x}(t) = \vec{n}(t) + \vec{s}(t)$$

где $\vec{n}(t)$ \square вектор собственного шума элементов антенной решетки, $\vec{s}(t)$ \square вектор сигналов, принимаемых антенной решеткой от внешнего источника сигнала.

Оптимальное решение задачи обнаружения сигнала (т.е. принятие гипотезы H_1 или H_2) основывается на сравнении отношения правдоподобия

$$l(\vec{x}_1, \vec{x}_2, ..., \vec{x}_L) = \frac{P(\vec{x}_1, \vec{x}_2, ..., \vec{x}_L \mid H_1)}{P(\vec{x}_1, \vec{x}_2, ..., \vec{x}_L \mid H_0)}$$

с пороговым значением *h*, найденным при помощи критерия Неймана-Пирсона.

Рассматривались три статистики

1)
$$\mathcal{X}^{2-\text{ TeCT:}}$$
 $l_1 = \frac{Sp\hat{M}}{N} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^{L} \frac{|\vec{x}_i|^2}{N}$

2) Метод согласованной обработки сигнала:

$$l_{2} = Sp(\vec{\varphi}_{1}\vec{\varphi}_{1}^{H}\hat{M}) = \vec{\varphi}_{1}^{H}\hat{M}\vec{\varphi}_{1} = \frac{1}{L}\sum_{i=1}^{L} \left|\vec{\varphi}_{1}^{H}\vec{x}_{i}\right|$$

3) Метод максимального собственного числа: $l_3 = \hat{\lambda}_1$

Пороговые значения для каждого типа сигнала были найдены по критерию Неймана-Пирсона при заданном уровне вероятности ложной тревоги 0,01.

При сравнении полученных статистик с пороговым значением были получены следующие кривые обнаружения (см. рис.).

Статистика *l*₃ показала наилучшие результаты для обоих сигналов.

В случае обеих статистик разница между отношением сигнал/шум при заданной вероятности правильного обнаружения достаточно велика, что говорит о неустойчивости статистик.





- M. Kay S. Fundamentals of Statistical Signal Processing. Volume II: Detection theory. – NJ: Prentice-Hall PTR, 1998, 672 pp.
- [2] Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983, 319 с.
- [3] Болховская О.В. Анализ характеристик обнаружения многомерных сигналов на основе обобщенного отношения максимального правдоподобия в случае коротких выборок.– Н. Новгород: ННГУ, 2004, 101 с.

Шукова Анна Михайловна	Болховская Олеся Викторовна
Магистрант 2 года обучения. Область	Доцент кафедры бионики и статистиче-
научных интересов: цифровая обработка	ской радиофизики, к.фм.н. Область
сигналов	научных интересов: цифровая обработка
	сигналов

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНО ЭФФЕКТИВНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ РАЗНОСТНО-ДОПЛЕРОВСКОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

И.В. Гринь, Р.А. Ершов, О.А. Морозов

Нижегородский госуниверситет

Преимущества многопозиционных систем местоопределения источника радиоизлучения, такие как высокоточное определение пространственного положения объектов, повышенная разрешающая способность и многие другие, связанные с большим количеством единовременно фиксируемой информации об объекте, в значительной степени определили направление развития современной радиолокации и радионавигации. Использование искусственных спутников Земли в качестве многопозиционной пассивной системы местоопределения позволяет в полной мере использовать преимущества таких систем [1]. Наиболее распространенными методами определения местоположения источника радиоизлучения являются методы, использующие информацию о времени распространения сигналов. Методы, использующие информацию об изменении частотных характеристик сигналов из-за эффекта Доплера, традиционно применяются для определения скоростей излучающих объектов, однако в динамических системах местоопределения информация о доплеровском смещении может использоваться для определения местоположения относительно неподвижного излучающего объекта [2].

Разностно-доплеровский метод определения местоположения источника излучения основан на определении взаимных смещений спектров сигналов, ретранелируемых движущимися спутниками.

Наиболее общим алгоритмом оценивания смещений спектров сигналов относительно узкополосных сигналов вследствие эффекта Доплера при наличии шума и взаимных временных задержек, является метод обобщённого максимального правдоподобия, сводящийся к построению и анализу взаимной функции неопределённости опорного и исследуемого сигналов:

$$\psi(\tau, \Delta F) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} s_1[n] s_2^*[n+\tau] \exp(-j2\pi\Delta F nT) \right|$$
(2)

Задача определения местоположения сводится к решению системы нелинейных уравнений методом оптимизации функционала ошибок:

$$F(x, y, z) = \sum_{i=2}^{N} \left(\frac{V_{r1}(x, y, z) - V_{ri}(x, y, z)}{c + V_{r1}(x, y, z)} - \frac{\Delta \omega_{1i}}{\omega_{1}} \right)^{2},$$
(3)

где V_n – радиальная скорость движения *i*-го приемника к точке излучения.

Следует отметить, что непосредственное вычисление функции неопределённости является трудоёмкой задачей и требует $O(N^2 \log N)$ операций, где N – длина сигналов в отсчётах. Для повышения вычислительной эффективности расчётов предлагается реализация данного алгоритма с применением технологии параллельных вычислений на графических процессорах (GPU) NVIDIA CUDA, описанная в [3]. Данная реализация основана на модификации алгоритма вычисления взаимной функции неопределённости на основе предварительной фильтрации последовательности поэлементных произведений сигналов в формуле (2) с последующим прореживанием [3].

В процессе работы была реализована компьютерная модель пассивной многопозиционной спутниковой системы, которая представляла собой случайную конфигурацию 5 видимых спутников. Исследовались узкополосные сигналы с BPSK и MSK манипуляцией. Скорость передачи данных в системе равнялась 10 кбит/с.



Проведён анализ устойчивости предложенного алгоритма в зависимости от ве-

личины отношения сигнал/шум (ОСШ) в исследуемом канале (см. рис.), который показал, что погрешности определения местоположения не превышают 1 км при величине ОСШ в исследуемом канале порядка -15 дБ.

- [1] Гришин Ю.П., Казаринов Ю.М., Ипатов П.В. Радиотехнические системы. М.: Высш. шк., 1990, 496 с.
- [2] ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования./ Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. – М.: Радиотехника, 2010, 800 с.
- [3] Логинов А.А., Марычев Д.С., Морозов О.А., Фидельман В.Р. // Изв. вузов. Поволжский регион. Технические науки. 2013. № 3 (27). С. 62.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПРЯМОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В СОВРЕМЕННЫХ СОТОВЫХ СЕТЯХ РАДИОСВЯЗИ

С.Д. Соснин, С.В. Пантелеев, А.В. Хоряев, М.С. Шилов

Нижегородский госуниверситет

Передача данных в современных системах широкополосной сотовой связи (например, LTE) осуществляется через базовую станцию (БС), даже если пользователи находятся в непосредственной близости друг от друга. В настоящее время широкое развитие получает технология прямой передачи данных между географически близко расположенными парами мобильных станций (МС). Поддержка прямой передачи данных между пользователями может существенно улучшить технические характеристики системы связи, такие как, спектральная эффективность системы связи на единицу площади, скорость передачи, энергопотребление МС (излучаемой мощности за счёт прямой передачи между Географически близкими терминалами). Основным преимуществом прямой передачи между МС в сотовых сетях является возможность реализовать синхронный протокол передачи данных, используя сигнал от базовых станций для синхронизации MC.

Основной технической сложностью при использовании прямой передачи данных между пользователями в широкополосных системах связи является управление взаимными помехами между парами устройств. Для решения этой проблемы в работе была поставлена задача исследования методов распределения частотновременных ресурсов для прямой передачи данных. Исследование проводилось методом системного моделирования. В качестве основного критерия производительности системы использовалась средняя пропускная способность в одном из секторов, обслуживаемых базовой станцией.

В работе проводилось сравнение двух концептуально разных подходов к планированию сети: централизованный и распределенный.

Распределенный протокол передачи состоит из двух основных операций [1].

- Случайное назначение приоритетов передачи. На каждом частотно-временном ресурсе происходит перераспределение приоритетов передачи по псевдослучайному закону, известному мобильным терминалам.
- Алгоритм активации пар. Пара активна, если приемнику пары не мешают принимать полезный сигнал передатчики пар с более высоким приоритетом:

$$\frac{P^*_{\ u}}{P_i} < \gamma_{RX},\tag{1}$$

а передатчик пары не мешает приемникам более высоким по приоритету:

$$\frac{P_u}{P_i^*} < \gamma_{TX} , \qquad (2)$$

где P_u^* – приемная мощность полезного сигнала, P_i – мощность помехи от передатчика с более высоким приоритетом, γ_{RX} – порог отказа от приема; P_u – мощность полезного сигнала на приемнике с более высоким приоритетом, P_i^* – мощность помехи собственного сигнала на том же приемнике, γ_{TX} – порог отказа от передачи.

В отличие от распределенного алгоритма, в котором пары устройств могут оценить лишь свое помеховое влияние и оценить помеху от других пар, централизованный алгоритм располагает полной информацией о взаимном влиянии всех пар системы друг на друга. В данной работе был использован эвристический централизованный алгоритм поиска субоптимального решения задачи максимизации метрики планирования [2]:

$$M_{k} = \max_{u_{k,i} \in \{0,1\}} \sum_{i=1}^{N} \beta_{k-1,i} R_{k,i} , \qquad (3)$$

где $\beta_{k-1,i}$ – коэффициент, определяющий меру справедливости распределения радиоресурсов, $R_{k,i}$ – пропускная способность *i*-ой пары в *k*-ый момент времени.

Суть алгоритма централизованного планирования – в каждый момент времени *k* определять набор активных пар, максимизирующий метрику (3).

Сравнение средней спектральной эффективности системы на сектор БС для двух алгоритмов планирования представлено на рисунке.



Проведенный системный анализ показал, что централизованный подход к распределению частотно-временных ресурсов для систем прямой передачи данных позволяет достичь до 30% большей спектральной эффективности, чем распределенный протокол. Однако и распределенный алгоритм показал высокие характеристики производительности при достаточно простой реализации в сравнении с централизованным подходом.

- [1] Соснин С.Д., Пантелеев С.В., Хоряев А.В., Шилов М.С. /В кн. Труды XVII научной конференции по радиофизике/ Ред.: А.В. Якимов, С.М. Грач. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2013. С. 207.
- [2] Yang Z., Cai L., Lu W. // Proc. of IEEE INFOCOM. 2010. P. 1.



Аспирант 1 года обучения. Область научных интересов: цифровая обработка сигналов

АНАЛИЗ ПРАКТИЧЕСКИХ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ КАНАЛОВ СВЯЗИ ПОЛЕЗНОГО И ПОМЕХОВОГО СИГНАЛОВ В LTE СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ С ПОДАВЛЕНИЕМ ПОМЕХ

Д.М. Белов, А.В. Червяков, А.В. Хоряев

Нижегородский госуниверситет

Современные LTE системы мобильной радиосвязи характеризуются сложной помеховой обстановкой ввиду более плотного размещения базовых станций. Для улучшения эффективности работы системы связи в таких условиях могут применяться усовершенствованные алгоритмы приемной обработки сигналов, использующие частичную информацию о параметрах помеховых сигналов [1]. Одним из основных параметров помеховых сигналов, требуемых для работы таких алгоритмов, является информация о пространственных каналах связи как полезного, так и помеховых сигналов. В связи с этим возникает задача разработки практических алгоритмов оценивания каналов связи в применении к приемникам, использующим частичную информацию о структуре помехового сигнала.

В настоящее время для оценки пространственных каналов связи может использоваться традиционный алгоритм, основанный на независимой обработке полезного и помеховых сигналов и включающий в себя следующие этапы:

 оценка пространственных каналов связи на пилотных поднесущих на основе критерия наименьших квадратов (LS) [2];



Сценарий #1. ОПШ=7.77дБ

Сценарий #2, ОПШ=7.77дБ Сценарий #3, ОПШ=7.77дБ Сценарий #1, ОПШ=13.91д

Сценарий #2. ОПШ=13.91л

un #2 ODUL-12 01eE

Оценка пространственного канала полезного сигнала

OCIII 75

똁

оценки канала,

ğ



Входной сигнал

Пилотные символы

При наличии сложной помеховой обстановки оценка канала на пилотных поднесущих может

быть сильно искажена, что приведет к ухудшению точности оценки пространственных каналов связи на поднесущих данных. Для решения этой проблемы предлагается улучшенный метод совместной итеративный оценки пространственных каналов связи полезного и помеховых сигналов. Функциональная схема метода приведена на рис. 1. Предложенный алгоритм оценки пространственных каналов связи содержит следующие этапы обработки:

- оценка пространственных каналов связи полезного или помеховых сигналов на пилотных поднесущих;
- уточнение оценки каналов связи на пилотных поднесущих с помощью интерполяции на основе MMSE критерия;
- восстановление полезного или помеховых сигналов на пилотных поднесущих;
- вычитание оценки полезного или помеховых сигналов на пилотных поднесущих для улучшения последующей оценки пространственных каналов связи помеховых или полезного сигналов соответственно.

