

Федеральное государственное бюджетное учреждение науки
Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова
Российской академии наук

На правах рукописи

Андреев Юрий Вениаминович



НЕЛИНЕЙНАЯ И ХАОТИЧЕСКАЯ ДИНАМИКА В ЗАДАЧАХ
ОБРАБОТКИ И ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

01.04.03 – Радиофизика

Диссертация на соискание ученой степени
доктора физико-математических наук

Научный консультант
доктор физико-математических наук,
профессор А. С. Дмитриев

Москва 2018

Содержание

Введение.....	4
Глава 1. Нелинейная динамика и хаос в естественных и искусственных системах обработки информации (обзор).....	17
1.1 Исследование и моделирование процессов обработки информации в биологических системах с использованием аппарата нелинейной динамики.....	17
1.2 Описание динамики хаотических систем с позиций теории информации.....	25
1.3 Принципы записи и хранения информации в динамических системах.....	27
1.4 Иерархическая модель интеллекта на основе динамических принципов для технической реализации.....	36
1.5 Выводы.....	43
Глава 2. Динамические аттракторы нелинейных динамических систем для записи и хранения информации.....	45
2.1 Статические и динамические аттракторы как носители информации.....	46
2.2 Принцип записи информации на циклах одномерных отображений.....	50
2.3 Синтез многомерных отображений с записанной информацией.....	58
2.4 Информационная емкость динамической памяти.....	72
2.5 Способы извлечения записанной информации из динамических систем.....	76
2.6 Кодирование информационных блоков.....	80
2.7 Последовательная запись информации.....	89
2.8 Динамические свойства систем с записанной информацией.....	92
2.9 Выводы.....	102
Глава 3. Приложения теории записи информации на динамических аттракторах к задачам обработки информации.....	105
3.1 Возможности обработки информации при записи на неустойчивых циклах отображений.....	105
3.2 Запись на неустойчивых циклах и распознавание образов.....	114
3.3 Применение синхронизации для извлечения информации.....	123
3.4 Запись и распознавание классов образов.....	128
3.5 Запись мультимедийной информации.....	135
3.6 Области применения.....	138
3.7 Эволюция представлений о роли нелинейной и хаотической динамики в процессах обработки информации.....	154
3.8 Выводы.....	157
Глава 4. Разделение хаотических сигналов методом итерирования в обратном времени	160
4.1 Постановка задачи.....	162
4.2 Алгоритм разделения хаотических сигналов.....	163
4.3 Моделирование простого алгоритма.....	170
4.4 Анализ задачи разделения хаотических сигналов с точки зрения теории информации.....	175

4.5	Оптимизация решения задачи разделения	179
4.6	Моделирование оптимизированного алгоритма.....	184
4.7	Разделение нескольких сигналов	185
4.8	Разделение хаотических сигналов в режиме реального времени	187
4.9	Выводы.....	189
ГЛАВА 5. Исследование характеристик распространения сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов в многолучевой среде		
5.1	Сверхширокополосные системы связи. Определения и регулирование	193
5.2	Исследование интерференции при многолучевом распространении СШП хаотических радиоимпульсов	195
5.3	Прохождение СШП хаотических радиоимпульсов через препятствия.....	201
5.4	Многолучевое усиление хаотических радиоимпульсов	210
5.5	Возможность наблюдения исследованных явлений распространения с другими типами СШП сигналов	232
5.6	Выводы.....	236
Глава 6. Коллективная передача информации с помощью сверхширокополосных прямохаотических ансамблей		
6.1	Сверхширокополосный прямохаотический излучающий ансамбль	240
6.2	Аналитические оценки характеристик излучения СШП ансамбля	243
6.3	Численное моделирование СШП прямохаотического излучающего ансамбля	259
6.4	Характеристики ансамблей СШП излучателей с когерентными сигналами. Сравнение с другими типами СШП сигналов	277
6.5	Экспериментальная реализация ансамбля СШП прямохаотических передатчиков	284
6.6	Выводы.....	291
Заключение.....		295
Список литературы.....		297

Введение

С момента открытия явления динамического хаоса (сложного шумоподобного поведения относительно простых детерминированных нелинейных динамических систем) накоплен большой багаж знаний о хаосе, механизмах его возникновения, проявлении хаотической динамики в различных естественных и искусственных системах [1-48]. Уже в 1990-х гг. возник вопрос о практическом использовании хаотической динамики для решения актуальных научно-технических задач [49-76], с тех пор одним из интенсивно развивающихся направлений приложения хаоса стали информационные технологии [77-81].

Перспективность информационных приложений хаоса связывалась с таким ключевым свойством хаотических колебаний, как странный аттрактор в фазовом пространстве динамической системы, который можно использовать в новых способах хранения и обработки информации [82-88].

Побудительным мотивом исследований в области приложений хаоса к задачам обработки информации стало наличие хаотической динамики в «информационных» системах живых организмов [89-104]. В частности, существование детерминированных хаотических режимов в мозге было показано для ряда состояний активности человека на основе анализа электроэнцефалограмм (ЭЭГ). Применение аппарата нелинейной динамики к сигналам ЭЭГ, оценка динамических показателей сигналов (корреляционная размерность, старший показатель Ляпунова и др.) позволяет уверенно разделять различные состояния активности мозга [98, 99, 102, 103]. В свою очередь, для описания хаотических систем эффективным оказался аппарат теории информации [105-114], например, энтропия Колмогорова может служить мерой скорости производства информации в хаотических системах [113]. Также, анализ хаотических динамических систем показал, что хаотический аттрактор можно быть описан уникальным набором («скелетом») неустойчивых периодических траекторий (циклов) в его окрестности, поэтому хаотический аттрактор можно рассматривать как «резервуар» периодических движений, как счетное множество динамических объектов, которое можно использовать для кодирования информации [82-84, 115-118].

К моменту постановки работы в начале 1990-х гг. стало понятно, что богатая динамика хаотических систем может найти эффективное применение в приложениях обработки информации. К этому времени появились математические модели, в которых нелинейная динамика использовалась для решения задач обработки информации, однако информация ассоциировалась в них исключительно со *статическими* объектами (положениями

равновесия, равновесными состояниями) [119-122]. В качестве примера можно привести модель нейронной сети Хопфилда, в которой можно было записать несколько образов [119]. После «обучения», при предъявлении такой системе некоторого образа она сходится к одному из равновесных состояний. Другими словами, динамика подобной системы представляет собой переходный процесс сходимости к одной из притягивающих точек в фазовом пространстве.

Для создания новых подходов к обработке информации актуальной представлялась идея использования структурно более простых (по сравнению с нейронными сетями), но способных демонстрировать богатое поведение нелинейных динамических систем с хаосом, в которых для хранения информации использовались бы *динамические* многообразия, такие, как циклы (периодические орбиты) или локальные хаотические аттракторы. При разработке таких подходов возникает необходимость проработать ряд существенных вопросов, связанных с приемами ввода/извлечения информации, универсальностью, емкостью, реализацией различных функций обработки информации, возможностью работы с различными типами информации (текстовой, графической, звуковой) и т.д. Кроме того, важной представлялась задача реализации, на основе разработанных подходов, экспериментальных вариантов информационно-поисковых систем с новыми возможностями поиска информации.

Другие ключевые свойства динамического хаоса – быстро спадающая автокорреляционная функция и естественно широкий спектр – открывают новые возможности в задачах передачи информации. К настоящему времени предложено немало схем связи с использованием хаотических сигналов, однако в плане эффективности они пока уступают традиционным решениям. Поэтому актуальным остается вопрос поиска тех свойств хаотических систем и сигналов, а также тех задач передачи информации, в которых хаос способен обеспечить уникальные характеристики.

Для систем передачи информации с хаотической несущей актуальным является вопрос доступа к каналу связи для нескольких систем, одновременно работающих в общей полосе частот. Из такой постановки вытекает задача разделения по форме сигналов хаотических несущих. Имеются различные универсальные подходы [123-127], однако специализированные решения, опирающиеся на использование ключевых свойств разделяемых сигналов и порождающих их динамических систем, в общем случае должны быть более эффективными. Для разделения суммы хаотических сигналов были предложены решения, основанные на явлении хаотической синхронизации [128-130], однако ввиду того, что она крайне чувствительна к искажениям и шуму в канале связи, оказалось, что, несмотря на теоретическую работоспособность, для реального воплощения эти решения требуют прак-

тически идеальных каналов связи в плане отношения сигнал/шум [128-130].

В данной диссертационной работе предложен другой принцип разделения суммы зашумленных хаотических колебаний на составляющие. Одним из ключевых свойств хаотической динамики является экспоненциально быстрое разбегание близких траекторий в фазовом пространстве [131, 132]. Из этого следует, что при итерировании хаотической системы в обратном времени близкие траектории экспоненциально быстро сходятся, а значит, также быстро убывает ошибка при восстановлении исходной траектории. Поэтому существенный интерес представляет исследование данного подхода, в котором непосредственно используется динамика (знание уравнений) нелинейных систем, порождающих хаотические колебания.

С начала 2000-х гг. развитие систем связи с хаотическими сигналами получило новый толчок в связи с разрешением использования сверхширокополосных (СШП) сигналов и систем в задачах массовой радиосвязи [133, 134]. Ранее, в Институте радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН была предложена концепция так называемых прямохаотических систем передачи информации, в которых информация передавалась потоком хаотических радиоимпульсов, формируемых непосредственно в полосе частот канала связи [135-137]. В силу естественной широкополосности и ряда уникальных свойств, СШП хаотические колебания оказались хорошим вариантом для использования в СШП связи. СШП прямохаотические системы получили признание отечественного и международного научно-технического сообщества и вошли в международные стандарты СШП связи IEEE 802.15.4a и 802.15.6 [138, 139].

С введением в практику радиосвязи нового, сверхширокополосного типа беспроводного носителя информации, возник вопрос о характеристиках распространения таких сигналов. Несмотря на то, что подобная тематика является традиционной для радиофизики, как в экспериментальном, так и теоретическом плане (см. например, [140-146]), использование СШП сигналов потребовало новых исследований характеристик распространения. Эти исследования проводились путем *гармонических* измерений в различных многолучевых средах [147, 148]. Однако сверхширокополосные *хаотические* колебания имеют существенные особенности, и поэтому характеристики их распространения требуют специального исследования. В частности, существенное влияние на характеристики распространения оказывает быстроспадающая автокорреляционная функция хаотических сигналов, благодаря которой сигналы, приходящие в приемник с разных направлений, оказываются некогерентными (некоррелированными) и складываются по мощности. Это заметно отличает СШП хаотические сигналы, как от традиционных узкополосных, так и от других типов сверхширокополосных сигналов (сверхкороткие импульсы, OFDM-

радиоимпульсы, короткие радиоимпульсы и др. [149-154]). Кроме того, база СШП хаотических радиоимпульсов (произведение длительности импульса на полосу частот) существенно больше единицы и может меняться в широких пределах. Поэтому исследование характеристик распространения СШП хаотических радиоимпульсов в многолучевой среде является актуальным и практически важным.

В силу ограничений на мощность передачи одного СШП устройства [133, 134], дальность действия систем беспроводной СШП радиосвязи составляет десятки метров. Увеличение этого расстояния способно значительно расширить круг возможных приложений СШП систем и сетей. В этой связи, значительный научный и практический интерес представляет исследование возможности увеличения дальности передачи за счет согласованного коллективного излучения ансамбля СШП прямохаотических передатчиков, а также исследование пространственной структуры излучения такого ансамбля.

Поставленные вопросы определяют цели и задачи диссертационной работы.

Цели диссертационной работы:

- разработка новых принципов обработки информации на основе нелинейной и хаотической динамики;
- исследование возможности разделения суммы хаотических сигналов с использованием хаотической динамики источников сигналов;
- исследование особенностей распространения сверхширокополосных хаотических сигналов в многолучевой среде;
- исследование коллективных режимов передачи ансамблей СШП прямохаотических передатчиков.

Основные задачи, решаемые в работе:

- разработка и исследование принципов и алгоритмов записи и хранения информации на динамических аттракторах динамических систем с дискретным временем;
- реализация функций обработки информации на основе динамических аттракторов динамических систем;
- решение задачи разделения суммы хаотических сигналов на компоненты как задачи одновременной передачи информации по единому каналу, с использованием уравнений динамики систем, порождающих эти сигналы;
- исследование характеристик распространения сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов в многолучевой среде;

- исследование энергетических характеристик коллективного режима излучения ансамбля СШП прямохаотических передатчиков.

Научная новизна состоит в том, что в диссертационной работе впервые:

- предложен и исследован метод записи конечных скалярных и векторных информационных последовательностей на динамических аттракторах одномерных и многомерных отображений, основанный на синтезе кусочно-линейных отображений заданной размерности, в фазовом пространстве которых заданному набору информационных последовательностей соответствует набор периодических траекторий, при этом для каждой информационной последовательности обеспечивается взаимно-однозначное соответствие между фрагментами последовательности и точками соответствующей траектории;
- реализованы различные функции обработки информации на основе нелинейной динамики отображений с информацией, записанной на динамических аттракторах;
- предложен и исследован метод разделения зашумленной суммы хаотических сигналов на компоненты с использованием уравнений порождающих эти сигналы одномерных отображений;
- исследованы особенности распространения сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов в многолучевой среде, связанные с быстроспадающей автокорреляционной функцией хаотических сигналов; показано, что сложение лучей происходит некогерентным образом, что приводит, в частности, к отсутствию замираний;
- обнаружено, исследовано и экспериментально верифицировано явление многолучевого усиления хаотических радиоимпульсов при распространении в многолучевой среде, заключающееся в том, что мощность сигнала на входе приемника в многолучевой среде оказывается выше, чем в свободном пространстве; изучены механизмы и условия наблюдения данного явления; получены оценки коэффициента усиления для ряда типичных многолучевых сред;
- исследованы энергетические характеристики излучения ансамбля некогерентных сверхширокополосных хаотических излучателей; исследована структура поля излучения, получены оценки энергетических характеристик направленности излучения.

Достоверность научных выводов работы определяется использованием обоснованных методов проведения теоретических и экспериментальных исследований, согласованностью результатов математического и физического моделирования, воспроизводимостью экспериментальных данных, полученных в различных сериях измерений, а также

непротиворечивостью известным из литературы данным (в тех случаях, когда такое сопоставление возможно).

На защиту выносятся следующие положения:

1. Принципы и методы записи информации на динамических аттракторах нелинейных динамических систем, включая принципы и алгоритмы синтеза кусочно-линейных отображений заданной размерности, в фазовом пространстве которых для заданного набора конечных информационных последовательностей формируется набор периодических траекторий, таких, что для каждой информационной последовательности обеспечивается взаимно-однозначное соответствие между фрагментами последовательности и точками соответствующей траектории.
2. Совокупность принципов и алгоритмов обработки информации с использованием динамических аттракторов отображений, позволяющие реализовать, в том числе, функции ассоциативной памяти, распознавания, хаотического сканирования памяти, долговременной и кратковременной памяти, фильтра новизны.
3. Метод разделения суммы хаотических сигналов в канале с белым шумом на компоненты на основе совместного решения уравнений хаотических источников в обратном времени, непосредственно использующий динамику порождающих эти сигналы нелинейных хаотических систем и позволяющий восстанавливать сигналы с заданной точностью.
4. Явление многолучевого усиления хаотических радиоимпульсов при беспроводном распространении в многолучевой среде, приводящее к увеличению отношения сигнал/шум на входе приемника по отношению к свободному пространству.
5. Многоэлементный ансамбль сверхширокополосных прямохаотических передатчиков, позволяющий реализовать некогерентное сложение мощности излучения его элементов в пространстве и соответственно увеличить дальность связи.
6. Комплекс результатов исследования энергетических характеристик поля излучения некогерентного ансамбля СШП хаотических излучателей, в том числе, аналитически полученные и подтвержденные численным моделированием характеристики мощности, энергетической диаграммы направленности излучения, границы дальней зоны.

Научно-практическое значение работы состоит в том, что впервые решена задача записи информационных последовательностей на периодических траекториях и хаотических аттракторах одномерных и многомерных отображений. На основе разработанного метода записи реализованы различные функции обработки информации, включая функции ассоциативной памяти, фильтра новизны, распознавания, классификации и др. Созданы экспериментальные информационно-поисковые системы, предоставляющие, помимо

традиционных видов поиска возможности поиска по содержанию и автоматическую рубрикацию.

Разработан метод разделения суммы хаотических сигналов на компоненты, открывающий новые подходы к одновременной передаче информационных сигналов на нескольких хаотических несущих в общем канале связи.

Проведено комплексное исследование особенностей распространения сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов в многолучевой среде. Обнаружено практическое отсутствие замираний этих сигналов при многолучевом распространении. Обнаружено и исследовано явление многолучевого усиления, проявляющееся в усилении мощности сигнала на входе приемника в многолучевой среде по отношению к свободному пространству.

Получено решение проблемы увеличения дальности беспроводной передачи информации с помощью сверхширокополосных прямохаотических систем связи в условиях ограничений на спектральную плотность мощности излучения одного устройства. Разработан и апробирован метод увеличения дальности сверхширокополосной прямохаотической связи за счет использования коллективного режима некогерентной передачи информации многоэлементным ансамблем прямохаотических передатчиков. Определена пространственная структура поля мощности излучения ансамбля. Указанные результаты позволят, в конечном итоге, решить проблему создания сверхширокополосной беспроводной инфраструктуры локального и более широкого уровня.

Апробация работы, публикации, внедрение и использование: материалы диссертационной работы были представлены на: III, V, VII, VIII (2009, 2011, 2013, 2014 гг.) Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь», Москва; 20-й, 23-й, 26-й межд. Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо 2010, 2013, 2016)», Севастополь; на IV и V Всероссийской микроволновой конференции, Москва (2016, 2017); на Всероссийской научной конференции «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике», Муром, в 2003, 2006 гг.; V Всероссийской научной конференции «Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред», Муром, 2012 г.; Всероссийской научной конференции III, V, VII и VIII «Всероссийские Армандовские чтения», Муром (2013, 2015, 2017, 2018); научной школе «Нелинейные волны» г. Нижний Новгород в 2002, 2004, 2006, 2010, 2015, 2018 гг.; 9-ой межд. конференции «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации» (ARMIMP-2017), Суздаль; межд. конференциях «Nonlinear Dynamics of Electronic Systems (NDES)» в 1995 г. (Dublin, Ireland), в 1996 г. (Seville, Spain), в 1997 г. (Москва), в 1998 г. (Budapest, Hungary), в 1999 г. (Ronne, Denmark), в 2001 г.

(Delft, Netherlands), в 2015 г. (Como, Italy); межд. научно-технической конференции «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов» СИНХРОИНФО-2018 (Минск, Беларусь); межд. науч. конференции «Излучение и рассеяние электромагнитных волн» (ИРЭМВ-2013), Таганрог-Дивноморское, 2013 г.; межд. форуме «Progress In Electromagnetics Research Symposium» в Москве (PIERS-2009) и С.-Петербурге (PIERS-2017); 15-й межд. IEEE конференции «Electronics, Circuits, and Systems» (ICECS-2008), 2008 г., Malta; 1-й межд. конференции «Сверхширокополосные сигналы и сверхкороткие импульсы в радиолокации, связи и акустике», Суздаль, 2005 г.; 5-й и 8-й межд. школе «International school on chaotic oscillations and pattern formation», Саратов, 1998 и 2007 гг.; межд. конференции «Dynamics Days Europe 2006», Crete, Greece; 2-й межд. конференции «IEEE International Conference on Circuits and Systems for Communications» (ICCSC-2004), Москва, 2004 г.; межд. симпозиуме «Int. Symp. Signals, Circuits and Systems» (SCS-2003), Iasi, Romania, 2003 г.; 2-й и 6-й межд. конференциях «Cellular Neural Networks and their Applications» в 1992 г. (Munich, Germany) и в 1996 г. (Seville, Spain); межд. семинаре «Nonlinear Circuits and Systems», Москва, 1992 г.; европ. конференции «Circuit Theory and Design» ECCTD'97, Budapest, Hungary, 1997 г.; межд. IEEE симпозиуме «Circuits and Systems» (ISCAS-2000), Geneva, Switzerland, 2000 г.; межд. конференции «Control of Oscillations and Chaos» (COC-2000), С.-Петербург, 2000 г.; межд. конференции «Progress in Nonlinear Science/Nonlinear Oscillations, Control and Information», Н. Новгород, 2001 г.; межд. конференции «Applied Non-Linear Dynamics», Thessaloniki, Greece, 2001 г.

Всего по теме диссертации опубликовано 76 научных работ [155-230], из них 27 статей, 14 работ в сборниках трудов отечественных конференций, 22 работы в сборниках трудов международных конференций, 3 препринта, 9 патентов, 1 статья – в коллективной монографии. Основные результаты диссертации изложены в 28 работах, из которых: 24 статьи входят в Перечень изданий, определенных ВАК Минобрнауки (из них 15 входят в международную реферативную базу данных SCOPUS), 1 статья – в коллективной монографии, 3 статьи – в реферируемых журналах, не входящих в перечень ВАК. Объем опубликованных по теме диссертации научных работ в журналах, рекомендованных ВАК – 294 мп. страницы, общий объем опубликованных работ – 600 мп. страниц.

Личный вклад автора заключается в выборе направления исследований, формулировке и постановке задач, определении методов и подходов к их решению, проведении теоретических исследований и расчётов, проведении моделирования, постановке и проведении экспериментов, анализе и интерпретации полученных результатов. Все вошедшие в диссертацию результаты получены либо автором лично, либо при его непосредственном участии.

Структура и объем работы: диссертационная работа состоит из введения, шести глав, заключения, приложения и списка цитированной литературы. Содержит 326 страницы текста, 134 рисунка, 6 таблиц. Список цитированной литературы содержит 413 наименований.

КРАТКОЕ СОДЕРЖАНИЕ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ

Во введении обоснована актуальность работы, сформулирована цель и задачи исследований, изложены положения, выносимые на защиту, и краткое содержание работы.

Первая глава представляет собой обзор научных результатов, посвященных исследованию роли хаоса и нелинейной динамики в естественных и искусственных системах обработки информации. Сначала анализируются работы, посвященные поиску и описанию хаотической динамики в работе мозга, обсуждаются гипотезы о роли хаоса в процессах обработки информации в мозге, затем излагаются современные представления о динамике ментальной активности, в частности, подчеркивается важная роль переходной динамики.

Исследование модельных динамических систем с детерминированным хаосом свидетельствует о тесной связи между теорией динамических систем и информационными процессами. Анализ представлений о механизмах обработки информации с использованием сложной динамики позволил сформулировать идею возможности реализации этих механизмов в динамических системах разной природы. Таким образом, был сделан вывод, что идеи нелинейной динамики открывают возможность построения простых и эффективных искусственных динамических систем, реализующих различные процессы обработки информации с использованием хаотической динамики.

Во второй главе введен подход к обработке информации в динамических системах, основанный на представлении блоков информации в виде динамических (периодических траекторий, хаотических аттракторов), а не статических объектов в фазовом пространстве этих систем. Предложена регулярная процедура синтеза кусочно-линейных одномерных отображений с заданными предельными циклами с регулируемой устойчивостью. Выполнены оценки информационной емкости системы памяти на основе периодических траекторий отображения и проанализированы ограничения метода записи. Показано, что информационная емкость C исходного метода записи при размере алфавита N на уровне записи q пропорциональна N^q . Предложены обобщения метода на многомерные системы и сигналы. Разработаны алгоритмы кодирования информационных блоков и ассоциативного доступа к записанной информации.

Исследована динамика отображений с записанной информацией. Показано, что при увеличении бифуркационного параметра s , управляющего устойчивостью циклов, при $s = 1$ происходит потеря устойчивости предельных (точечных) циклов отображения, при этом в их окрестностях рождаются устойчивые хаотические интервальные циклы (циклы хаотических интервалов). При увеличении параметра s интервальные циклы теряют устойчивость, и возникает хаотический режим, охватывающий все фазовое пространство. Выявленные режимы в следующей главе используются для обработки информации.

В третьей главе исследованы приложения метода записи информации на предельных циклах и хаотических аттракторах одномерных и многомерных отображений к задачам обработки информации. Показано, что запись информации на неустойчивых предельных циклах позволяет реализовать новый способ обработки информации – хаотическое сканирование памяти, основанный на явлении перемежаемости в хаотической системе. Также показано, что в качестве динамического носителя информации помимо предельных циклов (периодических орбит) можно использовать хаотические аттракторы типа интервальных циклов.