Для анализа эффективности предложенного метода оценки каналов связи было проведено компьютерное моделирование работы LTE системы связи на физическом уровне. В частности, были рассмотрены следующие сценарии:

- 1) базовый алгоритм оценки;
- 2) улучшенный итеративный алгоритм оценки;
- 3) базовый алгоритм оценки в случае отсутствия влияния помехового сигнала.
На рис. 2 представлены результаты сравнения среднеквадратичной ошибки (СКО) оценивания полезного сигнала для фиксированных уровней отношений помеха/шум (ОПШ). Также показано влияние использования предложенного метода оценки на пропускную способность системы связи при использовании алгоритма детектирования на основе критерия максимума правдоподобия (ML) [1].

На основании полученных результатов моделирования можно сделать выводы, что использование итеративного метода оценки пространственных каналов связи полезного и помеховых сигналов позволяет значительно улучшить точность оценивания по сравнению с базовым решением (уменьшение СКО на 7,2-12,2 дБ) и получить точность оценки, близкую к точности базового решения без влияния помехового сигнала. Результаты исследований также показали, что использование предложенного метода позволяет значительно увеличить пропускную способности системы связи при использовании ML приемника (2,7 дБ).

Таким образом, использование предложенного метода оценки каналов связи полезного и помеховых сигналов позволяет существенно улучшить эффективность работы современных систем связи в случае применения усовершенствованных алгоритмов приемной обработки сигналов, использующих информацию о параметрах помеховых сигналов.

- [1] http://www.rf.unn.ru/rus/sci/books/13/pdf/bionics.pdf
- [2] Kaiser S. Multi-Carrier CDMA Mobile Radio Systems Analysis and Optimization of Detection, Decoding, and Channel Estimation: Dis Dr. Stefan Kaiser. – Germany: Munich, 1998, 165 pp.



Аспирант I года обучения. Область научных интересов: современные системы мобильной связи

РАЗРАБОТКА ПАССИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ КМОП МИКРОСХЕМ МИЛЛИМЕТРОВОГО ЛИАПАЗОНА ЛЛИН ВОЛН

А.В. Мавричев, С.А. Тихонов, А.А. Артеменко, А.А. Мальцев

Нижегородский госуниверситет

Системы связи миллиметрового диапазона длин волн стремительно развиваются в настоящее время во многом благодаря технологическому прогрессу субмикронных кремниевых технологий, обеспечивающих низкую стоимость устройств при массовом изготовлении и высокую степень интеграции. Для проектирования приемопередающих устройств миллиметрового диапазона необходима разработка соответствующей электронной компонентной базы, в том числе распределенных пассивных компонент, таких как линии передачи, спирали индуктивности, трансформаторы и т.п. Такие устройства используются, например, для передачи сигнала от одного узла микросхемы к другому или в согласующих схемах активных элементов.

В рамках настоящей работы спроектированы микросхемы, содержащие исследуемые пассивные элементы, по технологическому процессу КМОП 90 нм на фабрике TSMC (Тайвань) и проведено их экспериментальное исследование. Микросхемы солержат 9 слоев металла над активной областью, разделенных слоями диэлектрика с различной диэлектрической проницаемостью. Верхние, более толстые слои металлов, имеют низкое сопротивление, что позволяет успешно использовать их для создания ВЧ и СВЧ пассивных компонент [1].

Сложность структуры подложки обуславливает значительные временные затраты на проведение электромагнитного моделирования. Для ускорения вычислений структура слоев была заменена на более простую, эквивалентную, без существенной потери в точности моделирования. На примере экранированной микрополосковой линии передачи (ЭМЛП) на рис. 1а и 16 показаны соответственно полная структура слоев и упрощенная структура, полученная путем объединения некоторых уровней.



По сторонам центрального проводника располагается боковая металлизация, а на нижнем уровне находится экранирующий (земляной) слой металлизации. Сигнальный проводник в такой линии защищен от влияния сигналов соседних линий передачи и элементов схемы, а также от помеховых сигналов, распространяющихся по подложке микросхемы [2]. Упрощенная структура слоев использовалась также и при моделировании планарной индуктивности и симметрирующего трансформатора. Измерение характеристик изготовленных элементов проводилось с использованием векторного анализатора цепей Rohde&Schwarz ZVA67 и зондовой станции Cascade Microtech EPS150MMW. При ширине центрального проводника W = 8 мкм и зазоре до боковой металлизации G = 10 мкм, линия по результатам измерений имеет характеристический импеданс, близкий к 50 Ом, потери в линии составляют 0,9 дБ/мм, а фазовая постоянная равна 2,49 рад/мм. Разработанная линия может применяться для эффективного соединения различных узлов на микросхеме, а также для построения согласующих схем активных элементов.

Катушки индуктивности позволяют создавать более компактные согласующие схемы, чем линии передачи, однако более сложны в моделировании. Индуктивность, представленная в данной работе, выполнена в виде закрученного в прямоугольную спираль диаметром 40 мкм проводника шириной 4 мкм, находящегося на 9-ом уровне металлизации. Измеренное значение индуктивности на частоте 60 ГГц составляет 177 пГн, при этом добротность равна 8, а паразитная емкость 9 фФ.

Симметрирующий трансформатор [3], спроектированный в рамках настоящей работы (рис. 2), эффективно преобразовывает несимметричный сигнал в дифференциальный или наоборот.

Диаметр индуктивных колец разработанного трансформатора составил 80 мкм, а сами кольца первичной и вторичной обмоток шириной 6 мкм выполнены на 9-м и 8-м уровнях соответственно. По результатам моделирования, подтвержденным результатами измерений (рис. 3), дисбаланс по амплитуде составил 2 дБ, по фазе 25 град. Это связано с наличием паразитной емкостной связи между обмотками.



Рис. 2

Рис. 3

Разработанные элементы в дальнейшем будут использованы при проектировании блоков приемопередатчика миллиметрового диапазона длин волн.

- [1] Leite B. Design and modeling of mm-wave integrated transformers in CMOS and BiCMOS technologies: PhD thesis. □ France: University of Bordeaux, 2011.
- [2] Vecchi F. Design and Modelling Teqniques for bulk CMOS mm-Wave Wideband Front-Ends: PhD thesis.
 □ Italy: University of Pavia, 2009.
- [3] Felic G., Skafidas E. // Proc. of ISSSE '07. 2007. P. 541.

		10 . 1		
Мавричев Анатол	Мавричев Анатолий Владимирович		Тихонов Сергей Александрович	
Аспирант 3 года обучения. Область		Аспирант 3 года обучения. Область		
научных интересов: измерение парамет-		научных интересов: измерение парамет-		
ров систем связи, мн	оголучевых каналов	ров систем связи, мн	юголучевых каналов	
	Мальцев Александ	др Александрович		
	Зав. кафедрой биони	ки и статистической		
	радиофизики, д.фм	.н. Область научных		
	интересов: современ	ные системы мо-		
	бильной связи		J	

РАЗРАБОТКА МИКРОСХЕМЫ МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ ДИАПАЗОНА 60 ГГЦ ПО ТЕХНОЛОГИИ КМОП 90 НМ

С. А. Тихонов, А.В. Мавричев, А.А. Артеменко, А.А. Мальцев

Нижегородский госуниверситет

Активное развитие различных приложений миллиметрового диапазона длин волн обуславливает необходимость разработки недорогих высокочастотных приемопередатчиков, выполненных в виде монолитных интегральных схем. Одним из ключевых элементов СВЧ части любого приемника является малошумящий усилитель (МШУ), необходимый для усиления поступающего на вход приемника сигнала и минимизации коэффициента шума всего приемного тракта. Определяющими характеристиками блока МШУ являются коэффициент усиления, коэффициент шума и точка компрессии на 1 дБ.

Цель данной работы заключалась в проектировании микросхемы и экспериментальном исследовании характеристик малошумящего усилителя для частотного диапазона 57 – 64 ГГц на основе технологии КМОП 90 нм.

На рис. 1 показана схема разработанного двухкаскадного усилителя. Первый каскад представляет собой транзистор М1, включенный по схеме с общим истоком.

Основное назначение первого каскада состоит в минимизации коэффициента шума и согласовании входного импеданса усилителя к 50 Омам. Минимальный коэффициент шума был достигнут посредством выбора оптимального режима работы транзистора М1 [1].

Вторая стадия МШУ представляет собой каскод, состоящий из транзисторов М2 и М3. Напряжение смещения и параметры этих транзисторов





выбирались таким образом, чтобы обеспечить максимизацию коэффициента усиления МШУ. Для реализации всех индуктивностей и цепей согласования в схеме использованы отрезки экранированной микрополосковой линии передачи со специально подобранными длинами. Топология МШУ была разработана в среде Cadence Virtuoso XL, при этом использовалась технологическая библиотека элементов фабрики по изготовлению полупроводниковых микросхем TSMC (Тайвань).

Моделирование разработанного блока МШУ проводилось в среде Cadence Spectre RF с использованием результатов предварительного электромагнитного моделирования согласующих элементов и линий передачи. По результатам моделирования коэффициент усиления на частоте 60 ГГц составляет 14,5 дБ, а коэффициент шума 4,9 дБ. Ширина полосы согласования по уровню -10 дБ составляет для входного порта 57□68 ГГц, а для выходного порта 57□65,5 ГГц. Микросхема, содержащая разработанный блок МШУ, была изготовлена на фабрике TSMC на Тайване. Измерение характеристик усилителя проводилось с использованием векторного анализатора цепей Rohde&Schwarz ZVA67 и зондовой станции Cascade Microtech EPS150MMW (экспериментальная установка показана на рис. 2).



Рис. 2

На рис. 3 и рис. 4 приведены результаты измерения характеристик МШУ. Коэффициент усиления составил 10,5 дБ на частоте 60 ГГц. Ширина полосы согласования по входу (по уровню -10 дБ) равна 56,6 67 ГГц, а полосы согласования по выходу 50 67 ГГц. Предположительно причина различия результатов моделирования и измерений заключается во влиянии паразитных элементов в некоторых областях топологии, которые представляют собой нежелательное индуктивное или емкостное взаимодействие между различными участ-

ками схемы усилителя. Результаты моделирования работы МШУ с учетом паразитных элементов показаны на рис. 3 и рис. 4 пунктирными линиями. Можно



видеть хорошее соответствие результатов измерений и уточненного моделирования.

В результате выполнения данной работы были спроектированы схема и топология малошумящего усилителя диапазона 57 – 64 ГГц по технологии КМОП 90 нм. Было проведено моделирование работы схемы с учетом результатов предварительного электромагнитного анализа цепей согласования и линий передачи. Результаты измерения тестовых образцов МШУ показали небольшую деградацию коэффициента усиления по сравнению с результатами исходного моделирования. Вероятнее всего, уменьшение коэффициента усиления связано с наличием паразитных элементов в топологии блока МШУ, что подтверждается результатами уточненного моделирования. Разработанный малошумящий усилитель может быть использован при создании радиочастотной части приемника миллиметрового диапазона длин волн.

[1]. Yao T., Gordon M.Q., Tang K.K.W., Yau K.H.K., Ming-Ta Y., Schvan P., Voinigescu S.P. // IEEE JSSC. 2007. V. 42, No. 5. P. 1044.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ СОТОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ С АДАПТИВНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ МОЩНОСТЬЮ ПЕРЕДАТЧИКА ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ

А.В. Елохин, Н.А. Кутузов, А.Г. Флаксман

Нижегородский госуниверситет

Для борьбы с замираниями сигналов в современных системах сотовой связи используется непрерывный контроль и адаптивная регулировка мощности, излучаемой передатчиком пользователя. Каждая базовая станция непрерывно оценивает отношение мощности сигнала к мощности собственного шума и внешних помех (ОСШП), и на основе полученной оценки осуществляется регулировка мощности с помощью команд, передаваемых по обратному каналу от приемника к передатчику. Адаптивное управление мощностью является эффективным средством борьбы с замираниями сигналов. Однако оно имеет существенный недостаток, обусловленный тем, что средняя мощность увеличивается при компенсации замираний сигналов. Это увеличение зависит от скорости изменения свойств канала (скорости движения пользователя) и инерционности системы управления мощностью.

В данной работе исследована эффективность адаптивного управления мощностью в системах сотовой связи в условиях многолучевого релеевского канала. Передаваемые символы делятся на группы. Для каждой группы символов приемник оценивает среднее ОСШП ρ , которое затем сравнивается с некоторым заданным порогом ρ_{rg} . Если $\rho < \rho_{rg}$, то по обратному каналу от приемника к передатчику дается команда увеличить мощность, и, наоборот, если $\rho > \rho_{rg}$, то дается команда уменьшить мощность. Изменение мощности происходит дискретно. Например, в системах с кодовым разделением пользователей мощность изменяется с частотой 800 Гц и с шагом ±1 дБ. Информация передается фреймами длительностью τ_{fr} =20 мс. Каждый фрейм состоит из 288 символов, которые разделяются на 16 групп по 18 символов с длительностью группы τ_{er} =1,25 мс [1].

Процедуру адаптивной регулировки мощности можно описать на основе вычисления эффективных канальных коэффициентов $h^{(PC)}(n)$ для символов *n*-й группы с помощью формул

$$h^{(PC)}(n) = \begin{cases} h(n) & (n \le d_{\tau} + 1), \\ \sqrt{\prod_{q=1}^{n-1-d_{\tau}} \alpha_q} \cdot h(n) & (n > d_{\tau} + 1), \end{cases}$$

где α_q =1,26 (1 дБ) или α_q =0,79 (–1 дБ) – коэффициент изменения мощности при переходе от (*q*-1)-й к *q*-й группе, *d_x* – временная задержка в выполнении команды регулировки мощности, кратная длительности *t_{gr}* группы. Если *d_x*=0, то мощность изменяется без задержки сразу после оценки ОСШП. Первая формула отображает

начальный переходный процесс, когда мощность первых $d_{\tau}+1$ групп символов не регулируется из-за задержки. Подкоренное выражение во второй формуле представляет собой величину изменения мощности для *n*-й группы символов.

Время τ_{cor} корреляции флуктуаций коэффициента передачи *h* по половинному уровню составляет τ_{cor} =0.24/ f_d , где f_d – макимальная частота доплеровского спектра мощности релеевских замираний сигналов [1]. Введем параметр α , равный отношению длительности группы контроля мощности к времени корреляции замираний сигналов ($\alpha = \tau_{gr}/\tau_{cor}$). Например, $\alpha = 0.05$ при частоте Доплера 10 Гц и длительности группы 1,25 мс.

На рис. 1 приведены зависимости вероятности битовой ошибки в системе с управлением мощностью в релеевском канале при частоте Доплера 1, 10 и 60 Гц (кривые 2, 3, 4, соответственно) для сигналов двоичной фазовой модуляции.



Кривые 1 и 5, дают вероятность ошибки в системе без управления мощностью в гауссовом и релеевском каналах, соответственно. Анализ результатов показывает, что эффективность управления мощностью увеличивается при уменьшении α . Уровень ошибки равный 0,005 достигается при ОСШП на 11,7, 10,8 и 3,8 дБ, меньшем (при f_d =1, 10 и 60 Гц, соответственно) чем в системе без управления мощностью. Следовательно, управление мощностью обеспечивает значительную компенсацию замираний сигналов в приемной антенне базовой станции, особенно при малых скоростях движения пользователей. На рис. 2 показаны зависимости коэффициента k (дБ) увеличения средней мощности для разных задержек в выполнении команды управления мощностью d_{τ} =0, 1, 2, 3 (кривые 0, 1, 2, 3, соответственно). Видно, что данный коэффициент уменьшается с увеличением задержки. При этом компенсация замираний сигналов становится менее эффективной.

 [1] Garg V.K. IS-95 CDMA and cdma2000: Cellular/PCS Systems Implementation. □ NJ: Prentice-Hall, Inc., 2000. 424 p.

Елохин Антон Вадимович	Флаксман Александр Григорьевич	
Аспирант 3 года обучения. Область	Профессор кафедры бионики и стати-	
научных интересов: современные систе-	стической радиофизики, д.фм.н. Об-	
мы мобильной связи	ласть научных интересов: адаптивные	
	антенные решекти, компенсаторы помех	

ИССЛЕДОВАНИЕ ФЛИККЕРНОГО ШУМА В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ ШОТТКИ ПРИ ПРЯМОМ И ОБРАТНОМ НАПРЯЖЕНИИ СМЕЩЕНИЯ

А.В. Маслов, Е.И. Шмелев

Нижегородский госуниверситет

Диоды Шоттки, являясь одним из нелинейных элементов, находят широкое применение в современной радиоэлектронике для создания чувствительных микроволновых детекторов. С целью последующей оптимизации эксплуатационных характеристик детекторов, направленной на снижение собственных шумов изделия, в настоящей работе исследуется природа фликкерного шума в GaAs диодах Шоттки.

Совместный анализ вольтамперных характеристик (ВАХ) и зависимостей спектральной плотности мощности шума от тока позволяет проводить неразрушающую

диагностику структуры образца и выявлять технологические области, ответственные за возникновение фликкерного шума [1, 2]. В рамках развития данного подхода используются измерения НЧ шума диодов как при прямом, так и при обратном напряжении смещения.

Полный ток I через диод может состоять из двух компонент: $I = I_d + I_l$, здесь I_d – основная компонента тока, I_l – ток



утечки. Основная компонента тока I_d совпадает по форме с диффузионным током, ей соответствует дифференциальное сопротивление R_d . Ток утечки может быть обусловлен утечкой по периметру перехода либо через дефекты структуры и в общем случае может содержать две компоненты – линейную I_{ll} и нелинейную I_{nl} . Линейная компонента I_{ll} характеризуется линейным сопротивлением R_{ll} , нелинейная компонента \Box сопротивлением R_{nl} .

На рис. 1 в качестве примера представлена ВАХ одного из исследуемых диодов. Точками на рисунке приведены экспериментальные данные, сплошной линией – результат аппроксимации, штриховыми линиями – компоненты тока. Анализ ВАХ диодов показал, что исследуемые диоды обладают достаточно большим током утечки (по сравнению диффузионным током).

Спектр фликкерного шума напряжения S_u , обусловленный флуктуациями тока линейной утечки и диффузионным током, определяется как:

$$S_u = V_{ll}^2 S_{\delta R ll} + V_d^2 S_{\delta R d}.$$

Здесь $V_{ll} = I_{ll}R$ и $V_d = I_dR$ – коэффициенты пересчета, $R = (R_d^{-1} + R_{ll}^{-1} + R_{nl}^{-1})^{-1}$ – полное сопротивление диода, $S_{\delta R ll}$ и $S_{\delta R d}$ – спектры относительных флуктуаций линейного сопротивления утечки и дифференциального сопротивления.

Измерения НЧ шума проводились с помощью установки [3]. Шумовое напряжение на диодах измерялось при пропускании постоянного тока через образец для прямого и обратного напряжения смещения в области токов I от 10^{-6} до 10^{-3} А. Шумовое напряжение исследуемых диодов усиливалось, оцифровывалось и записывалось реализациями по 1 млн. отсчетов с частотой дискретизации 25 кГц. Затем осуществлялась спектральная обработка данных, и строились токовые зависимости спектральной плотности мощности S_u фликкерного шума на частоте 10 Гц.

На рис. 2 и 3 показаны экспериментальные токовые зависимости спектров S_u шумового напряжения для диода при прямом и обратном смещении соответственно.



Для токовых зависимостей характерно наличие эффекта, связанного с максимизацией шума: после области возрастания шума следует область снижения спектра. В качестве потенциальной модели генерации шума для прямого и обратного напряжения смещения следует рассматривать относитель-

ные флуктуации тока утечки и диффузионного тока. В целом в рассматриваемых диодах наиболее превалирует шумы именно тока утечки. Теоретический анализ влияния R_{ll} на токовые зависимости спектра фликкерного шума показал, что резкое снижение уровня шума при понижении тока (рис. 3) в случае отрицательно смещенного диода связано с достаточно большими токами I_{ll} и I_{nl} .

- [1] Якимов А.В. // Известия вузов. Радиофизика. 1984. Т. 27, № 1. С. 120.
- [2] Киселев М.Р., Клюев А.В., Шмелев Е.И., Якимов А.В. и др. // В кн.: Тр. XVII-ой научн. конф. по радиофизике. 13-17 мая 2013 г. / Ред. А.В. Якимов. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2013. С. 189.
- [3] Шмелев Е.И., Клюев А.В., Якимов А.В. // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. Сер. Радиофизика. 2009. Вып. 5. С. 81.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИОНОСФЕРНОГО КАНАЛА КОРОТКОВОЛНОВОЙ РАДИОСВЯЗИ

А.В. Шкерин, О.Д. Косымов, А.Г. Флаксман, В.Т. Ермолаев

Нижегородский госуниверситет

Развитие авиационной промышленности ставит перед наукой задачу совершенствования стандартов коротковолновой (КВ) радиосвязи, так как существующие стандарты устаревают, не отвечают современным требованиям по скорости передачи данных и требуют существенной доработки. КВ радиоканал диапазона 3 □ 30 МГц признан основным средством дальней авиационной связи. Для оценки работоспособности разрабатываемых радиоприемных устройств общепринятым методом является использование имитационного моделирования. Создание программной модели ионосферного КВ радиоканала, максимально учитывающей особенности реальных условий распространения сигналов, является актуальной задачей при разработке нового стандарта КВ радиосвязи. Для реализации модели ионосферного КВ радиоканала Международным союзом электросвязи (МСЭ, англ. ITU – International Telecommunication Union) в рекомендациях ССІК 520-1 [1] и ITU-R F.1487 [2] предложено использовать модель КВ канала Ваттерсона [3], представленную на рис. 1.

Здесь t_i – задержка (*i*+1)-го луча относительно *i*-го; $G_i(t)$ – комплексная функция времени вида:

$$G_{i}(t) = G_{ia}(t) \exp(j2\pi f_{ia}t) + G_{ib}(t) \exp(j2\pi f_{ib}t),$$
(1)

где $G_{ia}(t)$, $G_{ib}(t)$ – независимые комплексные гауссовские случайные эргодические процессы с нулевым средним, независимой реальной и мнимой частями с одинаковой дисперсией. Индексы a, b – обозначают две компоненты магнитоионного расщепления; f_{ia} , f_{ib} – доплеровский сдвиг частоты.

В данной работе с помощью среды программирования MatLab была реализована и исследована для различных сценариев модель канала Ваттерсона. Для исследования КВ канала на основе рекомендаций МСЭ необходимо использовать два луча с одинаковым доплеровским сдвигом частоты, также задать параметры модели канала, характерные для авиационной системы радиосвязи в различных условиях распространения сигнала и различных широтах (в соответствии с [2] выделяют «хорошие», «средние» и «плохие» условия). Канал характеризуется задержкой между лучами (от



Рис. 1. Модель КВ связи Ваттерсона для трёхлучевого случая

0,5 мс до 7 мс) и амплитудными релеевскими замираниями (от 0,1 до 30 Гц).

С точки зрения дизайна системы связи физического уровня важно знание временных и частотных характеристик канала связи, поскольку от них зависит выбор размера блока передачи данных, принятие решения об исполь-



Рис. 2. Модуль функции корреляции.

зовании частотного разделения, выбор последовательностей оценки канала. В работе проведено исследование статистических характеристик многолучевого канала Ваттерсона для систем связи с полосой сигнала 3 кГц. При анализе модели канала вычисляется модуль функции частотной когерентности (ФЧК) для разных сценариев (рис. 2) (выбран сценарий для средних широт). ФЧК определяется как преобразование Фурье от спектра мощности задержанных сигналов:

$$\Psi(\Delta f) = \sum_{n} P(\tau_{n}) \exp(-j2\pi\Delta f\tau_{n}), \qquad (2)$$

где $P(\tau_n)$ – средний коэффициент передачи, τ_n – задержка между лучами, Δf – шаг частоты.

Результаты, представленные на рис. 2, показывают, что исследуемый канал является частотно селективным, т.к. полоса частотной когерентности меньше ширины спектра сигнала $\Delta f_{\rm H} \leq W$.

Полученная модель канала может быть использована для численного моделирования в процессе усовершенствования стандартов КВ радиосвязи.