Запись информации на неустойчивых предельных циклах и организация режима глобального хаоса позволяет решать задачи распознавания образов, т.е. организовывать доступ к информации на основе неполной или искаженной информации. Предложена адаптивная модель распознавания, которая может также служить моделью «кратковременной» и «долговременной» памяти, характерной для живых систем.

Рассмотрен способ доступа к записанной информации с помощью хаотической синхронизации, а также реализация «фильтра новизны». Проведен анализ возможности использования метода записи в задачах классификации. Обсуждаются способы предварительного кодирования мультимедийных информационных образов (изображения, звук) для приведения их к требуемому для записи формату.

Рассмотрены области применения разработанной технологии обработки информации – информационно-поисковые системы, информационно-аналитические службы, рубрикаторы (классификаторы), цифровые архивы неструктурированной информации и т.п.

Проведен анализ и сопоставление полученных результатов с представлениями о роли динамических режимов в процессах обработки информации в мозге из 1 главы.

В четвертой главе предложен и исследован подход к разделению суммы хаотических сигналов на составляющие компоненты, основанный на ключевом свойстве динамики всех хаотических систем – положительности показателя Ляпунова. Эта характеристика означает, что близкие траектории в фазовом пространстве при итерировании (интегрировании) динамических систем экспоненциально быстро разбегаются и, соответственно,

также быстро сходятся при итерировании этих систем назад (в обратном времени). При этом также быстро на каждой итерации убывает ошибка восстановления исходной траектории. Метод разделения сигналов хаотических источников из их зашумленной суммы рассмотрен на примере хаотических одномерных отображений. В нем применяется итерирование уравнений, обратных к уравнениям, описывающим динамику хаотических источников (итерирование в обратном времени). Метод характеризуется экспоненциальной сходимостью, и обеспечивает эффективное разделение хаотических сигналов при наличии аддитивного гауссовского шума в суммарном сигнале.

Обнаружен пороговый эффект разделения, заключающийся в том, что существует значение отношения сигнал/шум в канале $C/\text{Ш}_{\text{вх}}$, ниже которого сигналы не разделяются, а выше которого они могут быть разделены с заданной точностью. Показано, что наличие такого порога связано с информационным содержанием хаотических сигналов. Получена теоретическая оценка порогового значения отношения $C/\text{Ш}_{\text{вх}}$, которая может использоваться в качестве эталонного значения при численной оценке эффективности алгоритмов разделения хаотических сигналов.

Разработаны и исследованы алгоритмы, реализующие предложенный метод разделения. Показано, что при использовании многоцветного алгоритма обеспечивается эффективное разделение двух хаотических сигналов логистических отображений при отношении сигнал/шум в канале близком к теоретическому порогу. Предложен вариант алгоритма, обеспечивающий разделение сигналов в режиме реального времени, что может быть интересно для технических приложений.

Описанный подход к разделению сигналов на основе знания их динамики может найти применение при организации множественного доступа в системах передачи информации на хаотических сигналах.

В пятой главе теоретически и экспериментально исследованы некоторые вопросы распространения СШП хаотических радиоимпульсов в многолучевой среде, включая исследование интерференции, прохождения через препятствия и явление многолучевого усиления.

Теоретически и экспериментально показано, что сложение СШП сигнала прямого луча с отраженными лучами не приводит к возникновению интерференции. Это связано с тем, что благодаря быстроспадающей автокорреляционной функции хаотических сигналов в точке приема лучи являются некоррелированными: время автокорреляции сигнала τ обратно пропорционально ширине его полосы частот ΔF , т.е. $\tau = 1/\Delta F$.

Вопрос прохождения СШП хаотических радиосигналов через препятствия (стены зданий) также рассмотрен с позиций многолучевого распространения. Справедливость

такого подхода подтверждена путем численного моделирования простой качественной модели. Проведены измерения ослабления СШП сигналов в стенах зданий; полученные экспериментальные данные (2-5 дБ для кирпичной стены толщиной 35 см) могут быть использованы при разработке СШП аппаратуры связи диапазона $F = 3-5$ ГГц.

Обнаружено, численно и экспериментально исследовано явление многолучевого усиления хаотических радиоимпульсов при распространении в многолучевой среде, заключающееся в том, что мощность сигнала на входе приемника в многолучевой среде оказывается выше, чем в свободном пространстве. Изучены механизмы многолучевого усиления, выделены условия наблюдения данного явления. Получены оценки коэффициента усиления для ряда типичных многолучевых сред (от 5 до 14 дБ).

Исследован вопрос возможности наблюдения описанных свойств СШП хаотических радиоимпульсов (отсутствие интерференции, многолучевое усиление) для других типов СШП сигналов. Анализ показал, что описанные явления фактически можно считать уникальными и характерными почти исключительно для СШП хаотических сигналов. Они обусловлены быстро спадающей автокорреляционной функцией СШП хаотических радиоимпульсов в сочетании с их достаточно большой длительностью (по сравнению с длиной «многолучевого хвоста»).

В шестой главе аналитически, путем численного моделирования и в физическом эксперименте исследованы характеристики ансамбля СШП прямохаотических излучателей. Использование таких ансамблей позволяет решить актуальную проблему увеличения мощности и соответственно дальности передачи информации за счет организации коллективного режима излучения радиосигналов.

Особенность ансамбля СШП прямохаотических излучателей с независимыми генераторами хаоса заключается в том, что электромагнитные поля, создаваемые излучателями, в точке приема являются некогерентными, а их мощности складываются. Характеристики излучения СШП хаотического излучающего ансамбля исследованы аналитически. В скалярной модели сигналов в частотной области получены выражения для энергетических характеристик излучения ансамбля, включая мощность излучения, энергетическую диаграмму направленности (ЭДН) и границу дальней зоны. Аналитические результаты подтверждены численным моделированием и физическим экспериментом (в части суммирования мощности).

Показано, что если все излучатели ансамбля имеют одинаковые параметры, а их антенны одинаково ориентированы, то плотность мощности поля пропорциональна количеству элементов ансамбля N . Таким образом, для ансамбля отношение сигнал/шум E_b/N_0 в точке приема в N раз больше, чем для одного передатчика, поэтому коллективный режим пере-

дачи ансамбля СШП хаотических передатчиков обеспечивает увеличение дальности передачи (в свободном пространстве) в \sqrt{N} раз по отношению к дальности одного передатчика.

Проведен сравнительный анализ характеристик СШП хаотического излучающего ансамбля с другими типами СШП сигналов. Показано, что полученные характеристики могут быть достигнуты только при использовании хаотических сигналов, так как только они способны обеспечить некоррелированность (некогерентность) сигналов ансамбля в точке приема.

В Заключении приводятся основные результаты, полученные в работе.

Глава 1. Нелинейная динамика и хаос в естественных и искусственных системах обработки информации (обзор)

Анализ экспериментальных данных и теоретических представлений об информационных процессах в живых системах позволяет выдвинуть и в значительной степени обосновать гипотезу о существовании общих принципов и закономерностей обработки информации в системах со сложной динамикой, не зависящих от конкретного вида и реализации самих систем. На ее основе открывается возможность построения простых динамических систем, реализующих различные процессы обработки информации с использованием хаоса.

В данной главе проводится обзор современной научно-технической литературы, посвященной исследованиям динамики процессов обработки информации в биологических системах, моделированию процессов ментальной деятельности; связи нелинейной динамики с теорией информации; принципам записи информации в динамических системах; а также вопросу построения моделей мозга, допускающих техническое воплощение.

1.1 Исследование и моделирование процессов обработки информации в биологических системах с использованием аппарата нелинейной динамики

1.1.1 Хаотическая динамика в работе мозга

Роль хаоса в обработке информации мозгом человека и животных привлекает в последние десятилетия значительное внимание исследователей. Существование детерминированных хаотических режимов в мозге было показано для ряда состояний активности человека на основе анализа электроэнцефалограмм (ЭЭГ) [89-104], которые в том или ином виде отражают информационные процессы в мозгу. Указанные результаты свидетельствуют о том, что мозг порождает хаотические сигналы (наряду с шумом) и ведет обработку информации, используя сложную динамику своей нейронной сети.

К настоящему времени, участие хаотической динамики в работе мозга является общепринятым. Большое количество работ посвящено обработке вопросов применения аппарата нелинейной динамики к сигналам ЭЭГ [98, 100, 102] и вычислению динамических показателей (корреляционная размерность, старший показатель Ляпунова, энтропия Колмогорова) для разделения различных состояний мозга [98, 99, 101-103]. Так, эпилепсии соответствует хаос (точнее, состояние близкое к периодическому процессу) с корреляци-

онной размерностью $D_2 < 2$ [99, 102, 103], а интенсивной мозговой деятельности – состояния с размерностью $D_2 = 5-10$ и выше. В работе [98] говорится о том, что различные функциональные состояния мозга, вероятно, определяются различной степенью сложности динамики; мерой сложности ЭЭГ-сигнала, отражающей сложность динамики мозга, может являться фрактальная размерность. В работе [94] проведен анализ ЭЭГ нескольких видов (режим покоя, различные виды умственной деятельности) методами нелинейной динамики (анализ фазовых портретов, спектра, оценки показателя Ляпунова, энтропии), который показал, что ЭЭГ объединяет в себе характеристики случайных и хаотических процессов. Показано, что различные виды деятельности сознания имеют глубокие нелинейные динамические различия, и соответствующие значения показателя Ляпунова или корреляционной размерности четко разделяются. В то же время, велики и различия нелинейных количественных параметров у разных людей, что может быть проблемой для практического применения полученных результатов в целях диагностики.

В работе [103] электроэнцефалограмма анализируется как хаотический сигнал, т.е. вкладывается в пространство вложения, вычисляются различные динамические показатели – корреляционная и другие размерности, старший показатель Ляпунова. Утверждается, что с их помощью можно характеризовать эпилепсию, глубину наркоза, аутизм, депрессию и многие другие расстройства мозга.

Предложен ряд гипотез о роли хаоса в обработке информации живыми системами. Например, в [92, 93, 231] было высказано предположение, что хаотическая динамика увеличивает резонансную емкость мозга, обеспечивая чрезвычайно богатые отклики на внешнее воздействие.

Результаты экспериментальных исследований ЭЭГ стимулировали поиск простых моделей, описывающих процессы, протекающие в коре головного мозга. Так, в [232] предложена простая таламокортикальная модель, имитирующая переходы, наблюдаемые при различных типах поведения человека. Этими же авторами в [233] рассмотрена модель ткани коры головного мозга при воздействии периодического входного сигнала, который имитирует активность таламуса. Показано, что в отсутствие входного сигнала динамика модели является турбулентной и десинхронизированной. Появление входного сигнала приводит систему к более когерентному пространственно-временному поведению, причем степень синхронизации увеличивается при уменьшении частоты входных колебаний. Такое поведение системы напоминает ЭЭГ человека в состоянии глубокого сна. С другой стороны, в отсутствие колебаний на входе глобальная активность модели подобна ЭЭГ человека в спокойном состоянии. Хаос рассматривается здесь как возможный механизм автореферативной логики и как машина кратковременной памяти на основе этой логики.

В [234–237] исследовалась хаотическая активность в обонятельной системе кролика в процессе обучения. Обнаружено, что кролик запоминает запах, кодируя его пространственным, почти периодическим во времени паттерном потенциала обонятельной луковицы. Если животному предлагается неизвестный запах, активность обонятельной луковицы становится низкоразмерным хаосом. Это дало основание авторам сформулировать гипотезу о роли хаоса как «фильтра новизны».

Авторы работы [96] видят роль хаоса как случайной динамической основы, из которой могут возникать новые паттерны (регулярные движения) в ответ на внешнее воздействие, после чего система возвращается к хаотическому поведению и снова готова к переключениям на неустойчивые предельные циклы. Хаос, охватывающий все эти неустойчивые предельные циклы, позволяет системе легко и быстро достигать все регулярные движения. Схожие мысли высказываются в работе [98], где утверждается, что детерминированный хаос может рассматриваться как здоровая подвижность мозга, необходимая для осуществления корректных нейронных операций (переключений в другие режимы). Идеи W.Freeman о роли хаоса как базового движения, из которого можно легко переключаться на более низкоразмерные аттракторы, соответствующие предъявляемым образам, разделяют и другие исследователи [100, 104].

Из других гипотез, относящихся к функциональной роли хаоса, можно отметить следующие: нелинейный классификатор паттернов [235, 237], катализатор обучения [234, 238], интерпретатор стимулов [239], сканирование памяти [104, 178, 240, 241].

1.1.2 Когнитивная деятельность мозга как переходная динамика

Синергетика как наука [242-245], которая концентрируется на неравновесности, нестабильности как естественном состоянии открытых нелинейных систем и исследует самоорганизующиеся нестационарные структуры, возникающие под действием внешних воздействий или внутренних факторов, оказала огромное влияние на формирование современных представлений о работе человеческого мозга.

Например, именно под этим углом исследуется функционирование человеческого мозга в работах J. Kelso, например, [246]. При описании работы мозга Келсо отбрасывает классическое представление о нем, как о вычислительной машине. Его идея состоит в том, что мозг – это динамическая система, формирующая паттерны, и что создание и эволюция паттернов поведения на всех уровнях, от нейронов до разума, определяется процессами самоорганизации. И человеческий мозг, и поведение проявляют свойства динамических систем, включая мультистабильность, резкие фазовые переходы, кризисы и перемежаемость.

При исследовании поведения Келсо фокусируется на выявлении нестабильностей сенсомоторной координации человека, вызывающих формирование паттернов. Теоретически и экспериментально он доказывает, что одни и те же механизмы формирования паттернов действуют независимо от того, какие компоненты задействованы (части тела, части нервной системы, части общества) и через какую среду эти компоненты соединены. Используя новейшие методы наблюдения пространственно-временных паттернов мозговой активности, Келсо показывает, что человеческий мозг есть формирующая паттерны динамическая система, балансирующая на грани нестабильности. В основе совместной активности нейронов, которая отвечает за поведение человека во всех его формах, лежит самоорганизация.

Широкий обзор современных представлений и перспективных направлений исследований ментальной деятельности выполнен в работе М.И. Рабиновича и др. [247]. Помимо рассмотрения предшествующих работ, авторы предлагают собственную динамическую модель работы мозга и рассматривают ряд примеров исследования эмоциональной активности.

Авторы обзора начинают с утверждения, что обычно исследования активности нервной системы «базируются на предположении, что восприятие, эмоции и когнитивные функции могут быть поняты на основании анализа установившихся нейронных процессов и статических томографических портретов». Утверждается, что этот подход имеет мало отношения к процессам нервной деятельности реального человеческого мозга. Обсуждаются новые идеи и подходы, опирающиеся на анализ нестационарных процессов и метастабильных состояний.

Динамика информационных потоков в мозгу зависит от многих факторов, в первую очередь, от архитектуры нейронных цепей и характера нейронных связей между различными мозговыми центрами. Авторы считают, что крупномасштабные когнитивные паттерны (моды или представления, наблюдаемые в экспериментах) в рабочем режиме мозга должны подавлять друг друга, что, естественно, должно происходить последовательно во времени. Таким образом, работающий мозг демонстрирует когнитивную и эмоциональную активность в виде цепочки сменяющих друг друга во времени комбинаций функциональных мод, а сами эти комбинации определяются родом ментальной активности.

Работы по томографии работающего мозга позволили обнаружить функциональные связи и мозговые центры, «одновременно» активизирующиеся при выполнении тех или иных эмоциональных или когнитивных функций. Такое представление, пишут авторы, создает иллюзию, что мы получаем четкие отпечатки или портреты определенных эмоций или когнитивной активности. Однако ни эмоции, ни когнитивная активность не могут

быть представлены «замороженными» паттернами, хотя бы и функционально зависимыми. Лежащая в их основе нейродинамика может быть понята лишь на основе представления последовательно развивающихся во времени процессов, т.е. анализа последовательной эволюции этих «мгновенных снимков».

Предполагается, что мозг представляет собой сложно организованную сеть нейронных центров, каждый из которых, в свою очередь, также сложно организованная структура. Эти мозговые центры работают скоординировано в некотором интервале времени, затем распадаясь и формируя новые образования за счет появляющихся и исчезающих функциональных связей. Эмоции и мышление – это активные процессы, появляющиеся в результате изменений в организации и силе связей между различными центрами мозга непрерывно во времени, т.е. динамический отклик мозга на информацию об окружающем и внутреннем мире. Сами связи – не обязательно анатомические, но и функциональные. На разных стадиях эмоционального или мыслительного процессов формируемые комплексные структуры генерируют различные временные последовательности, каковые и представляют (исполняют) высшие функции мозга.

Ввиду исключительной сложности мозга, для успешного описания множества его когнитивных и поведенческих функций необходимо найти правильный уровень усреднения или абстрагирования от деталей. Авторы считают, что это должен быть уровень не отдельных нейронных групп и даже не мозговых центров, а уровень переходных когнитивных мод и метастабильных состояний.

Динамические переменные, описывающие временную динамику эмоций и когнитивных функций и их взаимодействие, образуют совместное «рабочее пространство» (или «фазовое пространство» на языке динамических систем). Чтобы удачно выбрать такие переменные, полезно использовать доступную информацию об организации коллективных возбуждений, т.е. мод мозга, представляющих эмоции и когнитивные функции.

В чем принципиальное различие осознанных и неосознанных когнитивных функций? По мнению М.И. Рабиновича, в возможности человеческого мозга предсказывать будущее, основываясь на опыте прошлого, и использовать такое предсказание для планирования будущего. Динамическая модель сознания в любом его проявлении должна содержать две подсистемы: одна представляет когнитивный процесс в настоящем (авторы предлагают для описания базовую модель), вторая конструирует возможные варианты будущего на основании анализа временных наблюдаемых в прошлом и использует нынешнее метастабильное когнитивное состояние в качестве начальных условий для предвычисления будущего. В противоположность первой подсистеме, вторая живет в вымышленном мире, где время многократно спрессовано. Быстрое предсказание вместе с выбором

наиболее приемлемого и вероятного будущего используется для коррекции поведения в настоящем.

Принципиально, что время – главный атрибут сознания, считают авторы работы [247]. Так, сознательные и бессознательные состояния характеризуются совершенно разными наблюдаемыми сигналами: первые представлены малоамплитудными нерегулярными пульсациями с характерной частотой 20-70 Гц, а вторые (глубокий сон, кома, общая анестезия, эпилептическое состояние) – упорядоченными высокоамплитудными пульсациями на частотах ниже 4 Гц.

Авторы утверждают, что представления о соответствии тех или иных когнитивных функций нахождению на аттракторах рабочего (фазового) пространства не соответствует результатам последних исследований работы мозга. Новая парадигма заключается в утверждении: эмоции и когнитивные функции – это *переходные динамические процессы*, связанные с функционально определяемым взаимодействием различных подсистем мозга, их конкуренцией и синхронизацией (координацией) во времени.

Можно предположить, что каждая специфическая когнитивная активность может быть описана переходной динамикой конечного числа взаимодействующих мод. В настоящее время, хорошо идентифицирована сеть мозговых центров, ответственных за представление и управление эмоциями, такими, как грусть или печаль. Разные эмоциональные моды перекрываются во времени на сравнительно краткие промежутки, соответствующие переходам от одной моды к другой. Это наблюдение соответствует экологическому принципу конкуренции и используется в предложенной авторами модели.

В основу моделирования интеллектуально-эмоциональной деятельности авторы предлагают положить следующие динамические принципы:

- Существование метастабильных состояний в объединенном интеллектуально-эмоциональном рабочем пространстве.
- Структурная устойчивость переходных режимов, представляющих собой последовательность переключений из одного метастабильного состояния в другое.
- Экологический принцип конкуренции, обеспечивающий такие переключения.

Метастабильность выражает способность мозга выделять значимое из кажущейся случайной сенсорной информации, а также поддерживает гибкость функционального взаимодействия между различными нейронными группами и центрами мозга. Временной порядок смены метастабильных состояний выражает причинно-следственные связи и зависит от функционально изменяющейся структуры нейронных сетей.

Геометрический образ метастабильного состояния в фазовом пространстве модели – седло, а переходу из одного метастабильного состояния в другое соответствует неустой-

чивая сепаратриса седла.

Существенной частью своей модели ментальной активности авторы считают использование принципа конкуренции без победителя (WLC, winner-less competition). Соревнования, в которых отсутствует победитель, или точнее в которых многие участники оказываются победителями, но по очереди и на ограниченное время, довольно известное явление, наблюдающееся при взаимодействии более чем двух агентов, взаимоотношения между которыми несимметричны, как, например, в знаменитом «парадоксе голосования». Участники при таком процессе могут периодически становиться «победителями» или, если их больше трех, процесс может быть не повторяющимся, а закончиться победой одного из них в результате устойчивой последовательности переходов. Математическим объектом, отвечающим нециклическим последовательностям, является гетероклиническая цепочка, а ритмическим переключениям отвечает гетероклинический цикл.

Поскольку время, проводимое системой в окрестности седлового равновесия обратно пропорционально логарифму уровня шума, характерное время рассматриваемого переходного процесса может меняться в широких пределах. В устойчивых гетероклинических последовательностях порядок сменяющихся «победителей» фиксирован, шум же может лишь ускорить процесс. Таким образом, *некоторый уровень шума нейронной системе необходим*, чтобы она не «засыпала», но он не должен быть слишком большим, иначе переходный процесс становится невоспроизводимым.

Наличие в фазовом пространстве диссипативной системы устойчивой гетероклинической цепочки означает существование в ее окрестности «гетероклинического канала», который не могут покинуть попавшие в него траектории. Существование метастабильных состояний определяется входной информацией (возбуждением от других нейронных групп), порядок последовательных переключений в цепочке также зависит от величины и топологии связей между конкурирующими объектами, которые *функционально зависимы от входной информации*. Благодаря этим обстоятельствам гетероклинический канал оказывается *одновременно устойчивым по отношению к шумам и чувствительным по отношению к слабым информационным сигналам*. На сегодняшний день гетероклинический канал – это единственная известная динамическая конструкция, с помощью которой разрешается *фундаментальное противоречие между чувствительностью и надежностью*. Основной нейрофизиологический механизм, обеспечивающий в нейронных системах мозга существование гетероклинического канала – это взаимное торможение нейронных групп.

По мнению авторов [247], имеющиеся сейчас экспериментальные данные говорят о том, что метастабильность и устойчивые переходы – это ключевые динамические объек-

ты, которые способны перевести моделирование нейронных процессов мозга на новый уровень понимания и предсказания.

В качестве рабочего инструмента описания и исследования динамики конкуренции когнитивных или эмоциональных мод между собой и эмоциональных и когнитивных мод друг с другом авторы предлагают базовую модель [247], описываемую системами уравнений типа Лотки-Вольтерры. Успешность модели демонстрируется на примерах рассмотрения феномена психологического «гистерезиса» при стрессе, а также взаимодействия эмоций и мышления в покое.

В работе [248] в дополнение к описанным выше подходам авторы рассматривают иерархическую чанкинг-динамику, которая может представлять несколько форм переходной когнитивной активности. Чанкинг – это динамический феномен, применяемый природой для обработки длинных информационных последовательностей путем разбивки их на более короткие информационные блоки. Например, это делает более эффективным использование короткой памяти за счет деления длинных информационных блоков (как при делении романа на главы, абзацы, предложения и слова). Чанкинг важен в процессах восприятия, обучения, познания, как для людей, так и для животных. На основе анатомических данных об иерархической организации функциональных нейронных сетей мозга предложена архитектура когнитивной сети, которая иерархически разбивает последовательности переключений метастабильных состояний, образованных гетероклинической динамикой с конкуренцией без победителя (WLC).

На основе экспериментальных данных, предполагающих, что обработка последовательной когнитивной активности на основе вычислений осуществляется мозгом через пространственно-временную динамику паттернов, авторы строят общую динамическую модель, осуществляющую иерархическое членение последовательностей. Данная модель является разумно низкоразмерной, что позволяет провести детальный динамический анализ.

Более подробному описанию механизма конкуренции без победителя (WLC) посвящена статья [249]. В ней речь идет о том, что понимание и предсказание поведения сложных мультиагентных систем, таких, как мозг или природная пищевая цепь, требует новых подходов. Традиционные методы анализа, основанные только на асимптотическом поведении в пределе бесконечного времени или на прямолинейных математических образах (только неподвижные точки или предельные циклы), не могут многого сказать о таких системах. Чтобы получить чувствительные модели природных явлений, такие, как воспроизводимый порядок, наблюдаемый в экологических, познавательных или поведенческих экспериментах, нельзя пренебрегать переходной динамикой сложной сети. При выявлении

таких динамических механизмов, в центре внимания должны быть воспроизводимые или даже структурно устойчивые переходные процессы. Рассматриваемый в статье принцип конкуренции без победителя порождает устойчивую переходную динамику в сложных открытых сетях, а суть его состоит в преобразовании полученной информации в (пространственно-) временной выход ансамбля с помощью внутренней переходной динамики сети. Такого рода кодирование обеспечивает воспроизводимый переходной отклик, геометрическим образом которого в фазовом пространстве является устойчивая гетероклиническая последовательность. В своей статье авторы составили список природных явлений, которые могут быть строго смоделированы с помощью WLC, а также оценили надежность и воспроизводимость WLC-динамики.