- CCIR Recommendation 520-1 19821 "Use of High Frequency Ionospheric Channel Simulators". – Geneva: Int. Telecom. Union, 1995.
- [2] ITU-R Rec. F1487 "Testing of HF Modems with Bandwidth of up to about 12 kHz Using Ionospheric Channel Simulator". – Geneva: Int. Telecom. Union, 2000.
- [3] Метелёв С. А. // Известия вузов. Радиофизика. 2000. Т. 43. №1. С. 45.



Профессор кафедры бионики и статистической радиофизики, д.т.н. Область научных интересов: адаптивные антенные решекти, компенсаторы помех

УВЕЛИЧЕНИЕ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ СИСТЕМЫ WCDMA HSUPA ПУТЁМ УМЕНЬШЕНИЯ ОБЪЁМА КОНТРОЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Г.А. Серебряков, М.А. Шашанов, А.Ю. Трушанин

Нижегородский госуниверситет

Несмотря на появление систем связи 4-го поколения, обещающих значительный прирост скорости передачи данных, наиболее распространённой в мире на сегодняшний день является система предыдущего поколения WCDMA HSUPA (Wideband Code Division Multiple Access High-Speed Uplink Packet Access), и количество сетей, построенных на её основе, продолжает увеличиваться.

В WCDMA HSUPA вся информация передаётся через логические каналы, которые можно разделить на два типа – каналы, содержащие данные пользователя и несущие контрольную информацию, необходимую для работы системы. Известно, что передача контрольной информации потребляет существенную часть мощностных ресурсов, следовательно, уменьшение количества передаваемой контрольной информации приведёт к увеличению скорости передачи данных.

Рассмотрим один из контрольных каналов, передаваемых в восходящем направлении – HS-DPCCH. Этот канал переносит управляющие данные двух типов: сообщение об успешности приёма очередного блока данных от базовой станции ACK/NACK (Acknowledgement) и индикатор качества канала связи CQI (Channel Quality Indicator). Их передача ведётся с временным разделением. Сообщение ACK/NACK должно быть послано на каждый принятый блок данных для обеспечения нормальной работы системы. В то же время, при отсутствии передачи данных в нисходящем канале, такое сообщение не посылается. Сообщение CQI должно посылаться с частотой, достаточной для отражения изменений состояния канала связи, и частота таких посылок конфигурируется. Типичный временной интервал между двумя сообщениями этого типа в реальных системах – от 4 до 8 мс. В то же время, в отсутствие передачи данных в нисходящем канале, частоту передачи данного сообщения можно уменьшить, и, следовательно, сократить объём потребляемых ресурсов.

Цель настоящей работы – анализ изменений в скорости передачи данных в восходящем направлении системы WCDMA HSPA в результате уменьшения частоты передачи индикатора качества канала. Сокращение объёма ресурсов, потребляемых передачей канала HS-DPCCH, потенциально ведёт к увеличению пропускной способности системы в восходящем направлении. Однако это также ведёт и к неоптимальному выбору параметров сигнала в начале передачи нового пакета с базовой станции на пользовательское устройство, и, как следствие, может приводить к снижению производительности работы системы в нисходящем направлении.

Для установления потенциального выигрыша от применения рассматриваемого метода передачи данных от мобильного устройства к базовой станции было проведено имитационное моделирование с помощью программной модели – симулятора системного уровня. Данный инструмент позволяет исследовать влияние различных алгоритмов, определяющих поведение системы в условиях взаимодействия множества распределённых в пространстве пользователей и базовых станций.

Для исследования использовалась стандартная модель размещения пользователей и базовых станций, соответствующая методологии [1]. Система включала 57 секторов базовых станций (БС), расстояния между секторами 500 м. Моделировались различные плотности пользователей: 2, 4, 6, 8, 10 на сектор БС. Использоваталась модель канала Pedestrian A [2], скорость движения пользователя составляла 3 км/ч. Моделирование велось при отсутствии передачи данных в нисходящем направлении, т.е. в предположении, что через канал HS-DPCCH передавались только сообщения CQI. Была использована модель пакетного трафика с усечённым логнормальным распределением размера пакета (среднее значение: 0,125 MБ, $\sigma = 0,045$ MБ, максимальное значение: 0,3125 MБ) и экспоненциальным распределением двух пакетов у одного пользователя (среднее значение: 5 с). Для пользователей, не имеющих в данный момент пакета данных для передачи, моделировалась передача только контрольной информации. Влияние исследуемой техники на работу системы оценивалось по изменению величины пропускной способности пользователя.

На рисунке представлена диаграмма увеличения пользовательской пропускной способности в случае передачи CQI с интервалом 40 мс по сравнению с базовыми случаями передачи раз в 4 и 8 мс. Как видно из диаграммы, увеличение интервала передачи сообщения CQI до 40 мс позволяет увеличить пропускную способность

пользователя на 4% и 2,2% по сравнению со случаями передачи CQI с интервалом 4 и 8 мс соответственно.

Таким образом, уменьшение объёма системных ресурсов, потребляемых передачей канала HS-DPCCH, приводит к выигрышу с точки зрения скорости передачи в восходящем направлении. В то же время, величины выигрышей относительно невелики. Для ответа на вопрос об оптимальной частоте передачи информации о качестве канала связи и целесообразности её уменьшения необходимо дополнительное исследование, посколь-



ку этот метод может также приводить к ухудшению характеристик работы системы в нисходящем направлении. В каждом конкретном случае разворачивания системы вопрос о применении рассматриваемого метода может решаться отдельно, в зависимости от того, передача данных в каком направлении приоритетна.

- "Universal Terrestrial Radio Access (UTRA); Uplink transmit diversity for High Speed Packet Access (HSPA)", 3GPP, 3GPP TR 25.863.
- [2] Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000 / Recommendation ITU-R M.1225, 1997.

Шашанов Михаил Александрович	Трушанин Алексей Юрьевич	
Аспирант 3 года обучения. Область	Аспирант 3 года обучения. Область	
научных интересов: современные систе-	научных интересов: современные	
мы мобильной связи	системы мобильной связи	

ПРИМЕНЕНИЕ МЕХАНИЗМА ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ДЛЯ ЭФФЕКТИВНОГО ВРЕМЕННОГО РАЗДЕЛЕНИЯ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ В СИСТЕМЕ HSUPA

М.А. Шашанов, А.Ю. Трушанин, М.В. Шкерин

Нижегородский госуниверситет

Увеличение скорости передачи данных пользователями системы мобильной связи третьего поколения UTRA HSPA (Universal Terrestrial Radio Access – High Speed Packet Access) является актуальной задачей, для решения которой применяются различные подходы, в частности, используется разделение передач пользователей во временной области (TDM планирование – Time-Division Multiplexing). Данная работа посвящена способу повышения эффективности временного разделения пользователей [1], передающих пакетные данные в восходящем канале системы (HSUPA – High Speed Uplink Packet Access).

Задача временного разделения передач пользователей в системе HSUPA является частным случаем более общей задачи планирования, основанной на следующих принципах. Обслуживающая пользователя базовая станция (БС) путем передачи ему контрольных команд (грантов), разрешает или запрещает передачу данных пользователя (с определенной скоростью и уровнем передаваемой мощности). Используемым ресурсом является уровень полной принимаемой на БС мощности, а также временной ресурс. В режиме TDM планирования единственному выбранному (на определенный период) пользователю системы выделяется этот период времени для передач вместе с практически полным ресурсом мощности, при этом прочие совместно планируемые пользователи останавливают передачи или потребляют минимум ресурсов. Это уменьшает взаимные помехи, вызванные одновременными передачами пользователей, повышая пропускную способность системы.

Однако существующее в текущей версии стандарта системы (11 релиз) ограничение снижает эффективность временного разделения. Грант может быть применен в каждый момент времени работы системы (TTI – Transmission Time Interval, равный 2 мс) только для одного из планируемых данной БС пользователей. Это приводит к промежутку (длительностью в один TTI) и отсутствию передач между последовательными периодами передачи различных пользователей (при их смене), снижая производительность системы. Для повышения эффективности временного разделения необходимо устранить это ограничение.

Данную проблему предлагается решить с помощью технологии, описанной далее и не предусмотренной текущей версией стандарта системы. Все активные пользователи отслеживают передачи контрольного канала грантов. Если переданная команда предназначалась конкретному пользователю, она будет успешно им декодирована и вызовет процедуру изменения мощности и скорости передачи данных, при этом переданная команда не влияет на поведение прочих планируемых пользователей, которые продолжат передачи с прежними параметрами. Этот механизм приводит к описанному эффекту возникновения промежутков в передаче данных. В предложенной схеме для прочих планируемых пользователей предполагается при успешном детектировании передачи контрольного канала грантов и при ее неуспешном декодировании (т.е. при получении команды, не предназначенной данному пользователю) автоматически запрещать дальнейшую передачу данных. Это правило обеспечивает одновременное применение гранта выбранному пользователю и прекращение передач прочих пользователей без промежутков.

С помощью программного симулятора системного уровня было выполнено исследование предложенной схемы при следующих параметрах: сценарий развертывания 3GPP Macrocell (19 трехсекторных гексагональных сот с расстоянием между соседними сотами 0,5 км), модель канала ITU Pedestrian A [2], скорость движения пользователей 3 км/ч, конфигурация антенн 1×2, эквалайзер, работающий по критерию минимума среднеквадратической ошибки, целевая вероятность блоковой ошибки 10% после 1-й попытки передачи, целевое значение превышения полной принимаемой мощности на каждой БС над мощностью теплового шума (RoT – Rise Over Thermal) равно 6 дБ. Результаты моделирования представлены диаграммой выигрышей в средней пропускной способности пользователя (см. рис.) при применении предложенной схемы эффективного временного разделения для различных чисел пользователей на сектор БС. Из полученных результатов следует, что применение предложенной схемы приводит к значительному увеличению пропускной способности (до 25%). Выигрыши увеличиваются с ростом плотности пользователей и с уменьшением периода передачи для выбранного пользователя, что соответствует более частой смене передающих пользователей и более частому возникновению промежутков при использовании прежнего механизма грантов.

Приведенные результаты демонстрируют эффективность предложенной схемы, которая обеспечивает увеличение пропускной способности пользователей системы. Данная схема была принята для включения в следующую версию (12 релиз) стандарта системы HSPA.

- R1- 133738 Considerations on efficient TDM operation for HSUPA, NSN, 3GPP RAN1 meeting #74.
- [2] Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000 / Recommendation ITU-R M.1225, 1997.





В.Ю. Шумилов, Д.П. Бобкова, М.А. Шашанов, А.Ю. Трушанин, М.М. Вечканов

Нижегородский госуниверситет

Одним из основных методов увеличения производительности систем мобильной связи в ближайшие 10–20 лет является увеличение количества базовых станций. Неоднородное распределение пользователей в пространстве приводит к необходимости создания гетерогенных сетей. Гетерогенные сети – сети, в которых присутствуют базовые станции различной мощности и различного радиуса покрытия. В данной работе рассматривается система мобильной связи UTRA HSPA (Universal Terrestrial Radio Access – High Speed Packet Access) с двумя типами базовых станций: MN (Macro Node) – станции с передающей мощностью 43 дБм, LPN (Low Power Node) – станции малой передающей мощности 30 дБм.

Значительная разница передающих мощностей (~13 дБ) приводит к возникновению проблемы дисбаланса нисходящего (от базовой станции к пользователю) и восходящего (от пользователя к базовой станции) каналов. В результате управление пользователем осуществляет не лучшая в восходящем канале LPN, а наилучшая в нисходящем канале MN, что приводит к потере производительности системы.

Для решения проблемы был предложен метод, получивший название E-DCH decoupling или метод разделения восходящего и нисходящего каналов. Суть метода заключается в переносе функций управления (планирование и распределение мощностных ресурсов) пользователем с MN на LPN. Основной трафик в нисходящем канале по-прежнему поступает к пользователю с MN.

Цель настоящей работы – дать оценку эффективности метода разделения каналов путем имитационного моделирования системного уровня системы мобильной связи HSPA.

Для моделирования работы системы был взят стандартный сценарий гетерогенной сети, используемый в Международном комитете по стандартизации 3GPP [1]. Система координат состоит из 19 трехсекторных сот, в центрах которых расположены MN. Станции малой мощности распределены в пространстве случайно и равномерно, по 4 LPN на сектор (228 узлов в системе). Оба типа базовых станций работают в одной частотной полосе. Пользователи системы размещены равномерно со случайным распределением, половина по всей области сети, половина – вокруг станций малой мощности. Количество пользователей – 12 на сектор (684 пользователя в системе). Ассоциация пользователей к базовой станции происходит по максимуму принимаемой на пользователе мощности с учетом параметра СІО (Cell Individual Offset), который приоритезирует LPN. Выбранное значение СІО – 3 дБ. Используемый алгоритм планирования – CDM round robin. Для более реалистичного моделирования передачи файлов пользователями была выбрана модель пакетного трафика.

Одно из требований, выдвигаемых к методу разделения каналов, является его поддержка устройствами Release 11 и ниже. Существует реализация метода без изменений стандарта. Все контролирующие команды LPN посылает через RNC (Radio Network Controller) на управляющую MN, которая в дальнейшем пересылает команды конечному пользователю. При таком подходе возникает задержка на пересылку команды через цепочку узлов LPN->RNC->MN. Для дачи оценки методу разделения каналов необходимо оценить влияние задержки на производительность системы.

Выигрыши сценария с использованием метода разделения каналов пользователей, имеющих сильную LPN в восходящем канале, представлены в табл. (столбцы 50% и 5% содержат значения квантилей интегрального распределения).

Табл.

Разделение Задержка каналов (мс)		Относительный выигрыш пропускной способности пользователя (Мбит/с)			Процент непринятых
		Среднее	50%	5%	фаилов
Вкл.	-	0,66	0	0	61,32%
Выкл.	0	1,60	0,77	1,66	0,29%
	20	1,41	0,66	1,44	0,32%
	50	1,29	0,58	1,29	0,42%
	100	1,21	0,54	1,21	0,52%
	150	1,10	0,50	1,09	0,55%
	200	0,98	0,45	0,97	0,55%

Как следует из результатов, использование метода разделения восходящего и нисходящего каналов приводит к увеличению пропускной способности пользователей, имеющих сильную LPN в восходящем канале, на 142%. Стоит отметить, что исследуемая группа пользователей составляет 13% от общего числа пользователей в системе. Таким образом, выигрыш в производительности в перерасчете на всех пользователей системы составляет 7,5%. Увеличение задержки LPN->RNC->MN приводит к уменьшению пропускной способности системы, но метод разделения каналов остаётся актуален.

Результаты данной работы были использованы при подготовке предложения в стандарт UTRA HSUPA [2, 3]. Метод разделения восходящего и нисходящего каналов был одобрен комитетом 3GPP и введен в стандарт связи HSPA.

- TP on Simulation Assumptions for Evaluation of HSPA Heterogeneous Networks / R1–125312, Huawei, HiSilicon 3GPP RAN1#71, 2012.
- [2] An analysis of the interface impacts of the E-DCH decoupling feature / R1-140786, NSN, 3GPP RAN1#76, 2014.
- [3] Bursty Traffic Results for E-DCH Decoupling / R1-140787, NSN, 3GPP RAN1#76, 2014.





Шумилов Вячеслав Юрьевич	Бобкова Дарья Павловна	
Аспирант 3 года обучения. Область	Аспирант 1 года обучения. Область	
научных интересов: современные систе-	научных интересов: современные	
мы мобильной связи	системы мобильной связи	



Аспирант 2 года обучения. Область научных интересов: современные системы мобильной связи

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК КОНТРОЛЬНЫХ КАНАЛОВ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ТРЕТЬЕГО ПОКОЛЕНИЯ WCDMA HSPA

Д.П. Бобкова, М.М. Вечканов, А.Ю. Трушанин, В.Ю. Шумилов

Нижегородский госуниверситет

В настоящей работе рассматривается исследование характеристик работы и приведены результаты расчета вероятности ошибок обнаружения различных контрольных каналов системы связи WCDMA HSPA (Wideband Code Division Multiple Access High-Speed Packet Access). Контрольные каналы – это каналы между базовой станцией и мобильным устройством, по которым передается управляющая (служебная) информация. Для эффективной работы системы большое значение имеет качество приема контрольных каналов, поэтому вероятность успешного приема всегда должна поддерживаться на необходимом уровне. Объектом исследования являются контрольные каналы в восходящей линии связи (от мобильного устройства к базовой станции) передающие информацию для декодирования канала данных и планирования ресурсов (E-DPCCH), индикатор подтверждения и индикатор качества канала (HS-DPCCH), а также в нисхолящей линии связи (от базовой станции к мобильному устройству) передающие информацию об абсолютной планируемой мощности (E-AGCH), информацию для декодирования канала данных (HS-SCCH), команду управления мощности (F-DPCH), индикатор подтверждения (E-HICH), информацию об относительной планируемой мощности (E-RGCH).

Контрольные каналы различаются по типу передаваемой информации. Часть контрольной информации передается, как кодированные и модулированные информационные биты, в то время как другая часть – как наличие или отсутствие конкретного сигнала в канале. Соответственно в первом случае производится оценка



вероятности ошибки декодирования, а во втором – оценка вероятности ошибки обнаружения.

Для анализа контрольных каналов, к которым не применяется помехоустойчивое кодирование, используется аналитический метод. В противном случае аналитическая зависимость не может быть получена с разумной сложностью и тогда результаты получены моделированием с использованием симуляторов физического уровня (см. рис. 1). Симулятор физического уровня –

это программная модель, имитирующая работу системы связи, состоящей из одной базовой станции и одного мобильного устройства. Также он применяется для верификации аналитических зависимостей. В качестве основной характеристики исследования контрольных каналов используется зависимость вероятности ошибки в сообщении от отношения сигнал-шум плюс помеха.

Для части контрольных каналов необходимо производить оптимальное обнаружение сигнала в канале. При определении порога обнаружения должно приниматься во внимание возможное влияние двух типов ошибок обнаружения: ложной тревоги и пропуска цели. Ошибки первого типа происходят, когда сигнал отсутствует, а детектор показывает его присутствие, а ошибки второго типа – когда сигнал присутствует, а детектор показывает его отсутствие. Потери производительности системы, вызванные обоими типами ошибок, могут быть одинаковыми или различными. Это зависит от информации, которая передается по контрольному каналу. Если влияние ошибок обнаружения одинаковое, порог обнаружения выбирается для минимизации полной вероятности ошибки. Если влияние ошибок различное, порог обнаружения выбирается для минимизации вероятности ошибки с более негативным влиянием, а с менее негативным – удерживается на фиксированном уровне. Контрольные каналы могут передавать сообщения, имеющие несколько состояний. Канал E-RGCH, передающий команду изменения мощности, имеет следующие три состояния сообщения: увеличить мощность на 1 дБ, уменьшить мощность на 1 дБ и оставить мощность на прежнем уровне. Аналогично каналы HS-DPCCH и E-HICH, передающие индикатор подтверждения, могут иметь следующие состояния сообщения: положительный индикатор подтверждения (ACK), отрицательный индикатор подтверждения (NACK) и отсутствие сигнала в канале (DTX).

Возможны три типа ошибки обнаружения: первый – был обнаружен положительный индикатор подтверждения, хотя ничего не было передано; второй – был передан отрицательный индикатор подтверждения, а был обнаружен положительный; третий – был передан положительный индикатор подтверждении, а был принят отрицательный или отсутствие сигнала. Вероятности этих ошибок были построены раздельно (см. рис. 2).

Результатом исследования являются зависимости вероятности ошибки в контрольном сообщении от отношения сиг-



нал-шум плюс помеха для каждого контрольного канала, которые характеризуют свойства и производительность рассматриваемых каналов (рис. 1 и рис. 2). Результаты, полученные моделированием, подтверждают правильность полученных аналитических зависимостей.

- [1] Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983, 320 с.
- [2] Dahlman E., Parkvall S., Sköld J., Beming P. 3G Evolution: HSPA and LTE for Mobile Broadband. – Oxford: Academic Press, 2008, 448 pp.
- [3] Holma H., Toskala A. HSDPA/HSUPA for UMTS: High Speed Radio Access for Mobile Communications. – NJ: John Wiley & Sons, 2007, 268 pp.

АНАЛИЗ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ КОНТРОЛЬНОГО КАНАЛА HS-DPCCH В ГЕТЕРОГЕННЫХ СЕТЯХ СИСТЕМЫ СВЯЗИ HSPA

М.М. Вечканов, В.Ю. Шумилов, Д.П. Бобкова, А.Ю. Трушанин

Нижегородский госуниверситет

В настоящее время основная доля трафика мобильных абонентов передаётся с использованием сетей HSPA (High Speed Packet Access). Они продолжают развиваться в соответствии с растущими требованиями к производительности систем связи. Одним из наиболее перспективных способов увеличения зоны покрытия и пропускной способности сети является использование базовых станций малой мощности. В силу ограниченности спектрального ресурса необходимо рассматривать систему, в которой базовые станции различных мощностей работают на одинаковых частотах. В связи с особенностями адаптационных механизмов, используемых в сетях HSPA, в гетерогенной системе значительно снижается надёжность передачи контрольных каналов, необходимых для корректной работы системы.

Канал HS-DPCCH (High Speed Dedicated Physical Control Channel) передаётся в восходящем потоке (см. рис.). Он несёт в себе данные о состоянии канала связи от базовой станции к пользователю и подтверждения об успешности приёма пакетов пользователем. В случае низкой надёжности приёма канала, передача данных в нисходящем потоке становится неоптимальной или вовсе невозможной.



Рис.

На рисунке показан пример следующей ситуации: мобильное устройство пользователя находится в режиме мягкой передачи (SHO, Soft Handover) между базовой станцией малой мощности (LPN, Low Power Node) и базовой станцией стандартной мощности (MBS, Macro Base Station). Восходящий поток данных принимается в режиме SHO обеими базовыми станциями. Нисходящий поток данных передаётся к пользователю от MBS, так как она имеет большую мощность передачи, чем LPN. В силу особенностей контроля мощности системы HSPA в режиме мягкой передачи [1] мощность излучения пользователя оказывается недостаточной для надёжного приёма HS-DPCCH на MBS. Данная проблема подтверждается результатами предварительного анализа.

Были рассмотрены два решения проблемы приёма HS-DPCCH. Решение №1 состоит в отключении механизма контроля мощности на LPN для пользователей, находящихся в режиме мягкой передачи между LPN и MBS. За счёт контроля от MBS мощность передачи пользователя поддерживается на уровне, обеспечивающем надёжный приём HS-DPCCH. Решение №2 предполагает введение дополнительного пилотного сигнала, мощность которого контролируется только MBS. В силу независимости мощности нового сигнала от LPN, его принимаемая мощность на MBS может быть обеспечена на уровне, достаточном для его приёма и оценки канала связи. Установка мощности HS-DPCCH относительно нового пилота позволяет надёжно принимать HS-DPCCH на MBS. Данное решение требует внесения изменений в стандарт HSPA в связи с введением дополнительного пилотного сигнала.

Исследование производительности обоих решений проводилось с помощью компьютерного моделирования системного уровня восходящего канала системы HSPA. Основываясь на спецификации системы HSPA [2], требуемый уровень вероятности ошибки приёма HS-DPCCH принят равным 1% для обоих решений. Основным отличием решений является уровень накладных расходов на передачу HS-DPCCH и пилотных сигналов. Кроме того, в связи с отключением одного из системных механизмов в решении №1, передача данных становится неоптимальной. Оба эффекта негативно сказываются на возможностях передачи данных от пользователей к базовым станциям. Таким образом, основным показателем для сравнения решений является пропускная способность пользователей в восходящем потоке. В качестве метрик выбраны среднее значение, 5% и 50% квантили интегрального распределения пропускной способности пользователей. В таблице приведены результаты моделирования для обоих решений.

		гаол.
Метрики пропускной способности пользователей	Решение №1	Решение №2
Среднее значение, Мбит/с	0,64	0,67
5% квантиль, Мбит/с	0,09	0,16
50% квантиль, Мбит/с	0,41	0,46

Как видно из полученных результатов, решение №2 имеет преимущества относительно решения №1. Оно имеет выигрыш в 5% в средней пропускной способности пользователей, а также 78% и 12% в 5% квантиле и 50% квантиле соответственно. Это связано с лучшим контролем мощности HS-DPCCH и пилотных каналов пользователя в решении №2, что снижает накладные расходы на передачу относительно решения №1. Главным недостатком метода №2 является необходимость внесения изменений в стандарт HSPA.

Решение в виде введения в систему дополнительного пилотного канала может быть использовано для мобильных устройств новых версий стандарта. Данное решение приводит к минимальному увеличению накладных расходов на передачу HS-DPCCH. Для решения проблемы приёма HS-DPCCH в гетерогенных сетях системы связи HSPA для уже существующих мобильных устройств может быть использовано решение в виде отключения контроля мощности на LPN для пользователей, находящихся в режиме мягкой передачи между LPN и базовой станцией стандартной мощности.