В работе [250] описана динамическая модель ментальной деятельности, в которой реализуются некоторые из описанных выше динамических явлений. Речь в этой статье идет о последовательной памяти, т.е. о временных последовательностях ассоциаций, связывающих, например, различные стороны (модальности) какого-либо события. В модели памяти на основе обобщенных уравнений Лотки-Вольтерры исследуется устойчивость (грубость) последовательной динамики. В фазовом пространстве модели существует многомерная гетероклиническая сеть, состоящая из седловых положений равновесия и соединяющих их гетероклинических траекторий. Авторы доказывают реализуемость такой последовательной (binding) динамики, для каждой гетероклинической траектории демонстрируя наличие открытого множества начальных условий, стартуя из которых траектории проходят в окрестности гетероклинической траектории, что позволяет говорить о гетероклиническом канале.

Следует отметить, что говоря об аттракторах, М.И. Рабинович отмечает, что некоторые нейропсихологические феномены, например, ассоциативную память, моделировать с помощью мультистабильных систем вполне естественно. «В этом случае, устанавливается соответствие между начальными условиями, т.е. информационным образом и одним из аттракторов. Такое отображение даже не включает в себя время – неперенный атрибут всяких эмоций и когнитивных функций» [247].

1.2 Описание динамики хаотических систем с позиций теории информации

Исследование систем с детерминированным хаосом также свидетельствует о тесной связи между теорией динамических систем и информационными процессами. Ряд основополагающих результатов динамической теории формулируется применительно к объек-

там, так или иначе связанным с информацией. Например, в теореме А. Н. Шарковского [105] речь идет о существовании счетного числа циклов с фиксированной структурой в динамических системах типа одномерного отображения. Дальнейшие результаты по этому вопросу приведены в [106, 107].

Счетные множества периодических движений возникают и в системах с непрерывным временем [108–110]. Для описания характера поведения таких систем используется аппарат символической динамики [111, 112], основами которого являются понятия сложности и информации [113, 114].

Так, И. Прокачча в [251] высказал ряд идей, указывающих на связь между хаосом, неустойчивыми периодическими орбитами и информационными свойствами динамических систем.

Первая идея заключается в том, что хаотические орбиты могут быть организованы вокруг скелета неустойчивых периодических орбит.

Вторая идея показывает, что каждая периодическая орбита (точка) может быть универсально закодирована. Аппарат, используемый для кодирования, – символическая динамика.

Третья идея исходит из того, что существует грамматика, определяющая разрешенные слова или периодические орбиты. Показано, что грамматика может быть универсальной. Понятие универсальности заключается в том, что различные системы, принадлежащие одному и тому же универсальному классу, в соответствующих точках пространства параметров будут иметь одно и то же распределение периодических орбит.

Четвертая идея состоит в предположении о существовании связи между периодическими точками и их собственными значениями, с одной стороны, и метрическими свойствами странного аттрактора, – с другой. Хаотическое движение рассматривается автором как случайное блуждание между периодическими орбитами, каждая из которых вносит вклад в соответствующие вероятности посещения. Чем более неустойчива периодическая орбита, тем меньше ее вероятность.

Наконец указывается, что периодические орбиты и их собственные значения можно извлечь непосредственно из экспериментальных сигналов. Алгоритм, позволяющий делать это, приведен в [252]. Некоторые детали перечисленных идей рассмотрены в [252–254].

В [255] анализируется вопрос об информационных потоках в одномерных отображениях. Автор ссылается на исследования [131, 256, 257], в которых аргументируется тот факт, что информация является фундаментальной концепцией в теории динамических систем и хаоса. В частности, чувствительность к начальным условиям строго относится к

созданию информации. Далее он рассматривает динамическую систему, описываемую отображением f интервала в себя, и исследует, как итерация f индуцирует специальный процесс, который автор и называет информационным потоком.

В [258] К. Мацумото рассматривает концепцию и определяет различные типы скоростей информационного потока, которые можно вычислить с помощью компьютеров. При этом под скоростью информационного потока подразумевается объем новой информации в единицу времени. При исследовании системы связанных одномерных отображений, полученных из экспериментальных данных в реакции Белоусова–Жаботинского, авторами показано, что скорость информационного потока эквивалентна колмогоровской энтропии K_S .

Другому аспекту информационного потока посвящена работа [259], в которой отмечается следующая особенность информации, порождаемой в численном эксперименте: изначально локализованная информация распространяется по всей системе с течением времени. Первый тип информационной структуры обнаружен в логистическом отображении и характеризуется линейной релаксацией начальной информации. Переменная теряет постоянный объем начальной информации на каждой итерации отображения. Второй тип характеризуется экспоненциальной релаксацией начальной информации. Переменная теряет постоянную долю оставшейся информации на каждой итерации отображения. Этот тип информационной структуры обнаружен в отображении Белоусова–Жаботинского и типичен, с точки зрения авторов, для перемежающегося хаоса.

Еще одна причина, связанная с необходимостью посмотреть на динамический хаос, с информационной точки зрения – наличие естественных объектов с детерминированной хаотической динамикой [260, 261] или со смешанной динамикой, содержащей в себе как детерминированный хаос, так и случайный процесс. Как правило, имеется одномерный сигнал, и требуется его обработка для получения более или менее детальной информации о свойствах динамики объекта. Такая обработка представляет собой способ получения информации об изучаемом объекте по хаотическому процессу, происходящему в нем.

1.3 Принципы записи и хранения информации в динамических системах

Обсудим представления о механизмах обработки информации с использованием сложной динамики, следуя в основном качественному рассмотрению Дж. Николиса [82–84] и анализу этой проблемы, проведенному У. Фримэном с соавторами [85, 234, 237].

При проектировании «самоорганизующихся» систем первостепенное значение приобретает определение «теоретического минимума» сложности «аппаратной реализации» систем C_h , необходимого для обеспечения заданного функционального репертуара (сложности «программного обеспечения» C_s). В общем случае предполагается, что кривая $C_h = f(C_s)$ монотонно возрастает, причем крутизна роста определяется конкретным «механизмом межэлементных связей» или архитектурой данной системы. Это убеждение традиционно связано с техникой связи, в которой акт обработки информации включает в себя последовательность «расширения» и «сжатия» пространства состояний, т.е. увеличения и последующего сокращения числа степеней свободы передаваемого сигнала.

Действительно, с передающей стороны усилия, направленные на эффективное кодирование, требуют ортогональности «слов» – элементов репертуара передатчика. Это достигается путем увеличения ширины полосы W и времени передачи T_0 , вследствие чего возрастает и размерность $2WT$ пространства состояний, в котором отдельные слова (временные сигналы, представленные в дискретном цифровом виде с помощью теоремы Котельникова о выборке) фигурируют в качестве гипервекторов.

На принимающем конце происходит «сжатие», сводящееся к серии сверток входящего (зашумленного) сигнала и каждого члена (слова) из репертуара передатчика. Так как отдельные слова взаимно ортогональны, перечисленные выше операции позволяют приемнику обнаруживать и исправлять многократные, хотя и конечной кратности, ошибки, которые встречаются в принятом сигнале из-за шума в канале.

Однако биологические организмы даже с весьма простой нервной системой («аппаратной реализацией») обладают весьма внушительным и сложным репертуаром режимов поведения. Возникает подозрение, что существуют системы, которые обрабатывают информацию по алгоритмам, построенным по другим принципам, чем созданные человеком артефакты, т.е. не на повышении сложности «аппаратной реализации» во имя достижения большей сложности поведения.

Новый альтернативный теоретический принцип, удовлетворяющий требованию сочетания широкого функционального репертуара с очень простой «аппаратурной реализацией», основан на том, что информацию порождает не только утрата системой степеней свободы, но и увеличение разрешающей способности в системах с малым числом степеней свободы.

Надежная обработка информации опирается на существование «хорошего» кода или языка: набора рекуррентных правил, порождающих информацию (например, аperiodические строки символов) на данном иерархическом уровне и сжимающих ее на более высоком когнитивном (познавательном) уровне. Чтобы удовлетворить этим требованиям, язык

должен в любой момент находить оптимальное соотношение между стохастичностью (разнообразием) и способностью обнаруживать и исправлять ошибки (памятью).

В [86] подчеркивается, что в случае аттрактора, моделирующего некоторые аспекты когнитивной системы, необходимо выполнение двух основных требований: большой емкости хранения и хорошей сжимаемости. Если обратиться к простейшим аттракторам (в каком-либо N -мерном пространстве), а именно к устойчивой точке и предельному циклу, имеющим информационную размерность нуль и единицу, то они, по мнению автора, очень плохи для хранения информации из-за малой емкости. Но поскольку они обладают только неположительными ляпуновскими экспонентами, они идеальны как средство, сжимающее информацию. Так как странные аттракторы имеют комбинацию положительных и отрицательных ляпуновских экспонент, то в некоторой степени могут удовлетворять обоим требованиям. Они могут обладать значительной информационной емкостью, и это делает их подходящими для хранения информации. С другой стороны, будучи «аттракторами», т.е. обладая также отрицательными ляпуновскими экспонентами λ_- такими, что $-\lambda_- > \lambda_+$, могут служить для сжатия информации.

В любом когнитивном процессе приемник предназначен для «разгадывания» кода входящего сигнала, т.е. «сжатия» для максимально возможного абстрагирования содержащегося в сигнале описания и достижения за счет этого более высокой предсказуемости. Достижение сжатия сводится к формированию коллективных свойств из переменных анализируемого сигнала.

Можно утверждать, что в окрестности стационарных состояний и периодических орбит «когнитивная машина» останавливается. Возникает закливание, но функция плотности вероятности узкая, и режим среднего поля дает вполне удовлетворительное приближение: абстракции формируются безупречно.

В окрестности бифуркаций «стационарные состояния \Leftrightarrow предельные циклы \Leftrightarrow хаос» когнитивная машина заходит в тупик: функция плотности вероятности «взрывается», режим среднего поля перестает существовать, и абстракции, т.е. кросс-корреляции, не могут формироваться однозначно. Система на уровне коллективных свойств турбулентна в том смысле, что требует для своего описания столько же степеней свободы, сколько их было на уровне индивидуальных (неколлективных) переменных. Например, у функции с плотностью вероятности $f(x)$ появляются два или несколько «горбов», или она приобретает гиперболическую форму и тогда медиана перестает быть наиболее вероятным значением. «Макроописание» ведется на уровне, требующем столько степеней свободы моментов распределения вероятности, сколько их необходимо на более низком иерархическом уровне. Именно это обстоятельство имеют в виду, когда говорят, что динамика на двух

иерархических уровнях перемешивается, описания, принадлежащие двум различным иерархическим уровням вблизи точки бифуркации становятся неотличимыми.

В самоподдерживающемся устойчивом хаосе ситуация не обязательно такая же, ибо информация производится по одним переменным, а сжимается по другим. Тем не менее, перспектива широкой функции распределения вероятности со многими пиками в какой-то мере оправдывает нежелание применять предлагаемую модель в качестве надежного процессора. В [82] автор считает, что наилучшей моделью такой информационной системы был бы режим перемежаемости и метастабильного хаоса.

Перемежаемость моделирует способ действия сканирующего устройства, неспособного достичь идеального захвата или устойчивой точки синхронизации. В тот момент, когда предельный цикл в пространстве состояний должен замкнуться, вмешивается конкурирующий процесс и разрушает регулярную траекторию. Затем система вновь возвращается в окрестность предельного цикла (возможно другого), и все начинается сначала. Через некоторое время происходит новая «вспышка», система переходит к «турбулентному хаосу», после чего выходит на другой предельный цикл, и т.д. Временная последовательность смены хаотических и регулярных режимов носит случайный характер.

Под метастабильным хаосом, реализующимся в некоторых окнах пространства управляющих параметров, понимается переходный режим, время затухания которого имеет экспоненциальное распределение. После начального периода нерегулярных колебаний почти каждая траектория выходит на периодическую орбиту.

В некоторых ситуациях режим метастабильного хаоса может переходить в стационарный или в другой режим, также хаотический, но обладающий существенно иными свойствами. Возможен и такой случай, когда новый режим оказывается метастабильным и переходит в третий или возвращается к исходному режиму.

Система обработки информации (аналоговая или цифровая) представляет собой когнитивное устройство, которое выявляет и отождествляет параметры неизвестного сигнала или «образа», обычно искаженного тепловым равновесным шумом. Для решения этой задачи система должна выполнить три разные операции в такой последовательности.

1. Произвести «изнутри» самого себя широкий набор разнообразных (пространственно-временных) образов (шаблонов).
2. Установить кросс-корреляцию, т.е. «сжать» каждый из этих образов с поступающим сигналом.
3. На основании ранее установленных критериев «проверки гипотез» или «консенсуса» выбрать или отфильтровать образ, дающий наибольшую кросс-корреляцию с неизвестным сигналом.

При слежении за сигналом существенное значение имеет измерение времени живым организмом – «тайминг». Это означает, что существование самоподдерживающихся нелинейных диссипативных осцилляторов, т.е. элементов с притягивающим поведением, на уровне «аппаратной реализации» информационной системы является предпосылкой когнитивной операции.

Функционально устойчивый осциллятор в противоположность статичным устройствам (типа переключателей с двумя состояниями «включено» – «выключено») обладает рядом эволюционных преимуществ: например, он может служить датчиком времени, динамическим хранилищем информации (динамической памятью) и при запуске с помощью очень простых раздражителей вызывать необычно широкий спектр сложных схем поведения.

Из соображений экономичности необходимо, чтобы локально порождаемые динамические структуры – аттракторы информационной системы не существовали в «готовом виде», а возникали после запроса (запуска) поступающими извне стимулами из некоторого запаса динамических элементов в соответствии с основополагающими весьма простыми правилами (алгоритмами или «схемами») комбинирования этих элементов.

Дж. Николис так описывает возможную модель информационного процессора, действующего в мозгу. Отдельные нейронные осцилляторы в коре головного мозга образуют упомянутый выше запас динамических элементов. Кроме того, таламокортикальный осциллятор является адаптивным элементом, выполняющим две различные операции.

1. Он выполняет роль ритмоводителя, приводящего к образованию внутренних синхронизированных, или когерентных пространственно-временных нейронных структур. Обеспечивая когерентность таких нейронных групп, ритмоводитель помогает им подниматься над уровнем окружающего теплового шума и выделяться среди существующих соседних нейронных образований за короткие интервалы времени (о возможной роли ритмоводителя см. также [87]).

2. Он создает рекуррентные правила, управляющие последовательностью появления этих когерентных структур в соответствии с некоторой мультиплексной схемой с разделенным временем.

Можно лишь теоретизировать о том, как такой процесс самоорганизации и образования категорий осуществляется через множество сосуществующих странных аттракторов в когнитивном аппарате. Каждый аттрактор притягивает к себе (и тем самым сжимает) узкое подмножество «начальных условий», совокупность которых составляет множество всех внешних сигналов.

Попытаемся теперь в общих чертах описать динамический эквивалент информационного канала, осуществляющего отображение между множеством сигналов «передатчика» и множеством режимов «приемника», или когнитивного устройства, играющего роль банка памяти. (Напомним, что согласно «статической» теории информации Шеннона информационный канал осуществляет взаимно однозначное отображение между передатчиком и приемником и отнюдь не связан с актом когнитивной деятельности. Единственное назначение информационного канала сводится к копированию передаваемых сигналов, какие они есть, на принимающем конце с максимальной надежностью).

Предположим, что множество передаваемых сигналов отождествляется с множеством начальных условий в N -мерном пространстве состояний, где N – число переменных, описывающих рассматриваемое явление. Приемник (когнитивный аппарат) отождествляется с множеством аттракторов гораздо меньшей размерности, погруженных в качестве инвариантных компактных подмножеств в то же самое N -мерное пространство состояний.

Падение на аттрактор по истечении короткого или продолжительного переходного периода в пространстве состояний соответствует акту все большего абстрагирования сигнала (его сжатию). Возникает вопрос: что можно сказать о динамическом аналоге, изоморфном «каналу»? Как множество начальных условий (сигналов) распределено среди различных категорий, т.е. среди более чем одного сосуществующего аттрактора (стационарных состояний, предельных циклов, торов или странных аттракторов)? Необходимо иметь в виду, что отображение между сигналами и аттракторами или «шаблонами» не взаимно однозначно: целые подмножества (начальных условий) области притяжения стягиваются к одному и только к одному аттрактору. Возможен и другой вариант: некоторые точки области притяжения могут вечно или бесконечно долго описывать переходную траекторию, не притягиваясь к аттрактору, или даже устремляться к бесконечности. Как установить, какое из подмножеств области притяжения притянется к аттрактору?

Очень простой частный случай (два простых аттрактора, два стационарных состояния) рассмотрен в [88]: проанализировав двумерное необратимое отображение—«канал», авторы обнаружили фрактальную границу между двумя подмножествами области притяжения.

Существенным результатом их работы стало ясное понимание того, что точность, с которой известно данное начальное условие, может иметь решающее значение для предсказания конечного аттрактора, на который выходит данное начальное состояние. Это означает, что иногда для надежного предсказания того аттрактора «компрессора», с которым связано наблюдаемое явление, требуется необычайно высокая точность. Дж. Николис полагает, что в рассматриваемой модели множество аттракторов играет роль хранящихся

в динамике мозга «эталонных структур», с которыми сравниваются («свертываются») поступающие извне сигналы. Этот процесс может быть осуществлен на одной иерархической ступени; на следующей ступени аттракторы (если их много на нижнем уровне) образуют гиперобласть притяжения для новой иерархии меньшего числа гиператтракторов и т.д.

Зная размерность пространства состояний поступающих сигналов и фрактальные размерности соответствующих аттракторов, можно в каждом отдельном случае оценить (среднюю) степень сжатия, которому подвергается данный N -мерный сигнал. Кроме того, исследуя топологию сепаратрис в области притяжения, можно вычислить неопределенность (или количество извлекаемой информации), связанную с той категорией, которой принадлежит данный сигнал.

Сходный с Дж. Николисом взгляд на природу обработки информации в нейронных системах и мозге развивается У. Фримэном [85, 234, 237]. Кроме качественного анализа он использует экспериментальные данные и результаты компьютерного моделирования, относящиеся к исследованию обонятельной системы животных. Отмечается, что современные коннективистские модели (модели взаимодействия) дают новое, альтернативное объяснение цифровому компьютеру как модели для функций мозга.

Данные исследований ЭЭГ по обонятельной системе предполагают, что мозг может использовать вычислительные механизмы, подобные тем, которые найдены в коннективистских моделях. Авторы обсуждают эти данные и развивают модель нейронной динамики, связанной с распознаванием и различением запахов. Результаты их исследования указывают на существование сенсорной и специфической моторной информации в физическом пространстве ЭЭГ-активности и влекут к новым философским метафорам и технике анализа. Особое внимание уделено в модели хаотической нейронной активности. Выдвигается гипотеза, что хаотическое поведение служит существенным базовым состоянием для нейронного перцептуального аппарата, и предлагается механизм для получения новых форм структурной активности, соответствующей новым запоминаемым запахам.

В [237] проведено компьютерное моделирование динамики распределенной модели обонятельной системы, которое помогает понять роль хаоса в биологическом распознавании структур. Модель представляет собой систему связанных нелинейных дифференциальных уравнений со многими переменными и параметрами, которые допускают множественные хаотические состояния низкой размерности.

Соответствующее множество параметров идентифицировано с помощью компьютерных экспериментов вместе с биологическими измерениями. Модель обонятельной системы содержит широкий глобальный хаотический аттрактор с множественными «крыль-

ями». Центральная часть аттрактора представляет собой базисную хаотическую активность, которая моделирует ЭЭГ-активность обонятельной системы при нулевом входе возбуждения, так что для системы нет необходимости «уходить от» или возвращаться к «дремлющему» равновесному состоянию каждый раз, когда на входе появляется сигнал (через ингаляцию). Каждое из крыльев может быть либо близким к предельному циклу (узкополосный хаос), либо широкополосным хаосом.

Воспроизводимая пространственная структура вблизи каждого предельного цикла определена шаблоном, сформированным в системе. Новый вход без шаблона активизирует систему либо к ее воспроизводимому крылу, близкому к предельному циклу, либо к широкополосному хаотическому крылу. Распознавание структуры в системе может рассматриваться как переход от одного крыла к другому, что продемонстрировано в компьютерном моделировании. Временные серии демонстрации аттрактора являются ЭЭГ-подобными структурами с фрактальными размерностями.

Остановимся на важных результатах компьютерного моделирования.

Масштабная инвариантность. Она важна для практических приложений и правдоподобности модели. Разные виды живых организмов имеют различное число нейронов, кроме того, у конкретного животного число нейронов уменьшается с возрастом. Масштабно-инвариантное свойство состоит в том, что принципы распознавания структур в различных системах подобны. Это продемонстрировано на примерах моделей с различным числом нейронов [237].

Независимость от начальных условий. Искусственную систему можно повторно вернуть к конкретным начальным условиям, однако для живого организма это невозможно. Поэтому правдоподобно предположить, что восприятие и познание в организме не зависит от начальных условий до тех пор, пока начальные условия находятся в определенных пределах. Этим свойством предложенная модель обладает. Независимость от начальных условий означает, что каждое крыло имеет собственный бассейн. Это делает возможным распознавание структур, так же как и воспроизведение структуры по ее части. Отмеченное свойство позволяет системе также классифицировать непрерывные последовательности стимулов.

Авторы предполагают, хотя и не имеют строгих доказательств, что биологические хаотические системы производят распознавание структур лучше, чем системы, находящиеся в равновесии и в состоянии регулярных колебаний. Это связано с тем, что хаос производит «беспокойное» состояние, которое позволяет биологической сенсорной системе достичь любого состояния и производить «изменчивость», и дающее системе возможность

быстро откликаться на любые стимулы, т.е. хаос служит мозгу для поддержания основы неожиданных и непредсказуемых новых входов.

Сходные выводы сделаны и в [262] на основе анализа функционирования систем, состоящих из малого числа нейронов. В работе приводятся аргументы в пользу того, что сам по себе динамический хаос живым системам, возможно, и не нужен, однако принципиальным моментом для различных нервных структур является тот факт, что они работают на границе (а зачастую и за границей) неустойчивости. Это и дает им исключительные возможности в адаптивности, способность совершать быстрые переходы с одной моды поведения на другую и само разнообразие мод.

Еще одним направлением изучения процессов обработки информации на основе сложной динамики является исследование искусственных нейроподобных сетей с хаотическим поведением. Так, в [239] предлагается модель нейронной цепи, которая может формировать память без «учителя» для последующего к ней (памяти) обращения. Показано, что макроскопический порядок модели является детерминированным хаосом, образовавшимся вследствие разрушения тора, и эта разновидность хаоса может быть эффективно использована для поиска следов памяти. Предварительные вычисления эффективности памяти, определяемой как средняя скорость поиска следа всех запомненных образов, показали, что хаотические поиски являются гораздо более эффективными по сравнению с квазипериодическими. Полученные авторами результаты означают, что детерминированный макроскопический хаос используется как средство поиска в памяти и вполне может иметь место в мозговой деятельности.

В [263] представлены результаты исследования нейронной модели, которая распознает: а) известные входные образы при низких уровнях шума; б) недостаточно хорошо известные входные образы при более высоких уровнях шума (имея на выходе или сильно зашумленное состояние, или хаотическое). Авторы вводят новый класс случайной динамики нейронных цепей, который содержит механизмы проверки новизны и контроль уровня шума, а также допускает саморегуляцию точности распознавания.

Работа [264] посвящена исследованию динамики нейронной цепи с дискретным временем. В работе обсуждается проблема использования рекуррентной нейронной цепи как временной ассоциативной памяти. Подчеркивается, что нейронные цепи с хаотической динамикой могут быть важны в этом случае. Так, полезным для ассоциативной памяти могло бы оказаться явление перемежаемости. При таком сценарии перехода к хаосу фиксированная точка совершает тангенциальную бифуркацию и результирующий аттрактор имеет длинную регулярную фазу, перемежаемую короткими всплесками нерегулярного движения. Это свойство могло бы быть полезным для ассоциативной памяти с временной

зависимостью, так как оно обеспечило бы механизм движения от фазы памяти к хаосу спустя некоторый момент времени после обращения к ней без каких-либо внешних стимулов.