- [1] 3GPP TS 25.214 V11.2.0 "Physical layer procedures (FDD)". P. 18.
- [2] 3GPP TS 25.104 V11.4.0 "Base Station (BS) radio transmission and reception (FDD)". P. 72.

СЕКЦИЯ «МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ И СИСТЕМ»

ОРЕNCL-РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ ВЫЧИСЛЕНИЯ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВРЕМЕНИ ПРОХОЖДЕНИЯ СОЛИТОНА ПО ЦЕПОЧКЕ ДЖОЗЕФСОНОВСКИХ КОНТАКТОВ

Г.В. Грищенко^{1,4)}, А.Л. Панкратов^{1,2,3)}, Е.В. Панкратова⁴⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет ²⁾Институт физики микроструктур РАН ³⁾НГТУ им. Р.Е. Алексеева ⁴⁾Волжская государственная академия водного транспорта

Использование новых технологий, в частности методов параллельного программирования, в настоящее время позволяет значительно повысить быстродействие алгоритмов вычисления различных характеристик отклика больших массивов элементов при учёте внешних случайных воздействий. Одним из примеров таких многоэлементных систем являются так называемые джозефсоновские среды, состоящие из большого числа джозефсоновских контактов [1], исследование особенностей генерации которых имеет важное значение с точки зрения целого ряда приложений.

В данной работе на примере одномерной цепочки джозефсоновских контактов исследуются характеристики времени прохождения солитона от одного конца цепочки до другого с учётом влияния флуктуационного тока. Для полученного набора статистических реализаций исследуются зависимости среднего времени $\tau = \langle t_s \rangle$ и среднеквадратичного отклонения $\sigma = (\langle t_s^2 \rangle - \langle t_s \rangle^2)^{1/2}$ от числа контактов в цепочке при фиксированной интенсивности флуктуаций. При исследовании динамики массива джозефсоновских контактов использовалась резистивно-шунтированная модель [2-5]. Известно, что нормировка времени на обратную плазменную частоту $(\omega_p^{-1} = (L_j C)^{1/2}, L_j = \Phi_0/(2\pi I_C) - эффективная джозефсоновская индуктивность, <math>C$ – ёмкость джозефсоновского перехода, Φ_0 – квант магнитного потока) позволяет записать уравнение для джозефсоновской фазы *n*-го элемента массива в следующем виде:

$$\ddot{\varphi}_n + \alpha \dot{\varphi}_n + \sin \varphi_n = i_b + (\varphi_{n-1} - 2\varphi_n + \varphi_{n+1})/l + i_f(t), \tag{1}$$

где: n = 1,..., N – номер контакта в цепочке; $\alpha = \omega_p / \omega_c$ – затухание; ω_c – характерная джозефсоновская частота перехода ($\omega_c = 2\pi I_c R_N / \Phi_0$, R_N – нормальное сопротивление джозефсоновского перехода); i_b – ток питания, нормированный на критический ток I_c ; l – соединительная индуктивность, также нормированная на критическую; i_f – флуктуационный ток, который моделируется белым гауссовым шумом: $\langle i_f(t) \rangle = 0, \langle i_f(t) i_f(t+\tau) \rangle = 2\alpha D \&(\tau),$ где D – безразмерная интенсивность шума.

Для вычисления среднего и среднеквадратического отклонения времени движения солитона по цепочке был разработан и реализован алгоритм вычислений на базе программного интерфейса OpenCL – открытого стандарта параллельных вычислений [6]. Стандарт нацелен на ускорение вычислений на центральных процессорах, графических картах и других устройствах, для которых существует драйвер OpenCL, и лучше всего подходит для реализации параллелизма задач и параллелизма по данным. Используемая в данной работе схема численного счёта основана на методе Хюна для стохастических дифференциальных уравнений [7]. Моделирование флуктуаций производилось с подключением библиотеки ГСЧ Random123 [8]. Для оценки результатов реализации были проведены тесты на следующем оборудовании: центральный процессор Intel® CoreTM2 Duo E7300, 2 ядра, частота 2,66 ГГц; графическая карта AMD® RadeonTM HD 6950, 22 «ядра», частота графического процессора 800 МГц.

На рис. 1 приведён график зависимости среднеквадратичного отклонения времени движения солитона по цепочке контактов от числа элементов *N*. Корневая зависимость $\sigma \sim cN^{0.5}$ согласуется с результатами, полученными в работе [9].

На рис. 2 представлены времена счёта на графическом (GPU) и центральном (CPU) процессоре для различного числа реализаций для усреднения. Из графиков видно, что версия для графической карты работает в несколько раз быстрее версии



на центральном процессоре.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (гранты № 14-02-31727, № 12-01-00694).

[1] Сонин Э.Б. //Письма в ЖЭТФ. 1988. Т.47, №8. С. 415.

- [2] McCumber D.E. // J. Appl. Phys. 1968. V. 39. P. 3113.
- [3] Stewart W.C. // Appl. Phys. Lett. 1968. V. 12, P. 277.
- [4] Лихарев К.К. Введение в динамику джозефсоновских переходов. М.: Наука, 1985, 320 с.
- [5] Ustinov A.V. // Physica D 1998. V. 23. P. 314.
- [6] Mannella R. // Int. J. Modern Phys. C 2002. V. 13, No. 9. P. 1177.

- [7] Gaster B., Kaeli D.R., Howes L., Mistry P., Schaa D. Heterogeneous computing with OpenCL. – Morgan Kaufmann, 2011, 400 p.
- [8] Salmon J.K., Moraes M.A., Dror R.O., Shaw D.E. // In Proc. Intern. Conf. for High Performance Computing, Networking, Storage and Analysis (SC'11). - NY: ACM, 2011, p.16.
- [9] Pankratov A.L., Gordeeva A.V., Kuzmin L.S. // Phys. Rev. Lett. 2012. V.109. P. 087003.

ДЕМОДУЛЯЦИЯ OFDM-СИГНАЛОВ С ФАЗОРАЗНОСТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ В КАНАЛАХ С РАССЕЯНИЕМ ВО ВРЕМЕНИ И ПО ЧАСТОТЕ

Г.Н. Бочков¹⁾, К.В. Горохов^{1,2)}, А.В. Колобков^{1,2)}

¹⁾Нижегородский госуниверситет ²⁾ОАО НПП «Полёт»

Оптимальные демодуляторы OFDM-сигналов в каналах с рассеянием во времени и по частоте позволяют, как известно [1], эффективно использовать только обусловленное быстрыми замираниями разнесение во времени. Тем не менее, даже при таком ограничении они способны достигать помехоустойчивости более высокой. чем в каналах с рассеянием только во времени или по частоте. Причина этого заключается в том, что оптимальные демодуляторы фактически осуществляют не «борьбу с межканальной интерференцией», сопровождающей замирания, а её использование для нивелирования негативного влияния глубоких замираний сигнала во времени и по частоте. Однако в общем случае они обладают чрезмерной сложностью. Поэтому актуальной является задача построения субоптимальных демодуляторов, обладающих приемлемыми сложностью и помехоустойчивостью. В работе [2] для ОГРМ-сигналов с оптимальной трифазовой модуляцией (ОТФМ) [3] на выходе канала, нестационарная передаточная характеристика которого известна с точностью до общего фазового сдвига, разработан субоптимальный некогерентный демодулятор с обратной связью по решению (СНД-ОСР). В нём для вынесения решения об элементе сообщения используется N_{rx} принимаемых поднесущих и (2Q+1) смежных диагоналей канальной матрицы, описывающей нестационарную передаточную характеристику канала и имеющей квазидиагональную структуру. Сложность СНД-ОСР характеризуется перебором $M_0^{Q+N_{px}-3}$ вариантов на элемент, где M_0 – позиционность модуляции.

В данной работе с целью уменьшения сложности СНД-ОСР были разработаны алгоритмы с сокращенным перебором. Эти алгоритмы реализованы не только для ОТФМ, но и для других видов фазоразностной модуляции (ФРМ) в частотной области таких, как ФРМ первого порядка (ЧФРМ-1) и ФРМ второго порядка (ЧФРМ-2) [3]. Сложность этих демодуляторов характеризуется перебором $K_0[1+M_0(N_{rx} - N_{rx,0} + Q - Q_0)]$ вариантов на элемент, где K_0 – число вариантов для начального перебора, осуществляемого при использовании $N_{rx,0}$ принимаемых поднесущих и $(Q+Q_0+1)$ смежных диагоналей канальной матрицы. Для ОТФМ $K_0 = M_0^{Q_0+N_{rx,0}-3}$.

Результаты исследования помехоустойчивости СНД-ОСР для OFDM-сигналов с 4-х позиционными ОТФМ и ЧФРМ-1 в двулучевом канале с рэлеевскими замираниями и аддитивным белым гауссовым шумом представлены на рис. 1 и рис. 2. На рисунках *BER* – вероятность битовой ошибки, $\langle E_b/N_0 \rangle$ – среднее отношение удельной энергии на бит сообщения к спектральной плотности мощности шума. Моделирование проводилось при следующих параметрах: общее количество поднесущих N = 140, активных поднесущих M = 130 для ОТФМ и M = 129 для ЧФРМ-1, стати-



стически эквивалентные замирания в лучах с относительной скоростью $f_d T = 0.75$ и $f_d T = 0.3$ (где T – длина сигнала), задержка между лучами $\tau_0 f_s = 6$ отсчетов.

Результаты, приведенные на рис. 1 для ОТФМ, демонстрируют, что СНД-ОСР с сокращенным перебором при $Q_0 = 2$ и $Q \le 4$ практически не уступает по помехоустойчивости СНД-ОСР с полным перебором, а за счет уменьшения сложности сокращенный перебор позволяет использовать в два раза большие значения Q. При этом по сравнению с полным перебором при Q = 4 сокращенный перебор при Q = 8 обеспечивает в 1,7 раз меньшую вероятность ошибки и почти в 10 раз меньшую сложность. Рис. 2 показывает, что при $\langle E_b/N_0 \rangle \le 18$ дБ помехоустойчивости СНД-ОСР (при Q = 8, $N_{rx} = 6$, $Q_0 = 2$ и $N_{rx,0} = 4$) для ОТФМ и ЧФРМ-1 совпадают, а при больших отношениях «сигнал-шум» ОТФМ выигрывает у ЧФРМ-1. Отметим, что для обоих видов модуляции помехоустойчивости СНД-ОСР в двулучевом канале с быстрыми замираниями ($f_dT = 0$,3) в диапазоне 12 дБ $\le \langle E_b/N_0 \rangle \le 30$ дБ превосходят помехоустойчивости приема в однолучевом канале с общими замираниями ($f_dT = 0$,3) в диапазоне общими замираниями ($f_dT = 0$), т.е. демонстрируют срабатывание разнесения во времени, обусловленного быстрыми замираниями.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант № 13-07-97037-р_поволжье_а).

- [1] Cai X., Giannakis G.B. // IEEE Trans. Commun. 2003. V. 51, No. 12. P. 2047.
- [2] http://www.rf.unn.ru/rus/sci/books/13/pdf/mathem.pdf.
- [3] Бочков Г.Н., Горохов К.В., Колобков А.В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2010. Т. 53, №8. С. 543.

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ВЫЯВЛЕНИЯ НЕШТАТНЫХ СИТУАЦИЙ НА МНОГОНИТОЧНОМ МАГИСТРАЛЬНОМ ГАЗОПРОВОДЕ

В.А. Фролов, В.Д. Исаев

ФНПЦ НИИИС им. Ю.Е. Седакова

Газотранспортная система России, собственником которой является ОАО «Газпром», не имеет аналогов в мире. Общая протяженность только магистральных газопроводов (МГ) составляет более 154 тысяч километров. В настоящий момент изношенность основных элементов газотранспортной системы составляет до 56%, что приводит к возникновению нештатных ситуаций (НС) на элементах газотранспортной системы. Поскольку аварийные ситуации на многониточном магистральном газопроводе возникают достаточно редко, то вследствие отсутствия опыта, диспетчер не всегда может быстро и адекватно оценить ситуацию. Неверные действия диспетчера при локализации НС и управлении газовыми потоками посредством систем автоматики и телемеханики могут привести к значительным экологическим и финансовым потерям. В связи с этим, возникает необходимость в создании системы выявления нештатных ситуаций (СВНС), предназначенной для раннего выявления НС на многониточном магистральном газопроводе в режиме реального времени, определения типа и места НС и помощи диспетчеру в их локализации.