Еще один пример исследования динамики нейронных сетей приведен в [265], где в качестве параметров порядка рассматриваются корреляции между записываемыми образами.

Таким образом, качественный анализ, экспериментальные данные, основанные на ЭЭГ, и результаты компьютерного моделирования показывают, что многие явления и процессы в системах с динамическим хаосом используются живыми организмами и могут применяться в искусственных системах для обеспечения их функционирования в изменяющейся окружающей среде. Последнее означает эффективность систем с хаосом при обработке информации в широком смысле. Вместе с тем правомерность тех или иных гипотез о механизмах обработки информации на основе хаоса и сложной динамики может быть доказана или опровергнута только при анализе конкретных моделей. Поэтому возникает потребность в разработке простых математических моделей, отражающих основные характерные свойства процессов обработки информации в нелинейных динамических системах. В данной диссертационной работе в качестве таких математических моделей используются одномерные и многомерные отображения.

1.4 Иерархическая модель интеллекта на основе динамических принципов для технической реализации

При анализе принципов обработки информации с позиций нелинейной динамики внимание привлекает книга Дж. Хокинса «Об интеллекте» [266]. Особенностью этой книги является мотивация ее автора, который формулирует задачу технической реализации по-настоящему интеллектуальных машин. Проанализировав и переосмыслив современные представления о работе головного мозга и результаты последних исследований нейрофизиологов, Хокинс предложил модель интеллекта, которая в будущем могла бы быть реализована в виде технического устройства, например, «микросхемы».

Книга посвящена поиску подходов к решению этой задачи. Для этого автор хочет сначала определиться, что можно считать интеллектом, и на что должны быть способны интеллектуальные машины. Первым делом, он анализирует предшествующие технические подходы к их созданию. Начинает он с компьютеров и с концепции универсальных вычислений Тьюринга. Хокинс утверждает, что классические компьютеры являются чисто вычислительными устройствами и никогда не станут интеллектуальными. В концепции

универсальных вычислений Тьюринга утверждается, что все компьютеры функционально эквивалентны, а их техническая природа неважна. Первым по времени практическим подходом к созданию интеллектуальных машин были работы над искусственным интеллектом (ИИ). В той парадигме предполагалось, что мозг – это компьютер, а искусственная интеллектуальная система должна демонстрировать человекоподобное поведение. Основная надежда была связана с тем, что при превышении некоторого критического уровня сложности вычислительной системы (или сети) произойдет самозарождение сознания. Однако пока попытки построения ИИ не дали результатов.

Следующим подходом были нейронные сети. Хокинс считает, что это был существенный шаг вперед в изучении мозга по сравнению с ИИ. Структура нейронных сетей очень близка к реальным нервным сетям. Однако автор книги быстро разочаровался и в нейронных сетях. С его точки зрения, основные проблемы с подходом нейронных сетей, как и программ ИИ, связаны с концентрацией на поведении. Предполагается, что интеллект заключается в поведении, которое программа или нейронная сеть демонстрируют после обработки заданного входного сигнала (идея Тьюринга, что поведение эквивалентно интеллекту).

В то же время, по мнению автора книги интеллект это не только вопрос интеллектуальных действий (поведения): можно быть интеллектуальным, просто лежа в темноте, думая и понимая. Игнорировать то, что происходит в голове, и фокусироваться на поведении – серьезная помеха для понимания интеллекта и построения интеллектуальных машин.

Хокинс убежден, что при создании искусственных интеллектуальных систем необходимо ориентироваться на естественные интеллектуальные системы, а для этого необходимо прежде всего понять, как работает человеческий мозг.

Центральная роль в формировании интеллекта, по мнению автора книги, принадлежит внешней, эволюционно относительно новой части головного мозга – ее коре (neocortex). Дж. Хокинс полагает, что для понимания работы мозга существенны три вещи: включение времени в функции мозга, реализация обратной связи и соответствие физической архитектуре мозга (неокортекс организован как повторяющаяся иерархия).

Автор обращает внимание на класс нейронных сетей, реализующих автоассоциативную память, и отмечает два существенных свойства:

1. Возможность воспроизводить образ (запись) объекта по его фрагменту, и
2. Динамический характер этой памяти, который реализуется через *временные последовательности символов*.

С его точки зрения, люди изучают практически все как последовательность паттер-

нов, и предполагает, что мозг использует цепи, подобные автоассоциативной памяти.

Описывая строение мозга человека, Хокинс отмечает, что кора головного мозга (КГМ) (неокортекс) похожа на плотно скомканный кусок ткани размером с большую салфетку; ее толщина составляет около 2 мм; состоит она из 6 слоев; 1 кв. мм поверхности соответствует ~ 100 000 нейронов; общее число нейронов в коре человека порядка 30 млрд. В КГМ имеется множество *полунезависимых* функциональных зон, специализированных на определенных аспектах восприятия (слух, зрение) или обдумывания. Физически они расположены на нефиксированных участках, которые варьируются у разных людей, а функционально они выстроены в ветвящуюся иерархию.

Понятие функциональной иерархии является в теории автора критически важным. Все функциональные области коры находятся на одном и том же сжатом листе коры. Нижние области передают информацию наверх более высоким областям через определенные наборы соединений (паттерны связности), а верхние уровни посылают ее назад, к более низким областям, используя другие наборы соединений. В отдельных ветвях иерархии имеются также боковые («горизонтальные») связи между областями. Детальная карта коры показывает массу областей, связанных вместе в сложной иерархии.

Низшие из функциональных областей это первичные сенсорные зоны. Они обрабатывают информацию на самом базовом уровне. Например, визуальная информация поступает в кору через первичную визуальную область V1. Там происходит выделение таких низкоуровневых визуальных характеристик, как маленькие краевые сегменты, мелкомасштабные компоненты движения, бинокулярное несоответствие (для стерео зрения), цветовая информация и т.п. V1 направляет информацию дальше, вверх к зонам V2, V4 и IT, а также к группе других зон. Каждая из перечисленных зон имеет дело с более специальными и более абстрактными аспектами информации. Например, клетки в V4 соответствуют объектам средней сложности, подобным форме звезды в разном цвете. Зона MT специализируется на движении объектов. В более высоких эшелонах визуальной коры находятся зоны, которые реализуют запоминание всех типов объектов, таких, как лица, животные, инструменты, части тела и т.д.

Для всех чувств в мозге выстроена подобная иерархия. Со временем сенсорная информация поступает в «ассоциативные области», т.е. области коры, которые принимают информацию от более чем одного органа чувств.

Одно из самых важных открытий в науке о мозге, по мысли автора книги, сделано В. Маунткэстлом (V. Mountcastle. “An organizing principle for cerebral function: the unit model and the distributed system,” in: *The Mindful Brain*, G. Edelman and V. Mountcastle, Eds., pp. 7–50, The MIT Press, Cambridge, Mass, USA, 1978), который высказал мысль, что различные

области коры (слуховая, зрительная, осязательная и т.д.) выглядят одинаково, потому что они выполняют одни и те же базовые операции. В. Маунткасл предположил, что кора использует один и тот же вычислительный инструмент для того, чтобы выполнять все свои задачи. Фактически он утверждал, что причина, по которой одна область отличается от другой, заключается в том, с чем эта область связана, а не в том, что различны их базовые функции. Он заключил, что имеется *общая функция, общий алгоритм, который выполняется всеми кортикальными областями*. Дальнейшие свои построения автор книги строит на основе этого вывода.

Хокинс рассматривает принципы организации памяти и ее роль в интеллекте. Анализируя скорость работы нейронов мозга и сравнивая ее с компьютером, он приходит к выводу, что задача распознавания мозгом не может быть решена путем вычислений: на это просто нет времени. Единственная возможность для решения задачи – использовать входной паттерн в качестве «метки» или «начального условия» для нахождения и извлечения готового решения. Таким образом, кора в целом представляет собой систему памяти, а вовсе не компьютер. Вместо того чтобы вычислять ответы на проблемы, верхняя кора использует записи в памяти для решения проблем и выработки поведения. Имеются 4 атрибута памяти коры головного мозга, которые принципиально отличаются от компьютерной памяти.

- кора записывает последовательности паттернов;
- кора вызывает паттерны ассоциативно;
- кора записывает паттерны в инвариантной форме;
- кора записывает паттерны иерархически.

КГМ человека обладает огромной памятью, однако в каждый момент времени мы можем помнить только немного, но можем делать это в *ассоциативной последовательности*. Компьютерная память обычно не записывает последовательности паттернов. Кора делает записи последовательностей автоматически. Этот процесс является неотъемлемым аспектом системы памяти.

Наша память имеет автоассоциативную природу. Данный термин означает, что паттерны ассоциируются сами с собой. Такая система памяти может вызвать весь паттерн, когда дана только часть или входы искажены. Это может работать как для пространственных, так и для временных паттернов. В любой момент кусок может активировать целое. Таким образом, КГМ представляет собой сложную биологическую автоассоциативную память. В любой момент бодрствования каждая функциональная зона по существу ожидает поступления знакомых паттернов или их фрагментов. При появлении их «на входе»

мозг сразу переключаются на соответствующую реакцию. Это переключение не является нашим выбором.

Основное утверждение автора книги – это то, что наш мозг (как и мозг любого животного) постоянно занимается предсказанием (на всех уровнях) и сравнением предсказанной и доступной через органы чувств картины мира. Если реальная сенсорная картина не совпадает с предсказанием, мозг сосредотачивается на ошибке (и передает данные для ее решения более высоким уровням иерархии). Предсказание – это *первичная функция* верхней коры и основа интеллекта. Этот взгляд на мозг автор называет *структурой предсказывающей памяти* (memory-prediction framework) интеллекта.

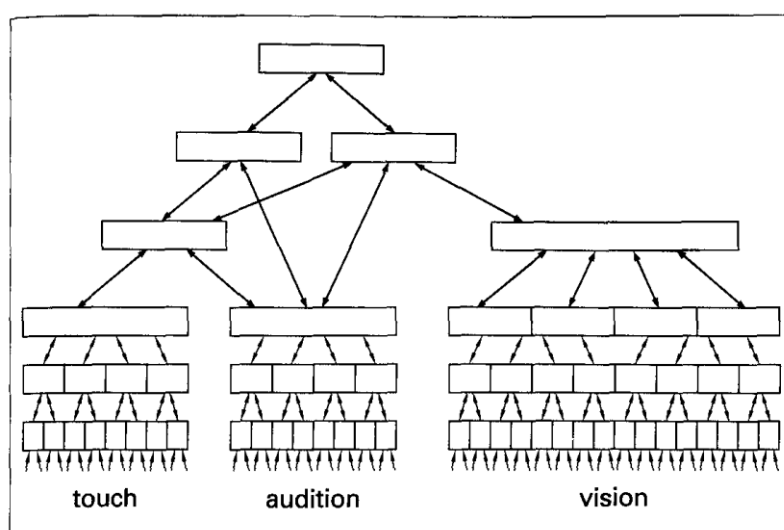


Рис. 1.1. Структура кортикальной иерархии, предложенная Дж. Хокинсом (из книги [266])

Как говорилось выше, КГМ содержит ряд функциональных областей: визуальная V, моторная МТ и т.д. Кора состоит из шести слоев, имеющих столбчатую структуру, т.е. функциональные области можно представить в виде множества отдельных колонок (столбиков), связанных направленными связями (см. рис. 1.1). Иначе, каждую функциональную область можно представить как стопку блинов, пронизанную соединениями. В нижних слоях коры обрабатывается сенсорная информация, при этом верхние отделы коры получают сходящиеся входы от двух или более сенсорных отделов, расположенных ниже их самих. Верхние слои коры являются ассоциативными областями, интегрирующими входы от разных сенсорных источников (слуховые плюс осязательные плюс зрительные). В реальном мозге человека кортикальные области пересекаются всевозможными способами. Фактически большая часть коры человека состоит из ассоциативных областей.

Традиционно физиологи, исследующие функциональные связи областей головного мозга, занимались вопросами поведения и поэтому исследовали только потоки информации, идущие вверх по коре от первичных сенсоров через многочисленные соединения

нейронов из нижележащих слоев с верхними. Заслуга Дж Хокинса в том, что он обратил внимание на то, что не менее велико и число связей в обратном направлении – сверху-вниз. Это привело его к идее о том, что сверху вниз по этой иерархической структуре памяти передается предсказание.

Наиболее важный результат предложенного описания кортикальной иерархии, по мнению Хокинса, заключается в том, что теперь можно сказать, что любой регион (область) коры формирует инвариантные представления. В старой интерпретации мы не имеем полного инвариантного представления – например, лица – до тех пор пока входы не достигнут верхнего слоя IT, который обозревает весь визуальный мир. Теперь мы можем сказать, что инвариантные представления повсеместны, они формируются в каждой кортикальной области.

Он говорит: «Вы можете думать о мире, двигаться по миру, и делать предсказания о будущем, потому что ваша кора построила модель мира. Одной из важнейших концепций в этой книге является то, что иерархическая структура коры записывает модель иерархической структуры реального мира. Упакованная структура мира отражается через упакованную структуру вашей коры».

Наш мозг обращается с абстрактными и с конкретными объектами одинаково. И те и другие – только последовательности паттернов, которые появляются вместе в определенное время в предсказуемой манере. Так как определенные входные паттерны и последовательности паттернов повторяются во времени, при соединении с верхним уровнем нижняя кортикальная группа передает в более высокие области коры не текущий паттерн, а его «имя». Таким образом, мозг может записывать последовательности последовательностей. Каждая область коры учит (запоминает) последовательности, конструирует то, что Хокинс называет «именами» знакомых последовательностей, и передает эти имена в следующие области выше по кортикальной иерархии.

«Имя» представляет собой группу клеток, коллективное зажигание которых представляет множество объектов в последовательности. Так долго пока входные паттерны являются частью предсказываемой последовательности, область представляет постоянное «имя» следующей более высокой зоне.

Это случается снова и снова, по мере того как мы двигаемся вверх по иерархической пирамиде. Одна область может распознать последовательность звуков, которые включают фонемы и передают паттерны, представляющие фонемы вверх, к следующей области. Следующая, более высокая область распознает последовательности фонем, чтобы образовывать слова. Следующая, более высокая область распознает последовательности слов, чтобы сформировать фразы, и т.д. Сворачиванием предсказывающих последовательностей в

«поименованные объекты» в каждой области иерархии мы достигаем все большей и большей стабильности, по мере того как продвигаемся вверх.

Противоположный эффект возникает, когда паттерн движется назад, вниз по иерархии: устойчивые паттерны «разворачиваются» в последовательности. Одиночный постоянный паттерн на вершине вашей моторной иерархии, в конечном счете, ведет к сложной и длинной последовательности звуков речи.

Хокинс останавливается также на роли таламуса и высказывает предположение, что пучок путей от неспецифических клеток таламуса к различным участкам коры в точности похож на обратные связи, которые дают моделям автоассоциативной памяти заучивать последовательности.

Эти три цепи – сходящиеся паттерны, движущиеся вверх по кортикальной иерархии; расходящиеся паттерны, движущиеся вниз по кортикальной иерархии и запаздывающая обратную связь через таламус – по мнению Хокинса являются основой интеллектуальных функций мозга.

В качестве конкретного механизма использования внешней информации для предсказания автор книги предлагает рассмотреть синхронизацию траектории внешней информацией. За счет ввода внешней информации устраняется неопределенность прогноза, порождаемая неустойчивостью траекторий.

Далее в книге Дж. Хокинс рассматривает различные вопросы сознания и творчества и приходит к выводу, что обнаруженные механизмы обработки информации в коре головного мозга могут быть воспроизведены в технических устройствах (на первых порах, в виде компьютерного эмулятора) и могут дать начало не просто вычислительным, а по-настоящему интеллектуальным искусственным системам.

Какие же выводы можно сделать из теории интеллекта, созданной Дж. Хокинсом, с точки зрения теории нелинейной динамики и детерминированного хаоса? Во-первых, в динамике мозга нет устойчивых регулярных положений равновесия (неподвижных точек). Поэтому связывать те или информационные образы со статическими объектами в нейронных структурах непродуктивно. Все процессы обработки информации в коре головного мозга являются динамическими. Во-вторых, при обучении или при обработке сенсорной информации на входы колонок коры некоторого уровня поступают паттерны (периодические паттерны) в виде временных последовательностей. Если поступивший на вход паттерн «опознается» данной нейронной ячейкой коры, она «зажигается», и на верхний уровень транслируется «имя» («индекс») данной ячейки. Исходя из этого описания, по-видимому, можно говорить о том, что информационным образам на определенном уровне коры соответствуют динамические объекты (периодические паттерны, циклы). В-третьих,

обработка информации мозгом осуществляется с помощью многоуровневой связанной иерархической структуры, причем временной масштаб на разных уровнях данной структуры разный: при перемещении по уровням снизу вверх частота информационных сигналов скачками уменьшается.

1.5 Выводы

В данном разделе проведен обзор научно-технической литературы, посвященной исследованию вопросов обработки информации в биологических нейронных системах, а также вопросам реализации искусственных информационных систем на основе идей нелинейной динамики.

Так, анализ электроэнцефалограмм с помощью инструментов нелинейной динамики (оценка размерностей, показателей Ляпунова, энтропии Колмогорова и т.п.) показал, что сигналы активности мозга можно описать как последовательность периодических или хаотических режимов, характеризующихся различными динамическими показателями и перемежающихся переходным хаосом на фоне шумового сигнала. Рассмотрены современные представления о ментальной деятельности и динамические системы, позволяющие моделировать отдельные аспекты обработки информации мозгом (переключение модальностей в гетероклиническом канале [250]).

Исследование систем с детерминированным хаосом свидетельствует также о тесной связи между теорией динамических систем и информационными процессами. Ряд основополагающих результатов динамической теории формулируется применительно к объектам, так или иначе связанным с информацией (например, производство информации хаотическими системами).

Анализ представлений о механизмах обработки информации с использованием сложной динамики, а также о принципах записи и хранения информации в динамических системах позволил сделать вывод об общности закономерностей информационных процессов в нелинейных системах со сложной динамикой и о возможности реализации рассмотренных механизмов обработки информации в динамических системах другой природы.

Сходные выводы сделаны и в работе Хокинса [266], посвященной исследованиям возможности создания интеллектуальных машин. Придя к выводу, что человеческий мозг не является вычислительным устройством, а скорее системой памяти со сложной системой выборки, Хокинс построил иерархическую модель, в которой информационные потоки от первичных сенсоров движутся вверх по иерархии и взаимодействуют с информаци-

онными потоками предсказаний, движущимися вниз. Информация в этой модели представлена динамическими паттернами, а сложность обработки перенесена в обширную систему разнонаправленных связей.

Может показаться, что рассмотренные в данной главе современные модели функционирования мозга, такие, как модели М. Рабиновича [247-250] и Дж. Хокинса [266], плохо стыкуются между собой, а также с исследованиями электроэнцефалограмм. Однако следует обратить внимание, что при измерении электроэнцефалограмм одно отведение охватывает участок клеток мозга площадью порядка 1 см^2 и регистрируемый сигнал, по свидетельствам нейрофизиологов [247], можно рассматривать как «среднее» по данному участку. Также и в модели [247], нейронная сеть строится не из отдельных нейронов мозга, а из некоторых условных нейронных областей (центров). Нетрудно представить, что в таком случае и в модели Хокинса случайный набор нейронов или колонок коры при усреднении будет давать сложный сигнал, содержащий в числе прочего периодические паттерны разных временных масштабов. Поэтому можно утверждать, что все рассмотренные подходы к описанию функционирования живых информационных систем непротиворечивы, и выбор подхода для создания искусственной системы обработки информации должен определяться спецификой решаемой исследователем задачи.

Таким образом, анализ экспериментальных данных и теоретических представлений показал, что многие явления и процессы в системах с динамическим хаосом используются живыми организмами и могут применяться в искусственных системах для обеспечения их функционирования в изменяющейся окружающей среде, что означает эффективность систем с хаосом при обработке информации в широком смысле. Это дает основания полагать, что идеи нелинейной динамики открывают возможность построения простых и эффективных искусственных динамических систем, реализующих различные процессы обработки информации с использованием хаоса.

Чрезвычайно плодотворными моделями в различных задачах нелинейной динамики являются отображения (гомеоморфизмы). Исходя из идеи общности закономерностей информационных процессов в нелинейных системах со сложной динамикой, в Главах 2 и 3 диссертации на основе отображений строится теория записи и обработки информации на динамических аттракторах (циклах и хаотических аттракторах) нелинейных динамических систем, в которой реализуются некоторые из рассмотренных в данном обзоре идей представления и обработки информации.

Глава 2. Динамические аттракторы нелинейных динамических систем для записи и хранения информации

Анализ представлений о механизмах обработки информации с использованием сложной динамики, результаты которого представлены в главе 1, позволил сделать вывод о возможности реализации этих механизмов в динамических системах разной природы. На основе анализа была выдвинута идея, что базовые функции обработки информации могут быть реализованы с помощью структурно более простых (по сравнению с нейронными сетями), но способных демонстрировать богатое поведение нелинейных динамических систем с хаосом. Этот подход связан с таким ключевым свойством хаотических колебаний, как динамический странный аттрактор, который можно рассматривать как «резервуар» периодических орбит, как счетное множество динамических объектов, которые можно использовать для кодирования информации.

В подходе, который вводится и развивается в данной работе, для хранения информации используются *динамические* многообразия в фазовом пространстве нелинейной динамической системы, такие, как циклы (периодические орбиты) и локальные хаотические аттракторы. При разработке такого подхода возникает необходимость проработать ряд существенных вопросов, связанных с алгоритмами ввода/извлечения информации, универсальностью, емкостью, реализацией различных функций обработки информации, возможностями работы с мультимедийной информацией (графика, звук) и т.д. Решению этих вопросов посвящены главы 2 и 3 диссертационной работы.

В данной главе излагается теория записи и обработки информации на динамических аттракторах искусственных нелинейных динамических систем. В разделе 2.1 рассматриваются идеи «ввода» информации в динамические системы, анализируются объекты в фазовом пространстве, с которыми можно связать информацию. В разделе 2.2 изложены принципы и алгоритмы записи информации на циклах одномерных отображений, а в разделе 2.3 обсуждается запись информации в многомерных отображениях. Затем подробно исследуются вопросы информационной емкости предложенных алгоритмов записи (раздел 2.4); способы извлечения записанной информации из динамических систем (раздел 2.5); вопросы увеличения емкости записи путем специального кодирования информационных блоков (раздел 2.6); алгоритмы последовательной записи информации (раздел 2.7). В разделе 2.8 приведены результаты исследования динамики систем с записанной информацией.

2.1 Статические и динамические аттракторы как носители информации

Идея записи информации в динамических системах заключается в том, что записываемым информационным объектам ставятся в соответствие объекты в фазовом пространстве системы, и в задачах обработки информации в этих системах в той или иной степени используется динамика систем.

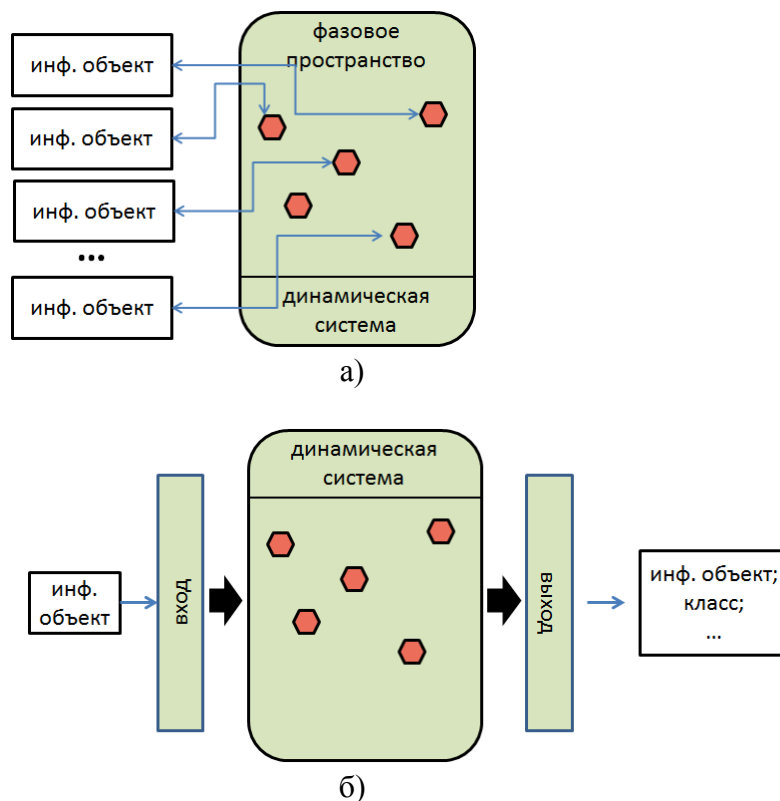


Рис. 2.1. Схематичное изображение этапов: а) записи и б) обработки информации в динамических системах

Реализация этой идеи включает, как минимум, два этапа: 1) этап записи (обучения, синтеза и т.п.), т.е. поиск или формирование соответствия между записываемой информацией и объектами динамической системы (см. рис. 2.1а); и 2) этап обработки информации с помощью данной динамической системы (см. рис. 2.1б), при котором на вход информационной системы поступает запрос, связанный с записанной информацией, в ответ на который, например, выдается записанный информационный объект или предъявленный объект классифицируется, или выдается похожая информация, или решается другая задача обработки информации.