На линейной части МГ возможны следующие типы НС: утечка газа на МГ или разрыв МГ, несанкционированная перестановка линейных кранов на МГ, переток газа между МГ с различными газодинамическими режимами транспорта, а также отказ датчиков давления.

В основу системы СВНС положена математическая модель реального времени, обеспечивающая достаточно точное (2%) моделирование линейной части и компрессорных цехов контролируемого участка МГ. Наличие НС определяется путем сравнения данных реального времени, поступающих от систем линейной телемеханики (СЛТМ) и автоматики компрессорных цехов (САУ КЦ), и данных процесса моделирования в реальном времени. На основе разницы в значениях, моделируемых и реальных, определяется наличие НС. Алгоритм определения состоит из четырёх этапов.

– Первый этап. Определение по матрице прецедентов наличия признаков HC на каждом линейном кране по значениям изменения показаний датчиков давления и состояния крана (получение предварительной степени уверенности).

 Второй этап. При определении НС по первому этапу происходит подтверждение уверенности в возникновении НС посредством анализа смежных линейных кранов, соединенных перемычками (получение высокой или средней степени уверенности).

– Третий этап. При наличии разрыва МГ система, исходя из данных по соседним нитям и соседним контролируемым пунктам (КП), определяет место утечки, со временем уточняя его. При обнаружении места разрыва используется параболический метод [1]. Суть метода заключается в том, что при разрыве МГ на графиках давления по протяжённости нити образуется впадина, экстремум которой предпо-

ложительно является местом утечки. Показания датчиков давления аппроксимируются параболой и находится ее экстремум.

– Четвертый этап. Для обеспечения наивысшей степени уверенности производится моделирование прогнозируемой НС в ускоренном режиме. При совпадении данных ускоренного моделирования и реальных данных, накопленных в стеке, происходит дополнительное подтверждение НС и сообщение диспетчеру о наличии на трассе НС.

Поскольку при отладке нет возможности работать с реальными данными HC, то авторами было предложено использовать в качестве поставщика данных реального времени тренажер диспетчера ЛПУ разработки НИИИС. Такой тренажер обеспечивает моделирование данных по ЛЧ и КЦ в реальном масштабе времени и формирование всех видов возможных HC. Разработанная схема позволила провести разработку прототипа CBHC и отработать алгоритмы обнаружения HC.

СВНС является начальным этапом создания системы поддержки принятия решений (СППР), которая обеспечит рекомендации диспетчеру по оптимальной локализации аварийных ситуаций с применением используемых систем автоматики и телемеханики. Наличие СВНС или СППР на пункте управления поможет диспетчеру быстрее сориентироваться в случае возникновения нештатной ситуации и локализовать ее с минимальным ущербом для окружающей среды и газотранспортной системы.

[1] Методы и модели поддержки принятия решений в нештатных ситуациях при эксплуатации магистральных трубопроводных сетей /Под ред. Д.В. Александрова. – М.: Финансы и статистика, 2013. С.102.

КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ МОЩНОСТИ ВСПЫШЕК

А.Т. Гаврилин

Нижегородский госуниверситет

Оценка энергетических параметров стохастических сигналов обычно ограничивается случаем стационарных процессов и их реализаций, достаточно протяженных в сравнении со временем корреляции. Между тем в ряде технических областей актуальна задача прецизионного измерения мощности кратковременных сильно нестационарных процессов. При этом физические представления о механизмах генерации процесса позволяют считать его корреляционную функцию известной с точностью до мультипликативного параметра $R(t_1, t_2) = \alpha \rho(t_1, t_2)$. Здесь $\rho(t_1, t_2)$ известный невырожденный коэффициент корреляции значений процесса в моменты t_1 и t_2 . .Когда процесс складывается из большого числа независимых элементарных актов, его, в силу центральной предельной теоремы [1], можно с высокой степенью точности моделировать как гауссовский.

Итак, пусть динамический диапазон детектора позволяет без искажений в течение интервала [0, T] фиксировать реализацию центрированного нормального случайного процесса $\xi(t, \alpha)$, зависящего от энергетического параметра α . Последний характеризуется априорной плотностью вероятности $w(\alpha)$. Здесь мы применяем байесовский подход [2] и считаем априорную информацию о параметре апостериорной информацией предшествующих опытов. Ищем оценку α в виде квадратичного функционала от реализации $\xi(t, \alpha)$ на интервале [0, *T*]:

$$\hat{\mathbf{a}}\left[\boldsymbol{\xi}_{0}^{\mathrm{T}}\right] = \mathbf{K}_{0} + \int_{0}^{\mathrm{T}} \int_{0}^{\mathrm{T}} \mathbf{K}_{2}(t_{1}, t_{2}) \boldsymbol{\xi}(t_{1}) \boldsymbol{\xi}(t_{2}) dt_{1} dt_{2},$$
⁽¹⁾

где K_0 , $K_2(t_1, t_2)$ - соответственно положительная константа и гладкое ядро. В качестве критерия качества оценки выбираем байесовский риск вида

$$\mathbf{R} = \overline{\left\langle \left(\hat{\mathbf{a}}[\boldsymbol{\xi}_0^{\mathrm{T}}] - \mathbf{a} \right)^2 \right\rangle}.$$
(2)

где уголковые скобки обозначают усреднение по условным (с известным α) распределениям процесса, тогда как черта сверху - по α с весом $w(\alpha)$. Подставляя (1) в (2) и проводя стандартную вариационную процедуру, после исключения K_0 приходим к интегральному уравнению Фредгольма 1-го рода относительно ядра $K_2(t_1, t_2)$:

$$\int_{0}^{T} \int_{0}^{T} K(u_1, u_2) \rho(t_1, u_1) \rho(t_2, u_2) du_1 du_2 = \frac{D_a}{2a^2} \left[1 - \int_{0}^{T} \int_{0}^{T} K(u_1, u_2) \rho(u_1, u_2) du_1 du_2 \right] \rho(t_1, t_2) . (3)$$

Как хорошо известно [3], решение такого уравнения представляет собой некорректно поставленную задачу. В качестве способа ее регуляризации, имеющего физическое оправдание, «подмешаем» в процесс $\xi(t, \alpha)$ аддитивный белый шум с исчезающее малой спектральной плотностью N_0 и разложим ядро $K_2(t_1, t_2)$ в ряд по собственным ортонормированным функциям корреляционного оператора $\int_{0}^{T} \rho(t,u) * du$ ($\int_{0}^{T} \rho(t,u) \varphi_k(u) du = \lambda_k \varphi_k(t)$):

$$\mathbf{K}_{2}(t_{1},t_{2}) = \sum_{n} k_{n} \, \boldsymbol{\varphi}_{n}(t_{1}) \, \boldsymbol{\varphi}_{n}(t_{2}). \tag{4}$$

Т.к. $\varphi_n(t)$ взаимно ортогональны, то уравнение Фредгольма 2-го рода, порождаемое уравнением (3) за счет включения в исследуемый процесс белого шума, сводится к счетному множеству алгебраических уравнений относительно неизвестных $k_1, k_2, k_3, ...$

$$2k_{n}\left(\overline{a^{2}}\lambda_{n}^{2}+2\overline{a}N_{0}+N_{0}^{2}\right)=D_{a}\lambda_{n}\left(1-\sum_{m=1}^{\infty}k_{m}\lambda_{m}\right),$$
(5)

откуда

$$k_n = D_a \lambda_n (1 - \sum_{m=1}^{\infty} k_m \lambda_m) / 2 \overline{(a\lambda_n + N_0)^2}.$$
 (6)

В итоге имеем

$$\hat{\mathbf{a}}\left[\boldsymbol{\xi}_{0}^{\mathrm{T}}\right] = \frac{\overline{a} + D_{a} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{x_{n}^{2} - N_{0}}{2\left(a\lambda_{n} + N_{0}\right)^{2}} \lambda_{n}}{1 + D_{a} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\lambda_{n}^{2}}{2\left(a\lambda_{n} + N_{0}\right)^{2}}},$$
(7)

где $x_n = \int_{0}^{T} \xi(t) \varphi_n(t) dt$ – случайные координаты Карунена-Лоэва наблюдаемого про-

цесса.

Средний риск оценки (7) задается формулой

$$\mathbf{R} = \frac{D_a}{1 + D_a \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\lambda_n^2}{2\left(a\lambda_n + N_0\right)^2}}.$$
(8)

Нетрудно видеть, что при $N_0 \rightarrow 0$ риск (8) также стремится к нулю, т.е. оценка (7) в пределе становится безошибочной. Может показаться удивительным, что сколь угодно короткая реализация случайного процесса однозначно удостоверяет величину его дисперсии. Однако в рамках принятой модели координаты Карунена-Лоэва представляют собой независимые нормально распределенные случайные величины, поэтому средневзвешенная (с весами $1/\lambda_n$) сумма их квадратов, согласно теоремам математической статистики, сходится в среднеквадратическом к дисперсии «длины» центрированного случайного вектора. Учет белого шума, всегда присутствующего в канале, делает алгоритм (7) устойчивым как к малым отклонениям процесса $\xi(t, \alpha)$ от «нормальности», так и к неточности формы коэффициента корреляции $\rho(t_1, t_2)$.

- [1] Жакод Ж., Ширяев А.Н. Предельные теоремы для случайных процессов. Т.2. М.: Физматлит, 1994, 368 с.
- [2] Гаврилин А.Т. // РЭ. 1975. Т. 20, № 3. С. 642.
- [3] Забрейко П.П. и др. Интегральные уравнения. М.: Физматгиз, 1968, 446 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ШИРИНЫ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЛИНИИ ГЕНЕРАЦИИ В ЦЕПОЧКАХ ИНДУКТИВНО СВЯЗАННЫХ БЕЗГИСТЕРЕЗИСНЫХ ДЖОЗЕФСОНОВСКИХ КОНТАКТОВ

А.С. Мясников^{1,4)}, А.Л. Панкратов^{1,2,3)}, Е.В. Панкратова⁴⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет ²⁾Институт физики микроструктур РАН ³⁾НГТУ им. Р.Е. Алексеева ⁴⁾Волжская государственная академия водного транспорта

В настоящее время разработано много моделей, учитывающих различные свойства джозефсоновских контактов (ДК). Однако для описания фазовой динамики контактов наиболее широкое распространение получила резистивно-шунтированная модель (RCSJ) [1]. В рамках данной модели по закону Кирхгофа полный ток I, проходящий через ДК, определяется суммой джозефсоновского тока $I_j=I_c \sin \varphi$, тока смещения $I_n=V/R_n$ и емкостного тока $I_d=C dV/dt$:

$$I = I_c \sin \varphi + \frac{\Phi_0}{2\pi R_n} \frac{d\varphi}{dt} + \frac{\Phi_0 C}{2\pi} \frac{d^2 \varphi}{dt^2},$$
(1)

где: I_c – значение критического тока, φ – разность фаз параметра порядка, $V = (\Phi_0/2\pi) d\varphi/dt$ – напряжение, R_n – нормальное сопротивление, C – емкость контакта, Φ_0 – квант магнитного потока. После введения безразмерного времени $\tau = t(2\pi I_c/(\Phi_0 C))^{1/2}$ уравнение (1) принимает вид:

$$\frac{d^2\varphi}{d\tau^2} + \alpha \frac{d\varphi}{d\tau} + \sin \varphi = i_{dc},$$
(2)

где $i_{dc}=I/I_c$ – нормированный постоянный ток, проходящий через ДК. Коэффициент диссипации $\alpha = \beta^{-1/2}$, где $\beta = 2\pi C I_c R_n^2 / \Phi_0$ – параметр Маккамбера-Стюарта, определяющий вид вольт-амперной характеристики (ВАХ) ДК.

Для изучения спектральных характеристик генерации в параллельной цепочке индуктивно связанных ДК рассмотрим систему:

$$\frac{d^2\varphi_j}{d\tau^2} + \alpha \frac{d\varphi_j}{d\tau} + \sin\varphi_j = i_{dc} + \varepsilon(\varphi_{j-1} - 2\varphi_j + \varphi_{j+1}) + i_f(\tau), \tag{3}$$

где: j=1,...,n – номер контакта в цепочке, ε – параметр связи, равный $\varepsilon=1/l$, где l – безразмерная индуктивность между соседними элементами цепочки. Флуктуационный ток $i_f(\tau)$ моделируется белым гауссовым шумом: $\langle i_f(\tau) \rangle =0$, $\langle i_f(\tau)i_f(\tau + \tau^*) \rangle = 2\alpha \gamma \delta(\tau^*)$, где γ – безразмерная интенсивность шума. Индуктивность и количество контактов связаны следующим образом: $nl^{1/2}=L$, где L – пространственная длина цепочки. Параметр затухания α =3, поэтому ВАХ ДК является безгистерезисной.