В качестве объектов фазового пространства, которым ставятся в соответствие информационные образы, логично использовать, например, устойчивые многообразия – ат-

тракторы, притягивающие множества, к которым сходится фазовая траектория системы после некоторого переходного процесса. В работах, посвященных развитию данного подхода, до момента постановки данной работы и появления работ [267, 268, 178] использовались исключительно статические аттракторы (положения равновесия, равновесные состояния), представленные притягивающими точками в фазовом пространстве.

Например, запись информации в такой динамической системе, как нейроподобная сеть Хопфилда [119, 122] представляет собой следующую процедуру. Для набора образов $U = \{u_1, u_2, \dots, u_n\}$ выбирается нейронная сеть с числом элементов $N > \max(\text{size}(u_i))$, и выполняется процедура «обучения», заключающаяся в формировании матрицы весов межнейронных связей. Часть нейронов при этом выделяется во «вход» системы, а еще одна часть образует «выход» системы. После обучения, при «подаче» на вход системы образа из набора U после переходного процесса нейросеть сходится к положению равновесия (статическому аттрактору), и на выходе системы формируется записанный образ (см. рис. 2.1б). После обучения на вход системы можно подавать искаженные записанные образы (с ошибками), при этом на выходе системы появляется исходный записанный образ, что трактуется как «исправление ошибок», «распознавание» и т.д. Таким образом, динамика системы представляет собой переходный процесс сходимости к одной из притягивающих точек в фазовом пространстве.

Вообще говоря, количество выходных состояний может быть существенно меньше количества входных, тогда подобные искусственные нейронные сети могут быть использованы для задач классификации (подробнее обсуждается в главе 3). Нетрудно видеть, что статические аттракторы хорошо работают в задачах классификации, так как бассейн притяжения каждого положения равновесия фактически определяет множество входных образов, соответствующих одному классу. Однако это же свойство делает «неразличимыми» информационные объекты, попадающие в один класс. Неразличимость информационных объектов, в свою очередь, накладывает ограничения на информационную емкость записи. Если требуется не только записывать информационные образы в динамической системе, но и извлекать их, то для различения образов статический объект в фазовом пространстве должен содержать столько же информации, сколько ее содержит исходный информационный образ.

Приведем пример. Рассмотрим модель «ассоциативной памяти» на основе динамической системы. Пусть требуется записать блок информации I конечной длины L , представляющий собой фрагмент текста $I = \langle abcdt\dots \rangle$, который составлен из символов некоторого алфавита A конечной длины N , т.е. $A = \{s_1, s_2, \dots, s_N\}$. Чтобы сопоставить этому информационному блоку точку в фазовом пространстве динамической системы, его можно

представить в виде битовой последовательности $B_I = \alpha_1\alpha_2\alpha_3\dots$, $\alpha_i \in \{0, 1\}$, длина которой равна $L_2 = L \cdot m$, где $m = \log_2 N$ – количество бит для кодирования одного элемента алфавита (округляется вверх до целого). Эту битовую последовательность можно сопоставить некоторому двоичному числу $0.\alpha_1\alpha_2\alpha_3\dots$ диапазона $[0, 1]$. Очевидно, что точность представления информационного блока в виде точки в фазовом пространстве должна быть не меньше точности данного числа. Это становится особенно понятно, если в этой же динамической системе необходимо наряду с информационным блоком I записать блок I' , отличающийся от него на один символ. Для того чтобы сопоставить этим блокам разные объекты (точки) в фазовом пространстве динамической системы, а это необходимо для того, чтобы иметь возможность различать записанные информационные блоки, точность вычислений динамики системы должна быть не меньше точности представления соответствующих фазовых точек. Это означает, что все информационное содержание записываемого информационного объекта оказывается сосредоточено в координате соответствующей точки в фазовом пространстве динамической системы.

Чем длиннее информационный блок, тем большая точность требуется для представления его в виде статического объекта в фазовом пространстве динамической системы. Однако в искусственных информационных системах точность вычислений (точность представления чисел) имеет технические ограничения. Так, при вычислениях с двойной точностью (double precision) на представление мантиссы действительного числа отводится 52 бита. Это означает, что точка в одномерном фазовом пространстве не может представлять блок информации объемом более $L_2 = 52$ бит: откладывая числа на оси действительных чисел $x \in R^1$, невозможно записывать и извлекать информацию объемом более $L_2 = 52$ бит на точку.

Переход к фазовым пространствам большей размерности позволяет увеличить информационную емкость записи, за счет увеличения количества координат фазовой точки. Так, в рассмотренном выше случае в пространстве размерности N емкость записи возрастает до $L_{2\max} = 52N$ бит на фазовую точку. Тем не менее, как следует из этого примера, при записи на статических аттракторах всегда будет существовать ограничение на объем длину записываемой последовательности.

Выходом из этой ситуации является использование динамических объектов для записи информации, т.е. устойчивых и неустойчивых предельных циклов (периодических орбит) и странных аттракторов. В этом случае, записываемому информационному блоку соответствует отрезок фазовой траектории. Нетрудно видеть, что при этом снимаются ограничения на точность представления информационного объекта в фазовом пространстве и на объем записываемой информации. Однако извлечение информации при этом

требует времени, необходимого для расчета всей траектории, связанной с записываемым образом, в отличие от статического аттрактора (точки). Таким образом, происходит своего рода размен точности представления фазовой переменной на время извлечения записанного образа из динамической системы.

В наиболее наглядной форме запись информационных объектов на динамических аттракторах может быть выражена при записи текстового блока в системе с дискретным временем. Так как в этом случае траектория динамической системы также является дискретной, может быть установлено взаимно-однозначное соответствие между символами (или фрагментами) текста и точками цикла в фазовом пространстве динамической системы (см. рис. 2.2), а движение вдоль фазовой траектории соответствует движению вдоль информационного блока.

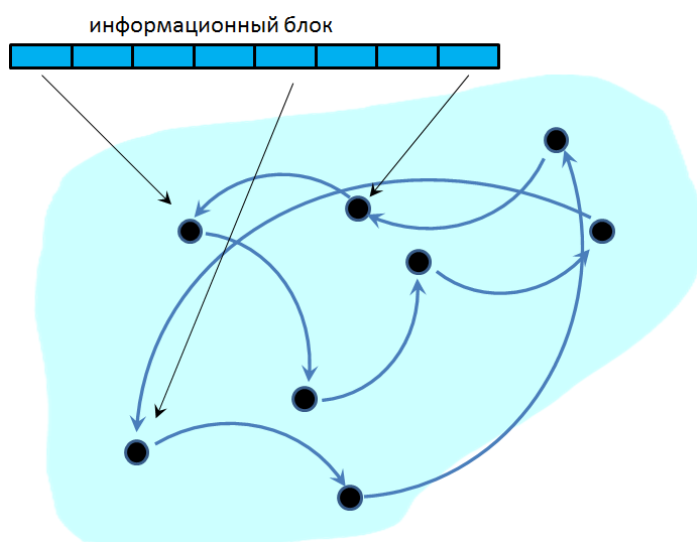


Рис. 2.2. Взаимно-однозначное соответствие фрагментов текста и точек цикла в фазовом пространстве

Если сравнивать процесс извлечения информации из динамической системы при записи на статических (фазовая точка) и динамических аттракторах (предельных циклах), то можно заметить, что доступ к циклу требует меньшего количества информации, так как при этом точка цикла определяется фрагментом записанного информационного блока. Однако, как говорилось выше, извлечение всего записанного блока информации требует расчета всей траектории.

Идея записи информации на динамических аттракторах и метод, реализующий ее, подробно рассматриваются в разделе 2.2, а в последующих разделах описываются расширения метода и результаты его исследования, изложенные в работах [171-181, 211-218, 269-271].

2.2 Принцип записи информации на циклах одномерных отображений

В общем виде идею записи информации на динамических аттракторах можно описать следующим образом. Согласно представлениям символической динамики [272, 273], фазовая траектория динамической системы, блуждающая по фазовому пространству и несущая информацию о динамике системы, может быть описана «символической» последовательностью, т.е. последовательностью символов некоторого алфавита, привязанных к различным областям фазового пространства. Для этого сначала производится разбиение фазового пространства на ряд смежных областей, каждой из которых присваивается свой символ алфавита. Попадание фазовой траектории в ту или иную область описывается соответствующим символом. Таким образом, вместо «полного» описания фазовой траектории в виде непрерывного сигнала или ряда получается существенно более компактное описание в виде символьной последовательности. При правильно выбранном разбиении символическое описание оказывается эквивалентным полному описанию [272, 273].

Например, для одномерного логистического отображения $x_{n+1} = ax_n(1-x_n)$ символическое описание порождается разбиением фазового пространства $S = [0, 1]$ на 2 равные смежные области: $S_1 = [0, 0,5)$ и $S_2 = [0,5, 1]$. Если отрезку S_1 сопоставить символ «0», а отрезку S_2 – символ «1», тогда генерируемый отображением числовой ряд $X = x_1, x_2, x_3, \dots$ описывается бинарной символьной последовательностью I . В теории доказываем [272], что оба описания взаимно однозначны, и что для логистического отображения с параметром $a = 4$ любые бинарные последовательности являются «разрешенными» (возможными), т.е. для любой бинарной последовательности конечной длины I существуют начальные условия x_0 , при старте с которых генерируется числовой ряд X , чьим символическим описанием является бинарная символьная последовательность I (при $a < 4$ это утверждение в общем случае уже не выполняется).

Поиск циклов нужного периода в известных отображениях является самостоятельной сложной задачей. При этом необходимо также принимать во внимание, что не все символьные последовательности могут оказаться разрешенными для конкретного отображения. Тем более непросто обеспечить взаимное соответствие записываемой информации и значений переменных отображения на цикле. Существенным также является вопрос об устойчивости информационных циклов.

Поэтому для записи информации на динамических траекториях (циклах) был предложен принципиально новый подход, заключающийся в синтезе (формировании) нелинейной динамической системы, в фазовом пространстве которой существуют необходи-

мые циклы, причем с регулируемой устойчивостью [267, 268, 178]. Сначала был предложен метод синтеза одномерного отображения, в дальнейшем метод был обобщен на отображения произвольной размерности [176, 177].

Синтез динамической системы состоит из нескольких этапов.

1. Выбор размерности, разбиение фазового пространства динамической системы на ряд смежных непересекающихся областей по количеству элементов алфавита N и взаимно-однозначное сопоставление этим областям элементов алфавита (см. рис. 2.3). При итерировании системы, попадание фазовой траектории x_i в ту или иную область трактуется как генерация или появление на «выходе» системы соответствующего символа.

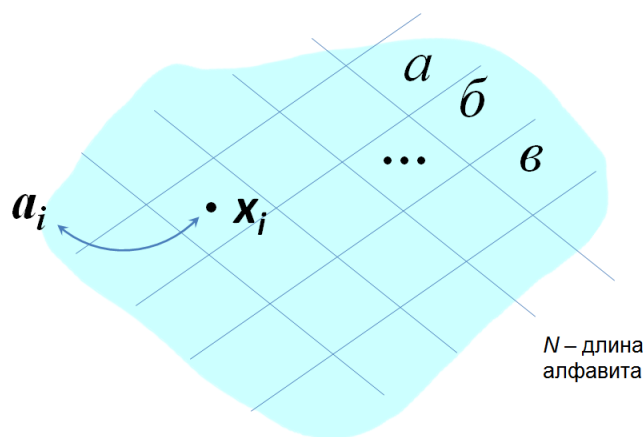


Рис. 2.3. Разбиение фазового пространства

2. Построение циклов, проходящих через центры соответствующих областей фазового пространства. На этом этапе может потребоваться устранение неоднозначностей в виде пересечения или самопересечения циклов путем кодирования исходных информационных последовательностей.

3. Управление устойчивостью построенных циклов путем формирования окрестностей точек циклов.

4. Формирование функции отображения.

2.2.1. Запись информации в одномерном отображении

В качестве примера рассмотрим алгоритм записи информации в одномерном отображении отрезка в себя [181]. Несмотря на простоту этой системы, продемонстрирована возможность записи информации на циклах отображения, показана возможность реализации ассоциативной памяти, распознавания образов и ряда других базовых функций обработки информации с использованием сложной динамики [171, 178, 181, 269].

Записываемая информация представляется в виде информационных блоков – конечных последовательностей (строк) вида

$$a_1 a_2 \dots a_n, \quad (2.1)$$

где $a_i \in A$; конечное упорядоченное множество $A = \{a_j, j = 1 \dots N\}$ далее будем называть алфавитом. В качестве алфавита может использоваться кириллица, латиница, различные системы счисления, набор иероглифов, нотная азбука, дискретная цветовая палитра и т.д. Примеры информационных блоков: слово «ХАОС» (алфавит – кириллица), десятичное число 1272561 (алфавит – цифры от 0 до 9).

При записи на замкнутую траекторию информационный блок (2.1) мысленно «сшивается» в кольцо, т.е. после последнего элемента a_n следует первый a_1 , или иначе $a_{i+n} = a_i$. Фрагментом информационного блока будем называть односвязный «отрезок» этого кольца.

К синтезируемой функции $f(x)$ одномерного отображения $x_{n+1} = f(x_n)$ с записанной информацией предъявляются следующие требования:

- предельный цикл, несущий информацию об информационном блоке длины n , последовательно проходит через n точек фазового пространства;
- между точками цикла и элементами информационного блока существует взаимно однозначное соответствие, особенно в случае, когда имеет место повторение одинаковых элементов в блоке или наборе блоков;
- обеспечивается устойчивость предельного цикла и сходимость к нему из некоторой области начальных условий.

Синтез одномерного отображения начинается с того, что отрезок $[0, 1]$ одномерного фазового пространства делится на N равных интервалов; каждому интервалу ставится в соответствие свой элемент алфавита. Для каждого из записываемых информационных блоков $a_1 a_2 \dots a_n$ строится цикл $\gamma_n = \{x_1, \dots, x_n\}$, каждая точка которого взаимно однозначно связана с соответствующим фрагментом информационного блока. После того, как в фазовом пространстве построен набор замкнутых траекторий-циклов, отвечающих записанным информационным блокам, конструируется собственно функция отображения $f(x)$.

Для того чтобы построить функцию отображения $f(x)$ с циклом периода n , проходящим через точки

$$x_1 x_2 \dots x_n, \quad (2.2)$$

необходимо на плоскость (X_m, X_{m+1}) нанести точки

$$(x_1, x_2), (x_2, x_3), \dots (x_i, x_{i+1}) \dots (x_n, x_{n+1}) \quad (2.3)$$

и провести через эти точки произвольную кривую $f(x)$. Это свойство позволяет построить отображение, содержащее произвольное число устойчивых и неустойчивых циклов заданных периодов, если элементы цикла не повторяются внутри одного периода.

Скелет функции отображения на плоскости (X_m, X_{m+1}) составляют точки циклов, т.е. пары последовательных точек (x_i, x_{i+1}) всех записываемых «информационных» циклов. Любая однозначная кривая, проходящая через эти точки, определяет функцию $f(x)$ одномерной динамической системы, удовлетворяющую первым двум требованиям, предъявляемым к функции отображения. Чтобы управлять устойчивостью цикла $\gamma_n = \{x_1, \dots, x_n\}$ одномерного отображения, нужно иметь возможность варьировать мультипликатор цикла M , в данном случае равный $M = f'(x_1) \cdot \dots \cdot f'(x_n)$. При $|M| < 1$ цикл устойчив, при $|M| > 1$ – неустойчив.

Поэтому, чтобы сделать цикл устойчивым и обеспечить гарантированную сходимость к нему из его окрестности, через точки (x_i, x_{i+1}) на плоскости (X_m, X_{m+1}) проводятся короткие отрезки с фиксированным наклоном s (далее называемые информативными участками). Варьируя наклон этих участков, можно управлять устойчивостью цикла. При $|s| < 1$ (т.е. наклон информативных участков меньше 45°) цикл устойчив; в противном случае цикл неустойчив.

Теперь остается определить функцию $f(x)$ на неинформативных участках фазового пространства. На этих участках функция может быть произвольной, так как динамика отображений вне информационных интервалов не представляет интереса. Основные пожелания к неинформативным участкам функции – это обеспечение перемешивания фазового пространства и отсутствие незапланированных аттракторов. В исходном варианте метода ставилось условие непрерывности функции $f(x)$, поэтому концы информативных участков последовательно соединяются между собой и с концами отрезка $[0, 1]$ (границами фазового пространства) прямыми линиями. После этого синтез функции $f(x)$ искомого одномерного отображения можно считать законченным.

Таким образом, функция отображения f с устойчивым циклом γ_n длины n состоит из n информативных участков с наклонами $|s| < 1$, соединенных между собой прямыми линиями. Длины проекций информативных отрезков на ось абсцисс равны $1/N$. По построе-

нию, предельный цикл, проходящий через середины отрезков, устойчив, так как его мультипликатор меньше единицы $|M| = |s^n| < 1$. Если элементы блока информации не повторяются, то проекции соответствующих отрезков на ось абсцисс не пересекаются, и тем самым обеспечивается непротиворечивость (однозначность) записи. Информативные интервалы (проекции информативных участков) принадлежат бассейну притяжения предельного цикла. Если начальное условие x_0 задано на одном из этих интервалов, соответствующая фазовая траектория очень быстро сойдется к циклу γ_n . Так как окрестность каждой из точек цикла соответствует некоторому элементу алфавита, получается однозначное соответствие предельного цикла информационному блоку (2.1).

Извлечение записанной информации (информационного блока $a_1 a_2 \dots a_n$) при движении динамической системы по циклу $\{x_1 x_2 \dots x_n\}$ осуществляется согласно правилу

$$a_i = [x_i \cdot M], \quad i = 1, \dots, n, \quad (2.4)$$

где $[\cdot]$ обозначает операцию взятия целой части.

При наличии нескольких информационных блоков процедура построения повторяется с учетом всех информативных отрезков. Поэтому при выборе начальных условий на информативных интервалах путем последовательного итерирования система однозначно выходит на соответствующий предельный цикл, производя «распознавание» записанного образа. Так как все циклы устойчивы, информационный поток при этом представляет собой циклическое воспроизведение информационного блока, записанного на этом предельном цикле. Для восстановления определенного информационного блока траектория должна начинаться с информативного интервала, принадлежащего именно этому блоку.

Если начальная точка x_0 не попадает на один из информативных интервалов отображения, начинается переходный процесс, завершающийся выходом на тот или иной устойчивый предельный цикл. Соответствующий информационный поток до выхода на цикл выглядит случайной последовательностью символов алфавита.

Проиллюстрируем принцип записи информации на предельных циклах одномерных отображений на примере записи информационного блока – слова «бег». В качестве алфавита используем подмножество русского алфавита $A = \{a, б, в, г, д, е, ж, з, и, к\}$ длины $N = 10$. Фазовым пространством данной динамической системы является единичный отрезок $I = [0, 1]$. Разделим фазовое пространство на $N=10$ отрезков длиной 0.1 и каждому из них поставим в соответствие свою букву алфавита (см. рис. 2.4). Попадание фазовой траектории на тот или иной отрезок фазового пространства будем интерпретировать как появление на «выходе» динамической системы соответствующего элемента алфавита.

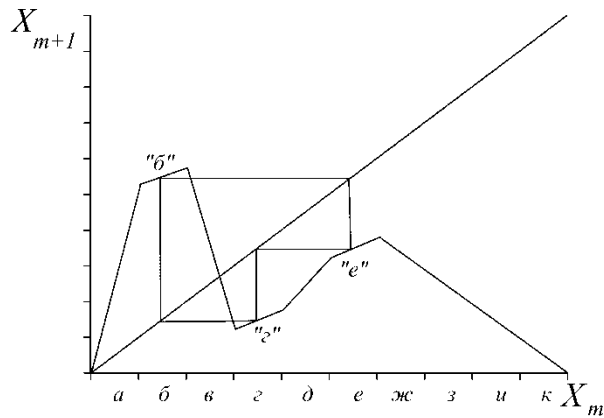


Рис. 2.4. Отображение с одним циклом, несущим слово «бег»

Для информационного блока «бег» построим цикл $\gamma_3 = \{x_1, x_2, x_3\} = \{0,15; 0,55; 0,35\}$, такой что каждая точка этого цикла однозначно связана с одним из элементов (фрагментом единичной длины) информационного блока, и представляет собой центр соответствующего региона $x_j = (m_j - 0,5)/N$, где m_j – порядковый номер элемента блока a_i в алфавите.

После того как в одномерном фазовом пространстве построен цикл, отвечающий записанному информационному блоку, построим функцию отображения $f(x)$. Для этого на плоскости (X_m, X_{m+1}) отложим точки вида (x_i, x_{i+1}) : $(0,15; 0,55)$, $(0,55; 0,35)$, $(0,35; 0,15)$. Через каждую из них проведем отрезок с наклоном $s = 0,5$, доходящий до границ информативного отрезка. Эти информативные отрезки образуют окрестность цикла и обеспечивают его устойчивость. Соединим концы информативных участков между собой и с концами отрезка $[0, 1]$ прямыми линиями. Синтез функции $f(x)$ одномерного отображения $x_{n+1} = f(x_n)$ закончен.

2.2.2. Уровень записи

Очевидно, что информационная емкость C описанного метода (т.е. максимальное количество информации, которое может быть записано) невелика. В любом случае, совокупная длина (в символах) всех записанных информационных блоков $C_{\text{пред}}$ не может превышать максимальное количество информативных интервалов, которое по построению равно N . Поэтому для увеличения емкости необходимо увеличить число информативных интервалов. В одномерном отображении это можно сделать только путем уменьшения их длины.

Еще одним обстоятельством, требующим модификации алгоритма записи, является возможность наличия одинаковых фрагментов в записываемых информационных блоках. При использовании описанного метода записи это приведет к пересечению циклов, что

вызывает неоднозначность и недопустимо в динамических системах. Например, в продолжение описанного выше примера (см. рис. 2.4), на одном отображении можно записать два слова – «бег» и «вид» на двух предельных циклах (алфавит $A = \{a, \bar{b}, \bar{v}, \dots, \kappa\}$, $N = 10$), а слова «бег» и «век» записать в одном отображении нельзя, так как два цикла будут пересекаться в точке $x = 0.55$ – в центре информативного интервала, соответствующего символу «е».

Обе проблемы (ограниченная информационная емкость записи и пересечение циклов) можно решить за счет усложнения описанной выше процедуры, введя понятие уровня записи. Описанную выше процедуру будем называть записью информации на уровне $q = 1$. При записи на уровне $q > 1$ каждая точка цикла $\gamma_n = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ определяется не одним символом информационного блока, а фрагментом из q символов, т.е. точка x_i определяется не одним символом a_i , а фрагментом $\{a_i a_{i+1} \dots a_{i+q-1}\}$. Чтобы вычислить эту точку, единичный отрезок I делится на N регионов первого уровня, которым ставятся в соответствие свои элементы алфавита. Каждый из этих регионов, в свою очередь, делится на N регионов второго уровня, и с каждым из них также сопоставляется свой элемент алфавита. Процедура повторяется до достижения q -го уровня. Размер интервала, отвечающего элементу записываемой информации, равен $1/N^q$.

Таким образом, элементу a_j информационного блока (2.1) соответствует информативный интервал $[x_j^L, x_j^R]$, где

$$x_j^L = \sum_{k=1}^q \frac{(m_{j+k-1} - 1)}{N^k}, \quad x_j^R = x_j^L + 1/N^q, \quad (2.5)$$

с учетом того, что $a_{j+n} = a_j$, а m_j – порядковый номер символа a_j в алфавите.