Известно, что малые широкополосные флуктуации приводят к спектру, состоящему из низкочастотной части и серии линий гармоник джозефсоновской генерации, уширенных по Лоренцу [1]. На рис. 1 на кривую, численно полученную для спектральной плотности мощности одиночного ДК, наложена пунктиром кривая Лоренца:

$$S_{L\omega}(\omega) = \frac{S_0 \Delta \omega}{(\omega - \omega_L)^2 + (\Delta \omega)^2}.$$
(4)

Аппроксимация с помощью выражения (4) численно полученных спектральных кривых при изменении параметра инжектируемого тока i_{dc} позволяет получить зависимость ширины линии $\Delta \alpha(i_{dc})$. С другой стороны, для определения ширины линии генерации в пределе большого затухания можно использовать формулу Лихарева [1]:

$$\Delta \omega(i_{dc}) = \frac{2\gamma(i_{dc}^2 + 0.5)}{i_{dc}^2 - 1}.$$
(5)

Было установлено, что в одномерных цепочках в пределе большого затухания ширина линии генерации уменьшается обратно пропорционально числу ДК *n*, т.е. справедлива зависимость:

$$\Delta \omega(i_{dc}) = \frac{1}{n} \frac{2\gamma(i_{dc}^2 + 0.5)}{i_{dc}^2 - 1}.$$
 (6)

На рис. 2 показаны кривые $\Delta \omega(i_{dc})$, полученные по формуле (6) для одного ЛК и для цепочек из n=3, 4 и 5 контактов (сверху вниз). Маркерами на рисунке обозначены результаты численного счета. Из полученных графиков следует, что увеличение инжектируемого тока в рассматриваемом диапазоне приводит к уменьшению ширины линии генерации, однако при дальнейшем его увеличении наблюдается эффект насышения. Более того, зависимость $\Delta \omega \sim 1/n$ наблюдается. если число контактов мало, т.е. размеры системы не превышают характерной джозефсоновской длины λ_i , что согласуется с результатами. полученными в работе [2].



Работа выполнена при поддержке РФФИ (гранты 14-02-31727, 12-01-00694).

- Лихарев К. К. Введение в динамику джозефсоновских переходов. Москва: Наука. Физматлит, 1985. С.320.
- [2] Корнев В.К., Арзуманов А.В. // Письма в ЖТФ. 2000. Т. 26. С. 23.

ВЛИЯНИЕ ПОТЕНЦИАЛЬНОГО БАРЬЕРА НА КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЕТОВ ЛЕВИ В БИСТАБИЛЬНОМ СИММЕТРИЧНОМ ПОТЕНЦИАЛЕ

А.А. Дубков, А.А. Харчева

Нижегородский госуниверситет

Аномальная диффузия в форме полетов Леви наблюдается в системах самой различной природы [1, 2]. Данный вид супердиффузии представляет собой негауссов марковский процесс, характеризующийся присутствием в реализациях экстремально больших скачков, в результате чего моменты, начиная со второго порядка, неограниченны ($\langle x^2(t) \rangle = \infty$). Это своеобразное свойство существенно отличает полеты Леви от обычного броуновского движения, для которого все моменты координаты частицы конечны.

В силу сложности математического аппарата описания полетов Леви аналитические результаты удается получить лишь для стационарных характеристик супердиффузии. В настоящей работе выводится точное соотношение для времени корреляции установившихся полетов Леви в бистабильном симметричном потенциале и анализируется влияние высоты потенциального барьера на корреляционные характеристики диффузии.

Диффузию в форме полетов Леви можно описать следующим стохастическим уравнением Ланжевена для координаты частицы с аддитивным стационарным шумом $\xi_{\alpha}(t)$, обладающим устойчивым симметричным распределением Леви:

$$\frac{dx}{dt} = -\frac{dU}{dx} + \sigma \xi_{\alpha}(t), \tag{1}$$

где $U(x) = \gamma(x^4/4 - ax^2/2)$ – симметричный бистабильный потенциал, γ – крутизна потенциала, a – неотрицательный параметр, позволяющий регулировать высоту потенциального барьера и положение минимумов потенциала, α – индекс Леви (0< α <2), σ – масштабный параметр, характеризующий интенсивность воздействующего шума. Соответствующее уравнению (1) уравнение Фоккера-Планка для плотности вероятности координаты с дробной пространственной производной имеет вид

$$\frac{\partial P}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{dU}{dx} P \right) + \sigma^{\alpha} \frac{\partial^{\alpha} P}{\partial |x|^{\alpha}} \,. \tag{2}$$

С помощью преобразования Фурье из уравнения (2) можно получить точную формулу для стационарного вероятностного распределения координаты в случае воздействующего шума с устойчивым распределением Коши (α=1) (см. [3]):

$$P_{st}(x) = \frac{p^3 - q^3}{\pi [x^4 - (p^2 + 4pq + q^2)x^2 + (p^2 + pq + q^2)^2]},$$
(3)

где $p = [R + D/(2\gamma)]^{1/3}$, $q = [R - D/(2\gamma)]^{1/3}$, $R = [(a/3)^3 + D^2/(4\gamma^2)]^{1/2}$. Вероятностное распределение (3), являющееся бимодальным как при наличии (*a*=2), так и в отсутствии (*a*=0) потенциального барьера, представлено на рис. 1 для значений параметров $\sigma = 1, 1, \gamma = 1$.

На основе метода, развитого в [4], и формы стационарной плотности вероятности (3) из уравнения Фоккера-Планка (2) по аналогии с работой [5] нами было найдено точное выражение для времени корреляции установившихся полетов Леви в бистабильном симметричном потенциале:

$$\tau_c = \frac{2}{\sqrt{3\gamma(p^2 - q^2)}} \arctan \frac{p + q}{\sqrt{3}(p - q)}.$$
(4)


Интересно определить зависимость времени корреляции от высоты потенциального барьера $\Delta U = \gamma a^2/4$, которая для обычной диффузии в соответствии с формулой Крамерса является экспоненциальной. В пределе достаточно высокого барьера $\Delta U/(a\sigma) >> 1$ из (4) приходим к степенному закону:

$$\tau_c \approx \frac{\pi \sqrt{a}}{2\sigma} \sim \sqrt[4]{\Delta U}.$$
(5)

На справедливость «нового закона Крамерса» (5) указывает приведенная на рис. 2 зависимость времени корреляции (4) от параметра *а* для различных значений σ при фиксированной крутизне потенциала $\gamma=2$. Отметим также, что в отсутствии потенциального барьера (*a*=0) соотношение (4) переходит в формулу для времени корреляции установившихся полетов Леви в моностабильном потенциале четвертой степени, полученную недавно в работе [5].

- [1] Chechkin A.V. et al //Adv. Chem. Phys. 2007. V.133. P. 439.
- [2] Dubkov A.A., Spagnolo B., Uchaikin V.V. // Int. J. Bifurc. Chaos. 2008. V. 18. P. 2649.
- [3] Sliusarenko O.Yu. et al // Eur. Phys. J. Special Topics. 2013. V. 216. P. 133.
- [4] Dubkov A.A. et al // Radiophys. Quant. Electr. 2000. V. 43. P. 335.
- [5] Dubkov A.A., Spagnolo B.// Eur. Phys. J. 2013. V. 216. P. 31.

Харчева Анна Александровна	Дубков Александр Александрович
Магистрант 2 года обучения. Область	Заведующий кафедрой математики,
научных интересов: математическое	к.фм.н. Область научных интересов:
моделирование.	математическое моделирование.

О НАЛИЧИИ СТОХАСТИЧЕСКОГО РЕЗОНАНСА В НЕЛИНЕЙНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ С ОДНИМ УСТОЙЧИВЫМ СОСТОЯНИЕМ

А.А. Дубков, И.А. Литовский

Нижегородский госуниверситет

Явление стохастического резонанса, заключающееся в увеличении отклика нелинейной динамической системы на внешний синусоидальный сигнал за счет выбора оптимальной интенсивности шума, наблюдается в объектах самой различной природы (см., например, библиографию в [1]). Хотя данный пороговый эффект проявляется в бистабильных системах, имеются теоретические и экспериментальные подтверждения его существования при броуновской диффузии в моностабильных потенциальных профилях специальной формы [2, 3]. Заметим, что в этих исследованиях применялась стандартная теория линейного отклика, базирующаяся на малости внешнего синусоидального сигнала.

В настоящей работе проведен строгий анализ наличия стохастического резонанса в системе с достаточно простым моностабильным потенциалом без предположения о малости внешнего периодического воздействия.

Рассмотрим одномерное броуновское движение частицы в среде с большой вязкостью, описываемое уравнением Ланжевена,

$$\dot{x} = -U'(x) + F(t) + \xi(t), \qquad (1)$$

где: x(t) – координата частицы, U(x) – потенциал, F(t) – внешний периодический сигнал, $\xi(t)$ – гауссов белый шум с нулевым средним значением и интенсивностью 2D. В качестве потенциального профиля U(x) рассмотрим бесконечную яму ширины L, а в качестве сигнала – меандр с амплитудой A_0 и периодом T:



Соответствующее (1) уравнение Фоккера-Планка (УФП) для плотности вероятности координаты частицы

$$\frac{\partial P}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left[\left(\frac{dU}{dx} - F(t) \right) P + D \frac{\partial P}{\partial x} \right]$$
(3)

будем решать с начальным условием: P(x,0)=1/L и с граничными условиями: G(0,t)=G(L,t)=0, означающими непроникновение частицы за стенки ямы (G(x,t) – поток вероятности, определяемый выражением в квадратных скобках в уравнении (3)). В адиабатическом приближении [4], т.е. в приближении достаточно быстрой релаксации системы на полупериоде сигнала: $\lambda_1 T/2 >> 1$, где $\lambda_n = \pi^2 n^2 D/L^2 + A_0^2/(4D)$, с помощью метода разделения переменных было получено выражение для P(x,t). Путем интегрирования соотношения для плотности вероятности P(x,t) найдено среднее значение координаты частицы $\langle x(t) \rangle$

$$\langle x(t) \rangle = \langle x(t+T) \rangle = \begin{cases} c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n e^{-\lambda_n (t-T/2)}, & T/2 \le t \le T, \\ L - c_0 - \sum_{n=1}^{\infty} c_n e^{-\lambda_n (t-T)}, & T \le t \le 3T/2 \end{cases}$$
(4)

где коэффициенты c_n имеют довольно сложные выражения. Зависимость $\langle x(t) \rangle$ от времени представлена на рис. 1 для трех значений интенсивности шума: D=2 (кривая 1), D=2,5 (кривая 2), D=3 (кривая 3) и параметров $A_0=10$, L=1. Разлагая периодический сигнал (4) в ряд Фурье, определяем амплитуду первой гармоники

$$r_{\rm l} \approx \frac{4}{\pi} \left(c_0 - \frac{L}{2} \right) + 8\pi \sum_{n=1}^{\infty} \frac{c_n}{\lambda_n^2 T^2} \,.$$
 (5)

Выполняя аналогичную процедуру с меандром (2), определяем в адиабатическом приближении из (5) искомый коэффициент усиления сигнала по мощности

$$\eta = \frac{r_1^2 \pi^2}{16A_0^2} \approx \left[\frac{L}{2A_0} \left(\coth \frac{\beta}{2} - \frac{2}{\beta} \right) \right]^2, \tag{6}$$

где $\beta = A_0 L/D$. Представленная на рис. 2 монотонная зависимость (6) коэффициента усиления от интенсивности шума для тех же значений параметров, что и на рис. 1, свидетельствует об отсутствии стохастического резонанса в рассматриваемой системе (1).

Примененный в работе метод решения УФП дает надежды на более точное аналитическое описание мультистабильных стохастических систем за рамками теории линейного отклика.

- [1] Gammaitoni L. et al // Rev. Mod. Phys. 1998. V. 70. P. 223.
- [2] Evstigneev M. et al // Eur. Phys. Lett. 2004. V. 65. P. 7.
- [3] Agudov N.V. et al // Phys. Rev. E. 2010. V. 81. P. 051123.
- [4] Гинзбург С.Л., Пустовойт М.А. // ЖЭТФ. 1999. V. 116. Р. 1484.