После того, как отображение построено, соответствие между точкой на информативном интервале и элементом алфавита по-прежнему описывается выражением (2.4).

Нетрудно видеть, что запись на уровне $q > 1$ отличается от записи на уровне $q = 1$ только эквивалентным увеличением длины алфавита до $N' = N^q$ (число фрагментов длиной q при алфавите длиной N). Соответственно, максимальное число информативных интервалов и предельная емкость записи увеличивается при этом также до $C_{\text{пред}} = N^q$.

Покажем теперь, как увеличение уровня записи позволяет решить проблему неоднозначности, которая возникает в том случае, когда в записываемых информационных блоках имеются повторяющиеся фрагменты. Рассмотрим снова два слова «бег» и «век», которые, как говорилось выше, не могут быть записаны в одном отображении на первом

уровне, так как соответствующие циклы будут пересекаться в центре информативного интервала, соответствующего символу «е».

Запись этой пары слов уже на втором уровне позволяет решить эту проблему. Для каждого информационного блока строим свой цикл $\gamma_n = \{x_1, \dots, x_j, \dots, x_n\}$, каждая точка x_j которого определяется не одним элементом информационного блока, а парой соседних элементов (фрагментом длины 2), т.е. $x_j = (m_j-1)/N + (m_{j+1} - 0,5)/N^2$. Чтобы вычислить эту точку, единичный отрезок I делим на N регионов первого уровня и ставим им в соответствие элементы алфавита. Каждый из этих регионов, в свою очередь, делим на N регионов второго уровня, и с каждым из них также сопоставляем свой элемент алфавита.

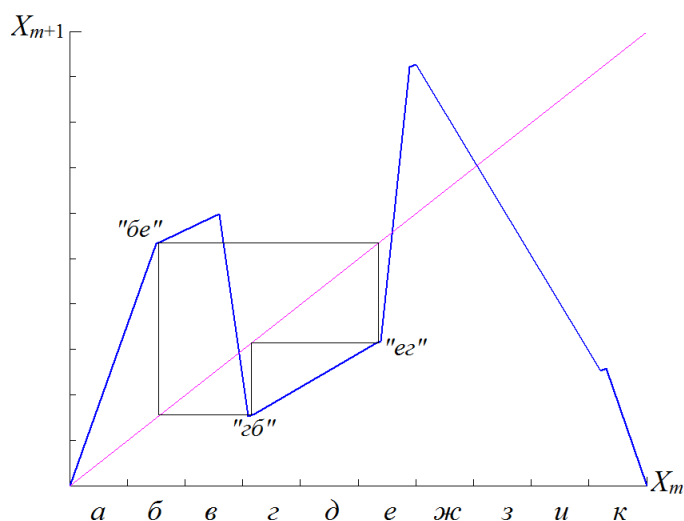


Рис. 2.5. Функция отображения: слова «бег» и «век» записаны на двух циклах на втором уровне (показан только цикл «бег»)

Для информационного блока «бег» три точки цикла γ_3^1 связаны с фрагментами «бе», «ег», «гб». Чтобы найти точку цикла, соответствующую фрагменту «бе», в регионе первого уровня «б» возьмем регион второго уровня «е», центр этого региона поставим в соответствие фрагменту «бе». Три точки второго цикла γ_3^2 связаны с фрагментами «ве», «ек», «кв». Выбрав центры соответствующих подинтервалов второго уровня, получим два цикла γ_3^1 и γ_3^2 , однозначно связанных с этими информационными блоками.

Чтобы построить функцию $f(x)$ отображения с этими циклами, отложим на плоскости (X_m, X_{m+1}) точки с координатами (x_j, x_{j+1}) , где x_j, x_{j+1} – последовательные точки циклов γ_3^1 и γ_3^2 . Для управления устойчивостью циклов через каждую такую точку проведем информативный отрезок с фиксированным наклоном s , как в примере 1, но на этот раз проведем его до границ участков уровня 2, т.е. длина информативных отрезков составит $N^{-2} = 0.01$.

Синтез функции $f(x)$ завершается последовательным соединением концов информативных отрезков между собой и с концами единичного отрезка прямыми линиями (см. рис. 2.5).

Как следует из описанного подхода, метод записи информации на циклах отображений теоретически позволяет записывать любые наборы информационных блоков, в том числе содержащие повторяющиеся фрагменты. Если длина повторяющихся фрагментов в записываемых информационных блоках равна m , то, как показано выше, такие блоки могут быть записаны на уровне $q \geq m+1$, т.е. всегда можно выбрать уровень записи, снимающий проблему наличия повторяющихся фрагментов. Таким образом, модификация исходного метода записи путем записи информации на уровне выше первого, позволяет существенно увеличить емкость записи и устранить проблему с наличием повторяющихся фрагментов в записываемой информации.

Поэтому выбор уровня записи q определяется, во-первых, требованием однозначности функции отображения $f(x)$ (ограничение снизу), во-вторых, точностью вычислений (ограничение сверху), поскольку с ростом уровня записи уменьшается длина информативных интервалов.

2.3 Синтез многомерных отображений с записанной информацией

В предыдущем разделе для увеличения емкости записи и обеспечения возможности записи информационных блоков с повторяющимися фрагментами введено понятие уровня записи q и предложен метод записи информации на циклах одномерного отображения на уровне $q > 1$. Показано, что с увеличением уровня записи q предельная емкость записи $C_{\text{пред}}$ растет как $C_{\text{пред}} \sim N^q$, где N – длина алфавита. Также показано, что если длина повторяющихся фрагментов в записываемых информационных блоках равна m , то такие блоки могут быть записаны на уровне $q > m$. Таким образом, для любого набора информационных блоков можно выбрать достаточно большой уровень записи q , позволяющий записать данный блок.

Однако в реальных условиях существуют технические ограничения на величину уровня записи q . При увеличении q уменьшается размер информативных интервалов $l = N^{-q}$. Естественно, он не может быть меньше точности вычислений ε , более того, для надежных вычислений должно соблюдаться условие $l \gg \varepsilon$. Например, при вычислениях с плавающей точкой (floating-point) с 32-битным представлением чисел (single precision) точность составляет $\varepsilon \approx 10^{-7}$, а при 64-битном (double precision) – $\varepsilon \approx 10^{-16}$. Это означает,

что при использовании алфавита длины $N = 10$ в первом случае уровень записи q не должен превышать 6, а во втором – 16. Может показаться, что это достаточно мягкие ограничения, однако при использовании в качестве алфавита набора ASCII-кодов, который имеет существенно большую длину $N = 256$, предельные значения уровня записи (а значит, и длины повторяющихся фрагментов информационных блоков) составят уже $q = 3$ и $q = 6$.

Таким образом, точность вычислений накладывает ограничения на увеличение уровня записи информации в одномерных отображениях. Однако это ограничение можно снять, если перейти к многомерным отображениям, как было предложено в работах [176] и развито затем в [170, 211].

Вкратце, идею можно изложить следующим образом. В процедуре записи информации в одномерных отображениях на уровне q единичный интервал I сначала делится на N регионов, и при переходе к следующему уровню каждый из регионов первого уровня также делится на N частей (регионов следующего уровня). При записи в многомерных отображениях при переходе на следующий уровень записи добавляется новое измерение, в котором единичный интервал I тоже делится только на N регионов. Таким образом, при записи на уровне q q -мерный единичный гиперкуб делится по каждому измерению на N долей, при этом формируется N^q информационных областей. Поэтому запись информационных блоков на уровне q в одномерном отображении равносильна записи на первом уровне в отображении размерности q .

Такой подход позволяет снять ограничения на точность вычислений, так как точность представления координат должна быть лучше $1/N$, а не $1/N^q$, как при записи на одномерном отображении. Соответственно, объем хранимой в многомерном отображении информации может быть существенно увеличен. Так, если в одномерном отображении размер информационных отрезков равен l , то предельная емкость записи равна $C_{\text{пред}} = 1/l$. При таком же разбиении осей D -мерного отображения предельная емкость записи равна $C_{\text{пред}} = (1/l)^D$.

Рассмотрим этот подход на примере записи информации на уровне 2.

2.3.1 Синтез двумерных отображений с записанной информацией

Принципы построения двумерных отображений с заданными устойчивыми и неустойчивыми предельными циклами были предложены в [176].

Процедура записи следующая. Пусть необходимо записать информационный блок вида (2.1). При записи этого блока на двумерном отображении, его следует преобразовать в последовательность пар элементов:

$$(a_1, a_2), (a_2, a_3), \dots, (a_n, a_1). \quad (2.6)$$

Предполагается, что пары элементов не повторяются, в противном случае необходимо либо повысить уровень записи, либо применить специальное кодирование последовательности (см. ниже в разделе 2.6).

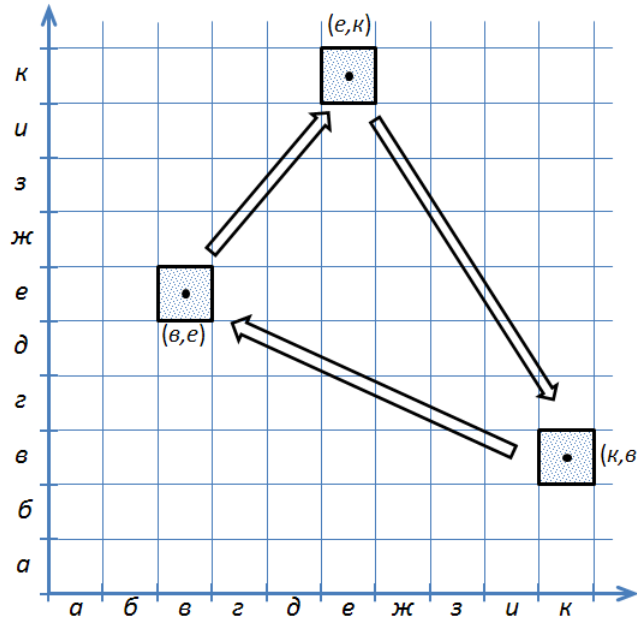


Рис. 2.6. Формирование цикла, соответствующего блоку «век», на плоскости (в двумерном пространстве)

Будем записывать информационный блок на двумерное отображение единичного квадрата $[0, 1] \times [0, 1]$ в себя. Рассмотрим этот единичный квадрат на плоскости (X, Y) . Каждому элементу j алфавита A длиной N ставим в соответствие следующие интервалы на осях X и Y :

$$I_j^x = \left[\frac{j-1}{N}, \frac{j}{N} \right), I_j^y = \left[\frac{j-1}{N}, \frac{j}{N} \right), j = 1, \dots, N \quad (2.7)$$

и точки в середине интервалов $(j - 0,5)/N$. В этом случае, паре элементов (a_m, a_{m+1}) из последовательности (2.6) соответствует квадрат

$$I_{a_m} \times I_{a_{m+1}} = \left[\frac{a_m - 1}{N}, \frac{a_m}{N} \right) \times \left[\frac{a_{m+1} - 1}{N}, \frac{a_{m+1}}{N} \right), \quad (2.8)$$

и точка (x_m, y_m) в середине этого квадрата (см. рис. 2.6).

Информационному блоку ставится в соответствие цикл, проходящий через точки на плоскости с координатами $(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_n, y_n)$. Заметим, что $x_{m+1} = y_m$. Отсюда следует, что искомое двумерное отображение $(x_{n+1}, y_{n+1}) = \mathbf{F}(x_n, y_n)$ должно иметь вид

$$\begin{pmatrix} x_{m+1} \\ y_{m+1} \end{pmatrix} = \mathbf{F} \begin{pmatrix} x_m \\ y_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_m \\ f(x_m, y_m) \end{pmatrix}. \quad (2.9)$$

Сформируем функцию $f(x, y)$ так, чтобы отображение (2.9) имело единственный предельный цикл, соответствующий записываемому информационному блоку.

Пусть символы a_{m-1}, a_m, a_{m+1} исходной последовательности представлены элементами алфавита с номерами i, j и k . Пусть точка (x, y) принадлежит квадрату $I_i \times I_j$. По аналогии с исходным методом, будем называть эти квадраты информативными. Определим функцию $f(x, y)$ в данном квадрате таким образом, чтобы она задавала плоскость S^{ij} , проходящую

через точки $\left(\frac{i-1}{N}, \frac{j}{N}, \frac{k-0,5-\Delta}{N}\right), \left(\frac{i-1}{N}, \frac{j-1}{N}, \frac{k-0,5-\Delta}{N}\right),$

$\left(\frac{i}{N}, \frac{j}{N}, \frac{k-0,5+\Delta}{N}\right)$ пространства XYZ . В квадрате $I_i \times I_j$ искомая функция задается формулой

$$f(x, y) = 2\Delta \left(x - \frac{i-0,5}{N} \right) + \frac{k-0,5}{N}. \quad (2.10)$$

Величина 2Δ определяет угол наклона плоскости S^{ij} к плоскости XY . Аналогично определяем функцию на всех информативных участках двумерного отображения. Информативные участки представляют собой окрестности точек цикла, задающие устойчивость построенного информационного цикла.

На этом этапе, отображение (2.9) определено на всех информативных участках. Остается задать функцию $f(x, y)$ на неинформативных участках. На них функция может быть произвольной. Например, при синтезе одномерного отображения с записанной информацией для обеспечения непрерывности на неинформативных участках функция отображения $f(x)$ достраивалась путем соединения информативных участков прямыми линиями. В двумерном случае это сделать трудно, поэтому в предложенном методе было принято решение отказаться от требования непрерывности функции $f(x, y)$. Чтобы обеспечить хорошее перемешивание фазового пространства, на неинформативных участках функция $f(x, y)$ построена по типу отображения сдвига Бернулли для N символов [275] (см. рис. 2.7).

Математически это определяется следующим образом. Если точка (x, y) лежит внутри неинформативного квадрата $I_i \times I_k$, то в пределах этого квадрата функция $f(x, y)$ определяется плоскостью S_{ij} , проходящей через точки $\left(\frac{i}{N}, \frac{k+1}{N}, \frac{\varepsilon}{N}\right)$, $\left(\frac{i}{N}, \frac{k}{N}, \frac{\varepsilon}{N}\right)$, $\left(\frac{i+1}{N}, \frac{k+1}{N}, \frac{\varepsilon}{N}\right)$. В этом случае

$$f(x, y) = N(x - i/N) + \frac{\varepsilon}{N}, \quad (2.11)$$

где малая величина ε ($\sim 10^{-2}$) вводится для того, чтобы избежать появления ложного положения равновесия отображения (2.9) в точке $(0, 0)$.

Отметим, что по построению в формулах (2.10) и (2.11) отсутствует явная зависимость функции $f(x, y)$ от y .

Таким образом, функция $f(x, y)$ отображения (2.9) в информативных квадратах задается функцией (2.10), а в неинформативных – функцией (2.11). Покажем, что для того чтобы циклы, записанные на такое отображение, были устойчивы, необходимо, чтобы наклоны функции $f(x, y)$ в информативных квадратах к плоскости XU были меньше единицы, т.е. $2\Delta < 1$ [176].

Устойчивость цикла периода n отображения \mathbf{F} эквивалентна устойчивости неподвижных точек отображения \mathbf{F}^n , которая определяется, в свою очередь, собственными значениями якобиана отображения $\mathbf{F}^n(x, y)$ в этих точках. Эти же собственные значения являются мультипликаторами цикла периода n для отображения $\mathbf{F}(x, y)$.

Якобиан отображения $\mathbf{F}^n(x, y)$ в неподвижной точке представляет собой произведение якобианов отображения (2.9) для n точек цикла:

$$\prod_{m=1}^n \frac{\partial(x_{m+1}, y_{m+1})}{\partial(x_m, y_m)} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ \Delta & 0 \end{pmatrix}^n. \quad (2.12)$$

Собственные числа якобиана исходного отображения $\mathbf{F}(x, y)$ в точках цикла ны $\lambda_{1,2} = \pm\sqrt{\Delta}$, соответственно собственные числа якобиана отображения $\mathbf{F}^n(x, y)$ равны $\lambda_{1,2} = \pm\Delta^{n/2}$, они же являются мультипликаторами цикла. Поскольку при $|\Delta| < 1$ мультипликаторы лежат на комплексной плоскости внутри единичного круга, то данный цикл является устойчивым. При $|\Delta| > 1$, цикл отображения (2.9) неустойчив.

Пример двумерного отображения с записанной информацией приведен на рис. 2.7. На отображении записан один информационный блок **174**; алфавит состоит из 10 цифр 0, 1, 2, ..., 9. На рисунке показана двумерная функция $f(x, y)$ отображения. Можно видеть три информационные площадки с малым наклоном Δ , а вся остальная часть единичного квадрата заполнена функцией, напоминающей вариант функции сдвига Бернулли для алфавита $N = 10$, т.е. наклон ее участков равен 10. Таким образом, неинформативные участки обеспечивают хорошее перемешивание фазового пространства, а информативные участки обеспечивают быструю сходимость фазовой траектории к циклу.

Извлечение информации при итерировании отображения, как и в одномерном случае, осуществляется по формуле (2.4).

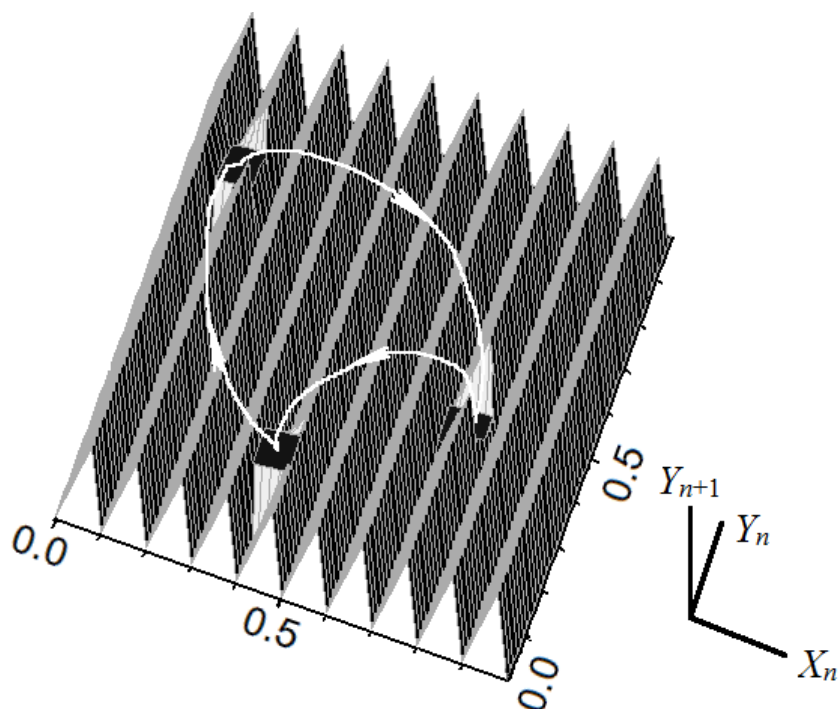


Рис. 2.7. Двумерное отображение с одним информационным циклом

2.3.2 Структура бассейнов притяжения циклов двумерных отображений

В фазовом пространстве нелинейной динамической системы может существовать несколько аттракторов. Даже в случае простейших одномерных и двумерных отображений множество значений всех начальных условий, с которых фазовая траектория стремится к данному аттрактору, может иметь сложную структуру и не являться областью в строгом математическом определении. Поэтому для обозначения точек притяжения аттрактора употребляется термин «бассейн притяжения» [88, 132, 274].

Бассейны притяжения аттракторов нелинейных динамических систем могут быть фрактальными даже в том случае, когда аттракторами являются устойчивые положения равновесия [88].

Важное место среди фракталов занимают самоаффинные фракталы, которые можно разбить на части, получаемые из целого фрактала путем аффинных преобразований (включающих вращение, сжатие или растяжение и параллельный перенос) [276]. Любая такая часть в отдельности, также обладает свойством самоаффинности.

Множество S является самоаффинным по отношению к последовательности N аффинных преобразований α_n , если выполняется условие $S = \cup \alpha_n S$, причем $\alpha_n S \cap \alpha_m S = \emptyset$, при $n \neq m$. Множество S разбивается на N непересекающихся частей, каждая из которых получается из целого при помощи одного из аффинных преобразований.

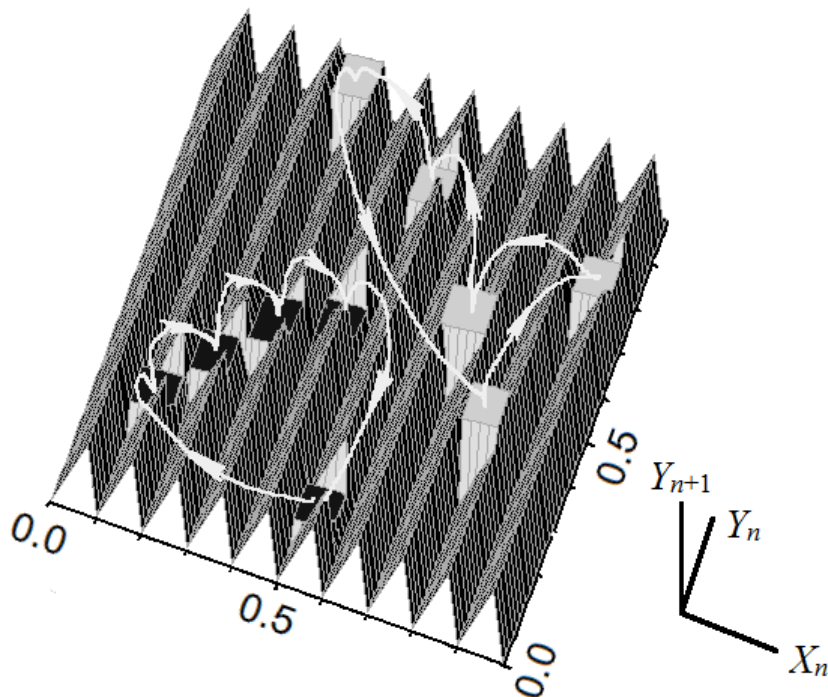


Рис. 2.8. Функция $f(x, y)$ отображения с двумя информационными циклами

Проиллюстрируем это на примере бассейнов притяжения двух циклов двумерного отображения, на котором записаны информационные блоки **97583** и **12345**. Фазовым пространством отображения является единичный квадрат. Функция $f(x, y)$ отображения (2.9) показана на рис. 2.8, а бассейны притяжения изображены на рис. 2.9. Черным цветом выделены точки единичного квадрата, из которых фазовая траектория притягивается к циклу, соответствующему информационному блоку **97583**, а белые зоны – точки единичного квадрата, из которых траектория притягивается к циклу, соответствующему блоку **12345**.

Фрактальная структура бассейнов притяжения (рис. 2.9) характеризуется тем, что области бассейнов притяжения обладают свойством самоподобия. Например, бассейн

притяжения в квадрате $[0,4; 0,5] \times [0,6; 0,7]$ (рис. 2.9б) с коэффициентом $1/10$ подобен бассейну притяжения во всем единичном квадрате $[0, 1] \times [0, 1]$ (рис. 2.9а). Кроме того, единичный квадрат с помощью аффинного преобразования, состоящего из зеркального отражения относительно диагонали $(0, 0) - (1, 1)$ и сжатия вдоль оси X в 10 раз, можно преобразовать в прямоугольник $[0, 0,1] \times [0, 1]$ на рис. 2.9а.

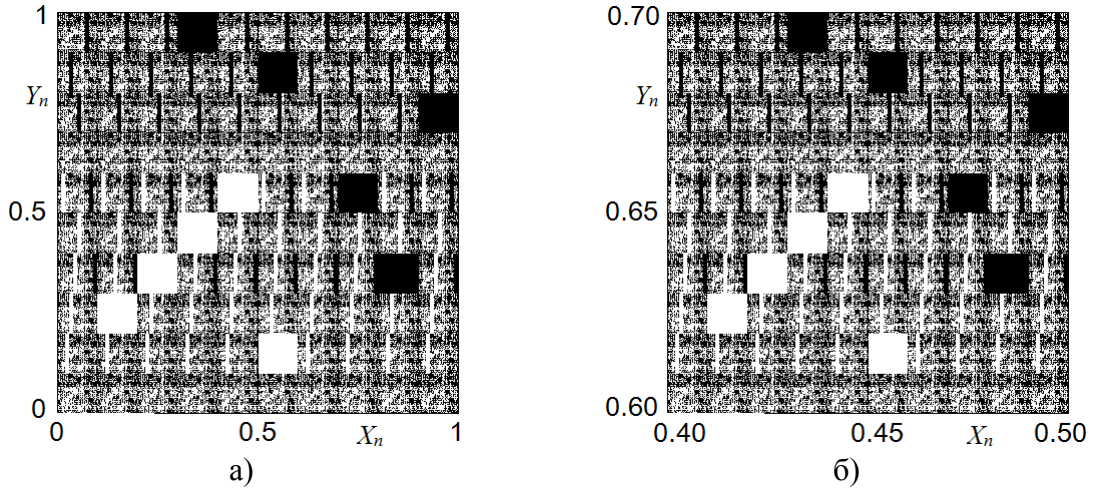


Рис. 2.9. Фрактальная структура бассейнов притяжения

Фрактальную структуру областей притяжения (рис. 2.9) можно описать с помощью набора аффинных преобразований, которые осуществляют сдвиг, вращение и сжатие различных областей единичного квадрата.

Разделим изображение на квадраты: $S_{ij} = [(i-1)/N, i/N] \times [(j-1)/N, j/N]$, $i, j = 1, \dots, N$.
 Зададим набор областей единичного квадрата, включающий:

- прямоугольники вида $R_i = [(i-1)/N, i/N] \times [0, 1]$, $i = 1, \dots, N$;
- любой из черных информативных квадратов с длиной стороны $1/N$, например $R_{N+1} = [(i-1)/N, i/N] \times [(j-1)/N, j/N]$;
- любой белый информативный квадрат, например $R_{N+2} = [(i-1)/N, i/N] \times [(j-1)/N, j/N]$.

Если квадрат S_{ij} является информативным, т.е. полностью черным или белым квадратом, то он может быть получен сдвигом R_{N+1} (или R_{N+2}) в соответствующую точку единичного квадрата.

Пусть квадрат S_{ij} не является информативным. Тогда он будет образом области R_j при отображении

$$\begin{cases} x_S = y_R / N, \\ y_S = x_R, \end{cases} \quad (2.13)$$

где (x_{ij}^S, y_{ij}^S) – точка S_{ij} , (x_j^R, y_j^R) – точка области R_j .

Таким образом, аналитически описаны фрактальные области притяжения циклов двумерных отображений с записанной информацией. Теперь, задав некоторое начальное распределение черного и белого цветов для единичного квадрата, и применив к каждой точке квадрата соответствующее отображение, после нескольких итераций получим исходную структуру областей притяжения.

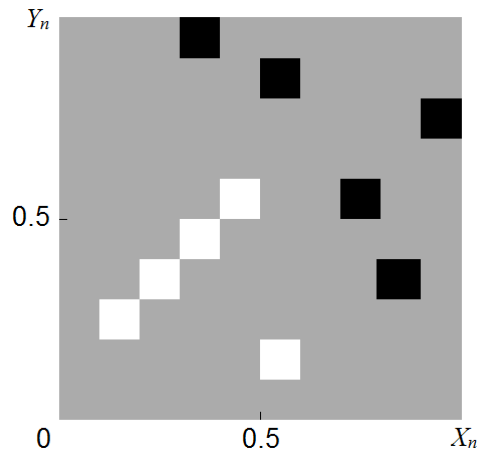


Рис. 2.10. Фазовая плоскость с окрестностями двух циклов

Фрактальная структура областей притяжения (рис. 2.9) отображения может быть получена другим способом, путем прямого расчета, если взглянуть на задачу с другой стороны. На рис. 2.10 на фазовой плоскости отображения черным и белым цветом показаны окрестности (информативные квадраты) двух циклов. Все точки из этих окрестностей принадлежат бассейнам притяжения соответствующих циклов. Будем считать, что серым цветом показаны области, про принадлежность точек которых к тому или иному бассейну на данный момент мы не знаем.

Будем решать задачу в обратном времени, т.е. итерировать назад во времени уравнение отображения $(x_{n+1}, y_{n+1}) = \mathbf{F}(x_n, y_n)$ (2.9). Если к точкам фазовой плоскости на рис. 2.10 применить отображение $(x_{n-1}, y_{n-1}) = \mathbf{F}^{-1}(x_n, y_n)$, то (в дополнение к белым и черным квадратам) на первом шаге получим точки, попадающие в соответствующие квадраты на следующем шаге итерирования отображения \mathbf{F} (2.9), после n -ой шагов отображения \mathbf{F}^{-1} получим точки, попадающие в соответствующие квадраты после преобразования \mathbf{F}^n , а в бесконечном пределе – фрактальную черно-белую структуру бассейнов притяжения двух циклов на фазовой плоскости.

Анализ функции \mathbf{F} отображения (2.9) показывает, что первое уравнение $x_{m+1} = y_m$ означает поворот, а второе кусочно-линейное уравнение составлено из трех видов обла-

стей, информативных (для двух циклов) и неинформативных, на которых оно по-разному определено, причем на информативных участках оно является сжимающим (что обеспечивает устойчивость соответствующих циклов), а на неинформативных – растягивающим. Соответственно, обратное отображение \mathbf{F}^{-1} также будет кусочно-линейным, а кроме того, оно будет многозначным, т.е. одной точке фазовой плоскости (x_n, y_n) будет соответствовать N прообразов (x_{n-1}, y_{n-1}) .

На 2.10_1a изображена кусочно-линейная функция отображения $f(x,y)$ для одной из N полос $R_i = [(i-1)/N, i/N] \times [0, 1]$, $i = 1, \dots, N$, (на рисунке конкретно для полосы $[0.1, 0.2] \times [0, 1]$). По построению, внутри каждой полосы $f(x,y)$ не зависит от y , т.е. $f(x,y) = f(x)$. Как видно из рис. 2.11б, обратная функция $f^{-1}(x)$ является многозначной, поэтому ее следует заменить набором функций $f_i^{-1}(x)$, $i = 1, \dots, N$, так что $f^{-1}(x) = \cup f_i^{-1}(x)$, при этом каждая функция $f_i^{-1}(x)$ описывает одну из ветвей обратного отображения $f^{-1}(x)$.

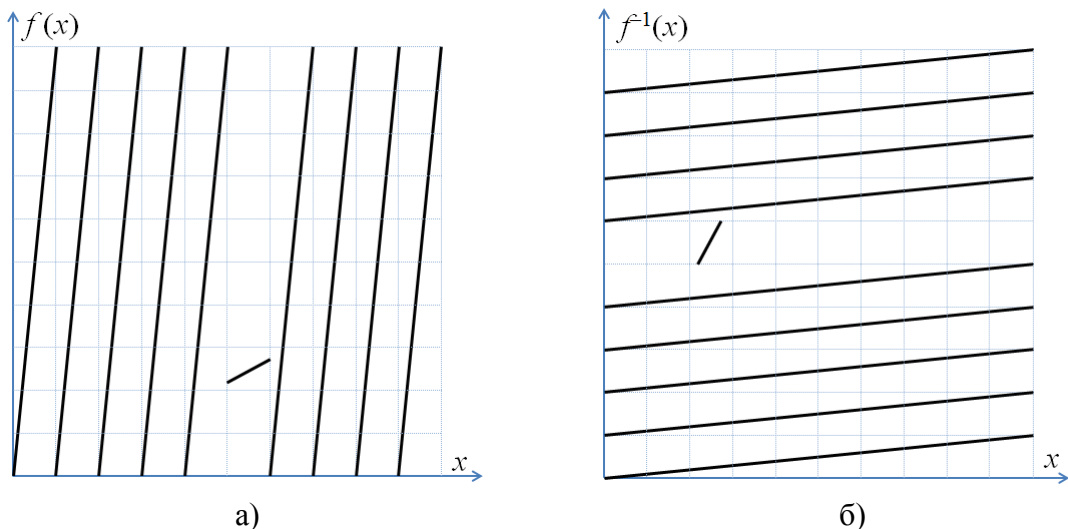


Рис. 2.11. Функция а) $f(x,y) = f(x)$ для полосы $[0.1, 0.2] \times [0, 1]$ отображения на рис. 2.8 и б) многозначная обратная функция $f^{-1}(x)$

Таким образом, обратное отображение (на данной полосе) представлено набором N аффинных преобразований \mathbf{F}_i^{-1} , которые образуют так называемую систему итеративных функций (Iterated Function System, IFS) [276]. Функция обратного отображения \mathbf{F}^{-1} на данной полосе описывается следующим образом:

$$\begin{cases} x_{m-1} = \frac{1}{2\Delta} \left(y_m - \frac{k-0.5}{N} \right) + \frac{i-0.5}{N}, & \text{на прообразах информативных} \\ y_{m-1} = x_m \end{cases}$$

квадратов R_{ij} ,

(2.14)

$$\begin{cases} x_{m-1} = \frac{y_m}{N} + \frac{i-1}{N}, & i = 1, \dots, N, \text{ на неинформативных участках.} \\ y_{m-1} = x_m \end{cases}$$

Для того чтобы построить полное обратное отображение \mathbf{F}^{-1} , разобьем фазовую плоскость на полосы $R_i = [(i-1)/N, i/N) \times [0, 1)$, $i = 1, \dots, N$, и для каждой полосы построим аналогичное описание.

Таким образом, обратное отображение представляет систему итеративных функций [276], которая является набором аффинных преобразований. Их применение к исходному множеству и объединение результатов составляет одну итерацию. Исходное множество S , представленное на рис. 2.10, подвергается преобразованиям (2.14), итоговое множество S получается путем объединения результатов этих преобразований, т.е. $S = \cup S_j$, $j = 1, \dots, N$, где S_j – результат применения преобразования (2.14) к множеству S . В бесконечном пределе итераций системы итеративных функций получается картина бассейнов на рис. 2.9. (В реальности, поскольку на каждой итерации масштаб деталей уменьшается в N раз, поэтому после 3-5 итераций картина бассейнов перестает визуально меняться.)

Процедура построения бассейнов притяжения отображений с записанной информацией с помощью аффинных преобразований аналогична подходу, применяемому Barnsley [276] для фрактального сжатия изображений. Это единство подходов указывает на взаимосвязь нелинейной динамики и фрактальной геометрии в задачах обработки информации, и на возможность получения новых свойств при взаимном дополнении их методов.

2.3.3 Синтез многомерных отображений с записанной информацией

Метод записи информации на циклы динамических систем одномерных и двумерных отображений может быть обобщен на отображения любой целой размерности q . Действительно, пусть, как и раньше, требуется записать на цикле отображения информационный блок I вида (2.1). Если в максимальная длина m повторяющихся фрагментов информационного блока I не превышает q , т.е. $m < q$, то данный блок может быть записан на уровне q . Запись на уровне q будем осуществлять на q -мерном отображении.

Для этого из исходной информационной последовательности I образуем последовательность векторов следующего вида

$$(a_1, a_2, \dots, a_q), (a_2, a_3, \dots, a_{q+1}), \dots, (a_n, a_1, \dots, a_{q-1}). \quad (2.15)$$

Будем полагать, что в последовательности (2.15) нет совпадающих символьных векторов (соответствующих совпадающим фрагментам длины q исходного информационного блока). Если они есть, то можно либо увеличить уровень записи, либо исключить повторы, используя описанную ниже процедуру «ортогонализации» информационных блоков [172, 173, 175, 269]. Поставим вектору, состоящему из элементов алфавита $a_j, a_{j+1}, \dots, a_{j+q+1}$, в соответствие q -мерный куб

$$I_{m_i} \times I_{m_{i+1}} \times \dots \times I_{m_{i+q-1}} = \left[\frac{m_i - 1}{N}, \frac{m_i}{N} \right) \times \left[\frac{m_{i+1} - 1}{N}, \frac{m_{i+1}}{N} \right) \times \dots \times \left[\frac{m_{i+q-1} - 1}{N}, \frac{m_{i+q-1}}{N} \right). \quad (2.16)$$

Цикл длиной n , на который записывается информация, будет состоять из точек, задаваемых векторами

$$\begin{aligned} & ((m_1 - 0,5)/N, (m_2 - 0,5)/N, \dots, (m_q - 0,5)/N); \\ & ((m_2 - 0,5)/N, (m_3 - 0,5)/N, \dots, (m_{q+1} - 0,5)/N); \\ & \dots \\ & ((m_n - 0,5)/N, (m_1 - 0,5)/N, \dots, (m_{q-1} - 0,5)/N). \end{aligned} \quad (2.17)$$

Отображение, имеющее данный устойчивый цикл, будем искать в следующем виде

$$\begin{pmatrix} x_{m+1}^{(1)} \\ x_{m+1}^{(2)} \\ \dots \\ x_{m+1}^{(q)} \end{pmatrix} = \mathbf{F} \begin{pmatrix} x_m^{(1)} \\ x_m^{(2)} \\ \dots \\ x_m^{(q)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_m^{(2)} \\ x_m^{(3)} \\ \dots \\ f(x_m^{(1)}, x_m^{(2)}, \dots, x_m^{(q)}) \end{pmatrix}. \quad (2.18)$$

Функцию $f(X_i)$, где $X_i = (x_j^{(1)}, x_j^{(2)}, \dots, x_j^{(q)})$, при принадлежности точки X_i «информативному» кубу (2.16), зададим выражением:

$$f(X_i) = \Delta \left(x_j^{(1)} - \frac{m_i}{N} \right) + \frac{m_{i+q} - 0,5}{N}, \quad (2.19)$$

а если X_i лежит в «неинформативной» области X_i -мерного единичного куба, то

$$f(X_i) = \frac{x_i^{(1)} - m_i / N}{1 / N}. \quad (2.20)$$

По аналогии с двумерным случаем, наклон информативных участков отображения Δ определяет устойчивость цикла, поскольку его мультипликаторы равны : $\lambda_i = (-1)^i \Delta^{n/q}$, $i = 1, \dots, n$.

В двумерном отображении функция $f(x, y)$ определяет двумерную поверхность в трехмерном пространстве (x_i, y_i, y_{i+1}) (рис. 2.8), а функция $f(X_i)$, задаваемая формулами (2.19) и (2.20), определяет q -мерную гиперплоскость в $(q+1)$ -мерном пространстве $(X_i, x_{j+1}^{(q)})$.

2.3.4 Запись и извлечение многомерных сигналов на отображениях

До сих пор рассматривалась только запись скалярных информационных последовательностей вида (2.1). Однако при записи на уровне $q > 1$, фактически происходит переход от записи скаляров (2.1) к формированию q -мерных векторов вида (2.15) для записи в кусочно-линейном отображении q -мерного куба в себя (2.18). Обобщая данный подход, отсюда нетрудно перейти к записи на q -мерное отображение последовательности произвольных q -мерных векторов

$$(a_1, b_1, \dots, r_1), (a_2, b_2, \dots, r_2), \dots, (a_n, b_n, \dots, r_n), \quad (2.21)$$

где a_i – элемент алфавита A^N ; b_i – элемент, вообще говоря, другого алфавита B^L ; ...; а r_i – элемент алфавита R^M .

Поскольку в последовательности векторов (2.21) нет циклической повторяемости символов, вид отображения в этом случае следует задавать более сложный, чем (2.18), а именно:

$$\begin{pmatrix} x_{j+1}^{(1)} \\ x_{j+1}^{(2)} \\ \dots \\ x_{j+1}^{(q)} \end{pmatrix} = \mathbf{F} \begin{pmatrix} x_j^{(1)} \\ x_j^{(2)} \\ \dots \\ x_j^{(q)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f_1(x_j^{(1)}, x_j^{(2)}, \dots, x_j^{(q)}) \\ f_2(x_j^{(1)}, x_j^{(2)}, \dots, x_j^{(q)}) \\ \dots \\ f_q(x_j^{(1)}, x_j^{(2)}, \dots, x_j^{(q)}) \end{pmatrix}, \quad (2.22)$$

где j – время. Вид парциальных скалярных функций $f_k(X_j)$, где $X_j = (x_j^{(1)}, x_j^{(2)}, \dots, x_j^{(q)})$, можно задавать так же, как на рис. 2.7, точнее:

- на всех неинформативных участках (гиперкубах): в виде отображения Бернулли вдоль соответствующей координаты, что будет обеспечивать блуждание фазовой траектории по всему фазовому пространству, т.е.

$$f_k(X_j) = \frac{x_j^{(k)} - m_k / N}{1 / N}, \quad k = 1, \dots, q; \quad (2.23)$$

- на информативных площадках: в виде гиперплоскости с наклоном Δ , формирующей окрестность точки цикла; параметр Δ обеспечивает устойчивость (при $|\Delta| < 1$) или неустойчивость ($|\Delta| > 1$) цикла; значение функции в точке цикла равно

$$f_k(X_j) = x_{j+1}^{(k)}, \quad k = 1, \dots, q; \quad (2.24)$$

а сама функция на этой информационной площадке описывается выражением

$$f_k(X_j) = \Delta \left(x_j^{(k)} - \frac{m_k}{N} \right) + \frac{m_{k,j+1} - 0,5}{N}. \quad (2.25)$$

В фазовом пространстве построенного таким образом отображения (2.22) имеется цикл, проходящий через точки, определяемые векторами (2.21). Аналогично на этом же отображении можно записать и другие векторные информационные последовательности, при условии, что циклы не пересекаются, т.е. нет повторения векторов в последовательностях (2.21). Для доступа к записанной последовательности необходимо сформировать начальные условия, попадающие на точку соответствующего цикла, а для этого нужен один из символьных векторов (2.21). При старте с этой фазовой точки, пользователь восстанавливает весь цикл, итерируя отображение, и извлекает записанную информацию. Таким образом, в многомерном отображении обеспечивается быстрый ассоциативный доступ к записанным векторным последовательностям.

Метод записи многомерных сигналов (векторных последовательностей) на отображениях, обладающий возможностями быстрого ассоциативного поиска, может найти практическое применение в приложениях, в которых используются многомерные данные, например, в геофизических исследованиях, томографии, при построении иерархических систем и т.п.

2.4 Информационная емкость динамической памяти

Вопрос об информационной емкости записи на циклах отображения является естественным при анализе возможностей метода и его конкурентоспособности по сравнению с другими методами записи и восстановления информации.

Нетрудно видеть, что оценкой сверху для метода записи является число L информативных участков отображения (неважно, одно- или многомерного) равное $L = N^q$, так как по построению общая длина всех записанных информационных блоков не может превышать L . Однако эта оценка является оптимистичной, в действительности на оценку информационной емкости влияют рассмотренные ниже ограничения.

2.4.1 Информационная емкость памяти на основе одномерного отображения

Как указывалось в разделе 2.3, предельная емкость записи $C_{\text{пред}}$, т.е. максимальное количество информации (общая длина записанных информационных блоков), которое может быть записано на отображении, равно $C_{\text{пред}} = N^q$ символов, где N – длина алфавита, q – уровень записи. Эта верхняя граница совпадает с количеством всех возможных информативных интервалов (площадок).

На практике, когда стоит задача записи на отображении набора конкретных информационных блоков, емкость записи может оказаться меньше предельной. Например, бывают ситуации, когда, несмотря на наличие незанятых информативных интервалов, запись информационных блоков на отображении невозможна. Это обусловлено нарушением однозначности функции отображения $f(x)$. Из способа построения отображения следует основное условие, определяющее возможность записи конкретного набора образов: отсутствие в информационных блоках одинаковых фрагментов длиной равной или превышающей уровень записи. Это и есть условие «ортогональности» образов для данной системы записи и хранения информации. Если это условие не выполняется, функция отображения теряет однозначность, а информационные циклы в фазовом пространстве системы пересекаются. Поэтому требование однозначности отображения накладывает ограничения на количество и структуру записываемой информации.

Проиллюстрируем данные рассуждения следующим примером. Будем вести речь о записи на отображении трехсимвольных информационных блоков; алфавитом будет упорядоченный набор цифр $0, 1, \dots, 9$ ($N = 10$). Предельная емкость записи на первом уровне равна $C_{\text{пред}} = N$ символов. Очевидно, на первом уровне можно записать информационный блок **174**. На одном отображении с ним можно записать и блок информации **268**. Несмот-

ря на то, что еще остаются незанятые информативные интервалы (4 шт.), запись еще одного информационного блока **173** совместно с блоками **174** и **268** невозможна, так как отображение становится неоднозначным. (Однако можно еще записать, например, информационный блок **093**.) Таким образом, запись одних информационных блоков может устанавливать ограничения на запись других блоков (имеющих с записанными блоками общие фрагменты длины q). (Заметим, что если в данном примере вести запись на третьем или более высоком уровне, то все три блока могут быть записаны.)

Оценим информационную емкость записи E , под которой будем понимать максимальное число информационных блоков, которые можно одновременно записать в динамической системе. Из приведенного анализа следует, что вопрос сводится к подсчету числа « q -ортогональных» блоков, т.е. информационных блоков, не имеющих повторяющихся фрагментов длины q , где q – уровень записи, при алфавите длины N .

Для определенности рассмотрим запись информационных блоков одинаковой длины l . Сначала вычислим, сколько существует последовательностей длины l . Очевидно, что их количество составляет N^l . Отметим, что цикл для информационного блока совпадает с циклами для всех информационных блоков, представляющих циклические перестановки исходного информационного блока (для блока длины l их также l). Поэтому последовательности **174**, **741**, **417** при данном способе записи неразличимы и представляют один и тот же информационный блок. Поскольку существуют последовательности, совпадающие с некоторыми из своих циклических перестановок (например, последовательность, состоящая из l повторений одного символа алфавита), то полное число разных последовательностей длиной l равно или меньше N^l / l .

Количество q -ортогональных блоков из символов алфавита длины N зависит также от соотношения длины блока l и уровня записи q . Исследуем эти два случая.

Рассмотрим первый случай $q \geq l$, т.е. уровень записи больше или равен длине образа. Пусть p – число информационных блоков, совпадающих с некоторыми своими циклическими перестановками. Они не могут быть записаны на одномерном отображении как последовательности длиной l . Все информационные блоки за исключением этих, в принципе могут быть записаны, так как две различные последовательности длиной l могут иметь идентичные фрагменты только длиной меньше l и, следовательно, меньше q . Значит, эти последовательности удовлетворяют условию «ортогональности». Полное число информационных блоков, которые могут быть записаны в этом случае равно $(N^l - p) / l \leq N^l / l$.

Во втором случае $q < l$, уровень записи меньше длины образа. Пусть записывается информационный блок $C = c_1c_2\dots c_n$, где c_i – элементы алфавита, на уровне записи q , $q < l$. Чтобы проверить, удовлетворяет ли C условию « q -ортогональности», необходимо рас-

смотреть все фрагменты этого информационного блока имеющие длину q , $C_i = (c_i c_{i+1} \dots c_{i+q-1})$, $i = 1, \dots, l$. Если все эти фрагменты различны, то информационный блок может быть записан. Однако эти фрагменты уже не могут быть использованы ни в каком другом записываемом образе.

Полное число всех возможных фрагментов длины q в рассматриваемом случае равно N^q . При записи одного информационного блока используются l из них, причем все они различны из-за условия «ортогональности». Остальные блоки, содержащие эти фрагменты, уже не могут быть записаны. Записанный информационный блок длиной l содержит l различных фрагментов длиной q . Поэтому из всех возможных информационных блоков длины l (а таких насчитывается не менее N^q) можно записать максимум N^q/l .

Итак, информационная емкость E метода записи информации на предельных циклах одномерных отображений равна

$$E(l, q) \leq \begin{cases} N^l/l, & l \leq q; \\ N^q/l, & l \geq q. \end{cases} \quad (2.26)$$

Приведем пример. Выясним, сколько слов из $l = 6$ букв русского алфавита можно записать на третьем уровне ($q = 3$). Алфавит состоит из $N = 33$ элементов (букв). Полное число информационных блоков (слов) с учетом циклических перестановок равно $N^l/l = 33^6/6 \approx 2 \cdot 10^8$, включая экзотические «бббббб» или «ыыыытт». Если записано слово «прибор», то нельзя записать блоки, содержащие фрагменты «при», «риб», «ибо», «бор», «орп», «рпр», а записав одновременно со словом «прибор» слово «любовь», исключаем фрагменты «люб», «любо», «бов», «овь», «вьл», «ью» из списка доступных в дальнейшем. При записи шестибуквенных слов на третьем уровне ($N = 33$, $l = 6$, $q = 3$) согласно формуле (2.26) емкость $E \leq 5989$. Перебор всех возможных шестибуквенных «слов» по порядку от «аааааа» до «яяяяяя» на компьютере дал значение $E = 5983$. Оставшиеся 39 неиспользованных трехбуквенных фрагментов уже никак не могут быть «сцеплены» ни в одно шестибуквенное «слово». Заметим, что формула (2.26) дает довольно близкую оценку информационной емкости.

Рассмотрим еще пару примеров. Возьмем предельный случай $E = 1$, означающий, что на отображении можно записать только один образ. Выясним, в каком случае это происходит. Из формулы (2.26) следует $l = N^q$, т.е. длина информационного блока равна количеству всех информационных площадок. Естественно, что при длине образа $l > N^q$, невозможно записать ни одного такого образа.

Рассмотрим теперь минимальный уровень записи. Для заданных N и l из формулы (2.26) получаем уровень записи $q_{\min} = \log_N l$. Например, для бинарных информационных блоков ($N = 2$) при длине блоков $l = 8$ (бит) минимальный уровень записи q равен $q_{\min} = \log_2 l = 3$.

Представляет интерес также относительная емкость данного метода записи и хранения информации, т.е. соотношение числа возможных и записанных образов. Нетрудно видеть, что

$$E_{\text{отн}} \leq \begin{cases} 1, & l \leq q; \\ 1/N^{l-q}, & l \geq q; \end{cases} \quad (2.27)$$

Как следует из (2.27), относительная емкость зависит только от разности l и q , и по мере уменьшения уровня записи относительно длины образа экспоненциально падает.

2.4.2 Оценка информационной емкости метода записи информации в двумерных и многомерных отображениях

Выше рассмотрен вопрос об информационной емкости записи информации на одномерные отображения. Показано, что предельное количество информации, которую можно записать на отображение, равно N^q символов по $\log_2 N$ бит каждый [178, 269].

Помимо невозможности записи при наличии совпадающих фрагментов символьных последовательностей длиной $l \geq q$ в одном или разных информационных блоках, т.е. при нарушении q -ортогональности записываемых информационных образов, при практическом применении метода записи могут возникнуть ограничения, связанные с точностью вычислений. Так, при использовании одинарной точности вычислений (single-precision) точность представления числа составляет $\varepsilon \approx 10^{-8}$, поэтому, с учетом того, что длина стороны информативного отрезка одномерного отображения $d = (1/N)^q$ должна быть больше точности вычислений ε (хотя бы на порядок), предельная емкость записи (в байтах) одномерного отображения составляет $C_{\text{byte}} \sim 10^6$ байт или 1 Мбайт.

В случае использования двумерного отображения, длина стороны информативного квадрата составляет $1/N$, что снимает большую часть ограничений по точности представления чисел, в то же время, емкость записи с увеличением размерности увеличивается как квадрат до $C_{\text{byte}} \sim 10^{12}$ байт (терабайт). С дальнейшим увеличением размерности отображения емкость C_{byte} растет как степень размерности.

2.5 Способы извлечения записанной информации из динамических систем

Выше описаны способы записи информации на предельных циклах одномерных и многомерных отображений. Теперь рассмотрим, как можно извлекать информацию из этих динамических систем, и какие новые свойства обработки информации могут быть получены при использовании динамических аттракторов вместо статических (положений равновесия).

Пусть имеется отображение $f: x \rightarrow f(x)$, в которой записано несколько информационных блоков I_i , $i = 1, \dots, m$ типа (2.1), и имеется запрос I в виде фрагмента одного из записанных информационных блоков I_k . Требуется на основании информационного запроса I извлечь из динамической системы соответствующий информационный блок I_k . В парадигме нелинейной динамики и в контексте исследуемого принципа записи, это фактически означает необходимость формирования динамического режима, обеспечивающего циклическое воспроизведение соответствующего информационного блока.

Извлечь записанную информацию из динамической системы можно, по крайней мере, тремя принципиально разными способами:

1. Путем формирования начальных условий на соответствующем аттракторе (или в соответствующей информационной окрестности) и последующего итерирования динамической системы (сходимость к устойчивому многообразию).

2. Путем модификации функции, описывающей динамическую систему (функцию f отображения), так что в ее фазовом пространстве формируется только одно устойчивое многообразие (например, предельный цикл), связанное с требуемым информационным блоком I_k . Тогда при задании произвольных начальных условий после некоторого переходного процесса фазовая траектория сойдется к требуемому многообразию.

3. С использованием явления хаотической синхронизации.

Определим условия, при которых эти способы можно применять.

В первом способе необходимо, чтобы все информационные многообразия динамической системы были устойчивы (т.е. были аттракторами). Тогда при старте с начальных условий на аттракторе при последующем итерировании динамической системы фазовая траектория останется на этом аттракторе (см. рис. 2.12). При старте не с точки цикла, но с информационной площадки траектория быстро сходится к соответствующему циклу. При итерировании отображения на выходе наблюдается информационный поток в виде циклического повторения соответствующего информационного блока.



Рис. 2.12. Доступ к записанной информации путем формирования начальных условий (н.у.) на цикле

При старте с произвольных начальных условий на неинформативном участке отображения, траектория в течение некоторого времени блуждает по неинформативным участкам фазового пространства, порождая на «выходе» отображения случайный поток информационных символов. Поскольку в системе существуют устойчивые притягивающие многообразия, рано или поздно траектория попадет на информативный участок отображения и сойдется к тому или иному предельному циклу с записанной информацией. Так как на неинформативных участках отображения бассейны притяжения являются фрактальными, при старте с произвольных начальных условий попадание фазовой траектории системы на тот или иной информационный предельный цикл для стороннего наблюдателя представляется непредсказуемым, случайным. Поэтому такой режим восстановления информации, записанной на отображении, на практике не используется.

Использование динамических аттракторов (устойчивых циклов), с одной стороны, обеспечивает быстрый и эффективный доступ к записанной информации, с другой стороны, динамика системы ограничивается пребыванием фазовой траектории на данном аттракторе. Чтобы заставить систему перейти на другой аттрактор, связанный с другим информационным блоком, необходимо «перезапустить» систему с других начальных условий, соответствующих новому аттрактору.

Во втором способе все информационные многообразия динамической системы изначально неустойчивы, так что система демонстрирует хаотический режим, при котором фазовая траектория блуждает по всему фазовому пространству. На основе предъявленной информации $I = c_1 c_2 \dots c_n$, которая является некоторым фрагментом или целой частью информационного блока I_k , нужно так модифицировать функцию отображения f , чтобы в ее фазовом пространстве многообразие M_k , связанное с информационным блоком I_k , стало устойчивым, а остальные «информационные» многообразия остались неустойчивыми. Это приведет к кризису исходного хаотического аттрактора, охватывавшего все «информационные» многообразия, и сходимости фазовой траектории к устойчивому многообразию M_k и, соответственно, к извлечению информационного блока I_k , как схематически изображено на рис. 2.13.

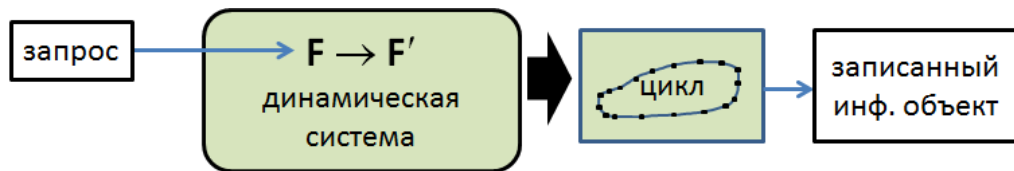


Рис. 2.13. Локальная коррекция функции отображения с целью изменения устойчивости цикла

В отображениях вида (2.9) с записанной информацией можно легко управлять устойчивостью отдельных предельных циклов, связанных с тем или иным записанным информационным блоком I_i , изменяя наклоны соответствующих информационных участков функции f отображения $x_{n+1} = f(x_n)$. Это верно как для одномерных, так и для многомерных отображений. Чтобы предельный цикл $M_k = x_{k1}, x_{k2}, \dots, x_{kn}$ стал устойчив, его мультипликатор $\Lambda_k = \prod_{i=1}^n |f'(x_{ki})|$ должен стать $|\Lambda_k| < 1$. Однако для этого длина запроса I должна быть достаточной для формирования хотя бы одной точки x_i на информативном интервале (или гиперкубе) функции f . Если такая точка x_i сформирована, то цикл, проходящий через нее, может быть сделан абсолютно устойчивым, если наклон информативного интервала, содержащего эту точку, сделать нулевым: $f'(x_i) = 0$ или $\Delta = 0$. Благодаря этому, данный метод способен обеспечивать устойчивость необходимого цикла и, соответственно, извлечение записанного информационного блока даже при наличии ошибок в запросе.

Более детально данный способ извлечения информации и связанные с ним возможности обработки информации рассматриваются в следующей главе.

В третьем способе для доступа к записанной информации используется синхронизация сигнала отображения с внешним сигналом при однонаправленном воздействии (см. рис. 2.14).

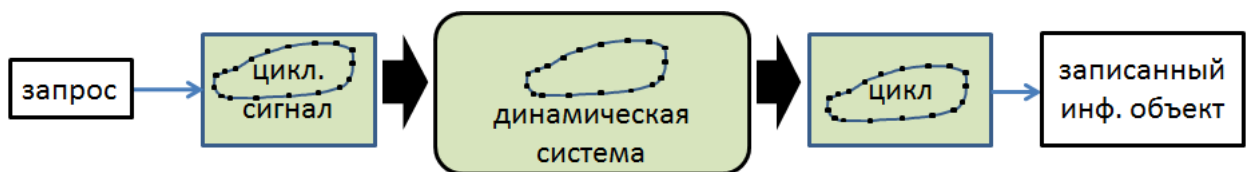


Рис. 2.14. Синхронизация отображения с записанной информацией внешним сигналом

На систему с записанной информацией воздействует внешний сигнал, подмешиваемый к фазовой переменной. В случае одномерного отображения, это можно описать следующим образом:

$$x_{m+1} = f((1-\alpha)x_m + \alpha y_m), \quad (2.28)$$

где $x_{m+1} = f(x_m)$ – отображение с записанной информацией, y_m – внешний сигнал, сформированный на основе предъявленного информационного блока или его фрагмента, α – коэффициент связи (воздействия), m – дискретное время.

Идея заключается в том, что при внешнем воздействии периодического внешнего сигнала динамическая система может с ним синхронизоваться, при наличии соответствующего цикла в фазовом пространстве системы. В данном случае, на устойчивость информационного цикла ограничения не накладываются, поскольку синхронизация возможна как с устойчивым, так и с неустойчивым циклом. В то же время, период внешнего синхронизирующего сигнала должен совпадать с периодом требуемого информационного цикла, иначе могут возникать срывы синхронизации.

Подробности данного способа извлечения информации, его возможности и ограничения рассматриваются в главе 3.

2.5.1 Ассоциативное извлечение информации

Рассмотрим возможность ассоциативного доступа к записанной информации. Описание приведено для одномерного отображения, однако для многомерных отображений процедура точно такая же.

Восстановление (извлечение) информации, записанной на предельных циклах одномерных отображений, наиболее просто осуществляется при записи информации на устойчивых циклах (при $|s| < 1$). При этом проекции информативных участков на ось X_m (информативные интервалы) составляют области гарантированной (непосредственной) сходимости фазовой траектории к предельным циклам. При задании начальных условий x_0 на одном из информативных интервалов фазовая траектория динамической системы быстро сходится к соответствующему предельному циклу, а на «выходе» отображения наблюдается воспроизведение записанного информационного блока, поскольку фазовая траектория системы при этом последовательно обходит соответствующие регионы первого уровня.

Данный принцип записи информации дает возможность извлечения конкретного информационного блока по какой-либо его малой части (цитата, фрагмент). Если известен точный фрагмент информационного блока длиной не меньшей, чем номер уровня записи, то используя описанную выше процедуру построения точек цикла (2.5), по предъявленному фрагменту информационного блока можно восстановить, по крайней мере, одну точку соответствующего предельного цикла и, проитерировав отображение, восстановить весь информационный блок. Фактически при этом происходит восстановление полного блока

информации по его малой части, что и означает «ассоциативный доступ» к записанной информации и позволяет считать отображение с записанной информацией моделью ассоциативной памяти.

Свойство ассоциативного доступа к записанной информации по известному фрагменту (ассоциативная память) напрямую вытекает из динамических свойств отображения и аттракторов – носителей информации, так как информация «распределена» по циклической траектории, и с каждой точкой цикла связан только малая ее часть. Это отличает данный метод от метода записи на статических аттракторах (положениях равновесия), в котором для доступа к конкретному аттрактору может понадобиться объем данных, сопоставимый по объему с записанным.

2.5.2 Фильтр новизны

Если на вход отображения с информационными блоками, записанными на устойчивых циклах, поступает запрос, содержащий информацию, не записанную в данной динамической системе, то сформированные по предъявленной информации фазовые точки не попадут на информативные площадки отображения. Причем это станет ясно еще до итерирования системы, так как по построению информативные участки отображения известны. Поэтому сразу станет ясно, что предъявленный информационный запрос не записан на отображении (не является фрагментом записанного информационного блока).

Таким образом, отображение с записанной информацией, при предъявлении запроса формирует два возможных типа ответов: или выдает связанный с запросом записанный информационный блок, или «сообщает», что предъявленная информация отсутствует в отображении, т.е. система может играть роль «фильтра новизны».

2.6 Кодирование информационных блоков

В ходе анализа информационной емкости записи, проведенного в разделе 2.4, выявлено основное требование к записываемой информации: для того чтобы записать информационный блок (совокупность информационных блоков) на уровне q , все фрагменты информационного блока (блоков) длины q должны быть различны. Это условие следует из требования однозначности конструируемого отображения. Совокупность информационных блоков, не имеющих одинаковых фрагментов длины q , предложено называть « q -ортогональной» или просто «ортогональной».

Если условие « q -ортогональности» не выполняется, необходимо увеличивать уровень записи q . Вообще говоря, для произвольного информационного блока всегда можно

подобрать уровень записи, при котором он может быть записан. Например, он всегда может быть записан на уровне записи q равном длине самого информационного блока $q = l$. Таким образом, увеличение уровня записи q позволяет выполнить условие q -ортогональности.

Однако использование больших уровней записи невыгодно по следующим причинам. Во-первых, это приводит к необходимости повышения точности компьютерных вычислений, так как при увеличении уровня записи q в одномерных отображениях уменьшается длина информативных интервалов $l = N_A^{-q}$, где N_A – длина алфавита. Во-вторых, с увеличением уровня записи и соответствующим экспоненциальным уменьшением длины информативных интервалов, экспоненциально уменьшается и мера (доля) информативных участков в отображении. Это приводит к увеличению среднего времени сходимости фазовой траектории к притягивающему циклу при старте с произвольных начальных условий [269].

Анализ информационных последовательностей, полученных из изображений, текстов и т.п., показывает, что при записи таких информационных объектов часто возникает необходимость использования больших уровней записи из-за того, что в этих объектах встречаются длинные повторяющиеся участки, такие, как однородно закрашенные области изображения или повторяющиеся слова, фразы, отрывки текста. В то же время, здравый смысл подсказывает, что повторы не содержат новой информации, а их запись в исходном виде непродуктивна. Эти соображения приводят к мысли о необходимости предварительного кодирования информации перед записью. Требуется алгоритм кодирования, способный устранять малоинформативные повторы в информационных блоках. При этом данный алгоритм должен быть обратимым и не приводить к потерям записываемой информации, чтобы иметь возможность ее восстановления. Кроме того, алгоритм должен обеспечивать возможность записи произвольного информационного блока (совокупности информационных блоков) на заданном уровне q . Процесс такого кодирования назовем « q -ортогонализацией», чтобы подчеркнуть, что его целью является обеспечение записываемости информационных образов [172, 178, 269, 279].

2.6.1 Метод кодирования записываемой информации

Для решения задачи кодирования-ортогонализации был предложен и апробирован алгоритм, гарантированно обеспечивающий запись на любом уровне $q \geq 2$. Он основан на способе кодирования путем замен с расширением алфавита. Идея метода такова: если в информационных блоках обнаруживается повторяющийся фрагмент длины q , то алфавит расширяется на один символ, представляющий собой этот фрагмент, а в информационных

блоках каждый такой фрагмент заменяется этим новым символом. Получаются информационные блоки меньшей длины, выраженные в алфавите длиной $(N + 1)$. Процедура повторяется до тех пор, пока информационные блоки не станут «ортогональными», т.е. не содержащими одинаковых фрагментов длиной равной или более уровня записи q .

В результате применения алгоритма получаются q -ортогональные, более короткие закодированные информационные последовательности, а также расширенный алфавит, состоящий из исходного алфавита A длиной N и дополнительного алфавита B , элементы которого представляют фрагменты длиной q .

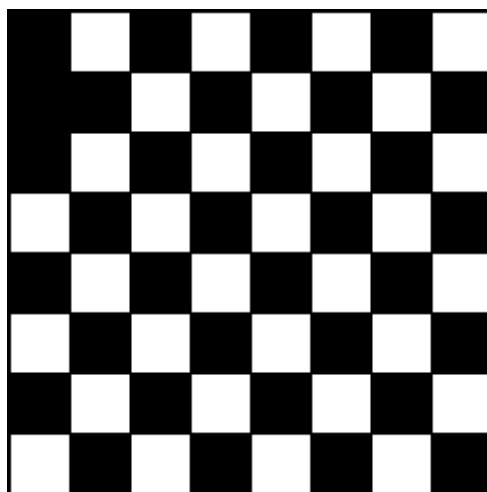


Рис. 2.15. Кодирование информационного блока на примере изображения шахматной доски

Поясним данную процедуру кодирования на следующем примере. Пусть имеется изображение «дефектной» шахматной доски, в которой одна белая клетка заменена черной (см. рис. 2.15). Покажем, как записать данное изображение на $q = 2$ уровне.

Сформируем из этого изображения информационный блок. Введем алфавит $A = \{a, b\}$, $N = 2$, где символ a соответствует белой клетке, а символ b – черной. Сканируя изображение построчно слева-направо сверху-вниз, получим информационный блок $I = babababa bbababab babababa abababab babababa abababab babababa abababab$ (пробелы оставлены для наглядности) длины $L = 64$. Очевидно, в таком виде этот информационный блок не может быть записан на $q = 2$ уровне.

Применим к этому блоку разработанный метод кодирования с заменой. Просматривая блок I слева направо, ищем повторяющиеся фрагменты длины $q = 2$ и сразу находим такой фрагмент ‘ ba ’. Вводим новый символ алфавита c , который будет далее представлять фрагмент ‘ ba ’. Заменяя в блоке I все вхождения этого фрагмента новым символом c , получим блок $I' = cccc bcccb cccc acccb cccc acccb cccc acccb$ длины $L = 36$.

К этому блоку снова применяем процедуру кодирования и находим, что фрагмент ‘ cc ’ также много раз повторяется. Вводим символ $d = 'cc'$. После замен получим блок $I'' =$

dd bdc b dd adcb dd adcb dd adcb, длины $L = 24$. Далее повторяем поиск и замену повторяющихся фрагментов длины равной уровню записи q , учитывая циклическую замкнутость блока. Вкратце, полная процедура кодирования приведена в Таблице 2.1.

В результате кодирования информационного блока I , описывающего изображение на рис. 2.15, получен закодированный блок $I' = bjih$; длина блока при кодировании сократилась с $L = 64$ до 4 символов. При этом алфавит расширился и содержит 10 символов $A = \{a, b, c, d, e, f, g, h, i, j\}$, при этом символы c, d, e, f, g, h, i, j являются специальными и представляют фрагменты ‘ aa ’, ‘ cc ’, ‘ dd ’, ‘ dc ’, ‘ fb ’, ‘ ge ’, ‘ ha ’, ‘ ii ’.

Таблица 2.1. Алфавит замен B и ход кодирования

Элемент алфавита	Фрагмент	Информационный блок
		Исходный блок <i>babababa bbababab babababa abababab babababa abababab babababa abababab</i>
c	aa	<i>cccc bcccb cccc acccb cccc acccb cccc acccb</i>
d	cc	<i>dd bdc b dd adcb dd adcb dd adcb</i>
e	dd	<i>ebdcbeadcbeadcbeadc b</i>
f	dc	<i>ebfbeatfbeatfbeatf b</i>
g	fb	<i>ebgeageageag</i>
h	ge	<i>bhahahah</i>
i	ha	<i>biiih</i>
j	ii	<i>bjih</i>

Данный пример показывает, как изображение на рис. 2.15 с большим числом повторяющихся участков может быть подготовлено для записи на 2 уровне. Аналогично, данное изображение может быть закодировано для записи на уровне $q = 3, 4$ и т.д. Заметим, что без кодирования данное изображение может быть записано только на уровне $q = 48$, так как исходный информационный блок I содержит повторяющийся фрагмент ‘*bababab babababa abababab babababa abababab babababa*’ длиной $L = 47$.

Таким образом, ортогонализация состоит в устранении избыточной информации в виде повторяющихся фрагментов за счет кодирования их более короткими символами. В отличие от рассмотренного в предыдущих разделах подхода, где запись обеспечивалась увеличением ее уровня, в данном случае фиксируется уровень и наращивается алфавит. Это дает принципиальную возможность записать любую совокупность информационных блоков на любом уровне, начиная со второго.

Метод кодирования информационных блоков является обратимым, потери информации при кодировании не происходит. Для декодирования символы дополнительного алфавита в закодированной последовательности заменяются фрагментами длиной q . Эту

процедуру, возможно, придется проделать несколько раз либо предварительно нужно выразить все фрагменты дополнительного алфавита через элементы начального алфавита.

Результат применения процедуры кодирования, т.е. окончательный вид, длина и состав закодированных последовательностей и расширенного алфавита определяются порядком пополнения алфавита совпадающими фрагментами, и могут незначительно зависеть от процедуры поиска таких фрагментов [181, 269].

2.6.2 Плотность упаковки информации при записи с кодированием

Описанный здесь метод q -кодирования информационных последовательностей разработан с целью обеспечения записи на отображении любого набора информационных блоков на заданном уровне q ($q \geq 2$). В результате применения метода кодирования к информационному блоку вида

$$I = \{a_1 a_2 \dots a_L\}, \quad (2.29)$$

где все символы a_i принадлежат исходному алфавиту A , L – исходная длина блока, получается более короткий блок

$$I' = \{b_1 b_2 \dots b_{L'}\}, \quad (2.30)$$

где символы b_i принадлежат новому алфавиту B большей длины, L' – новая (уменьшенная) длина блока.

Каждый информационный блок I' длины L' записывается на отображение в виде цикла той же длины L' , каждая точка которого формируется векторами длины q вида

$$(b_j b_{j+1} \dots b_{j+q-1}) \quad (2.31)$$

с учетом циклических граничных условий (т.е. $b_{i+L} = b_i$). Если одновременно записывается (и кодируется) несколько блоков, то все циклы вкладываются в одно фазовое пространство и, при правильно выполненном кодировании, образуют «клубок» непересекающихся замкнутых траекторий.

Особенностью данного метода записи с кодированием является исключительно плотная упаковка векторов. Он позволяет формировать динамические системы, в которых все информационные области (количеством $C = N^q$) могут быть задействованы информационными циклами. Другими словами, «клубок» информационных траекторий-циклов

может заполнять все фазовое пространство отображения, при этом обеспечивается надежный практически мгновенный доступ по требованию к любому информационному циклу. Высокая возможная плотность упаковки циклов позволяет даже при небольших уровнях записи ($q = 2-3$) записывать информационные блоки длиной в миллионы символов, или записывать одновременно десятки-сотни тысяч более коротких информационных блоков. (Заметим, что сам метод записи не ставит ограничений на объем записываемой информации, возможные ограничения реализации метода определяются используемыми техническими средствами.)

2.6.3 Сжатие информации при кодировании

«Побочным» результатом метода q -кодирования является обратимое (без потерь) сжатие информации – уменьшение общего объема данных, необходимых для полного и точного описания информационных объектов. Например, кодирование текстовых информационных блоков уменьшает их длину в среднем в 5-7 раз.

Коэффициент сжатия, достигаемый данным методом, примерно совпадает с показателями, обеспечиваемыми методами сжатия без потерь, основанными на заменах с алфавитом, например, методом Лемпеля-Зива (Л-З) и его разновидностями [277]. Это связано со сходством используемых подходов. Например, в методе Л-З последовательность символов просматривается слева направо, и при обнаружении повторяющейся цепочки символов эта цепочка заменяется кодом, при этом поддерживается таблица цепочек символов и соответствующих кодов. Отличие заключается в том, что в методе Л-З повторяющаяся цепочка символов в первый раз копируется в выходную последовательность без изменения, а в последующем кодируется одним символом, в то время как в методе « q -кодирования» заменяются *все* повторяющиеся фрагменты. Другое, более важное отличие заключается в том, что при « q -ортогонализации», делая замену фрагмента длины q в некотором месте последовательности, мы должны далее рассмотреть новый фрагмент длины q , возникающий на этом месте. В методе Л-З этого не делается, после замены просмотр исходной последовательности возобновляется, начиная с элемента, следующего за закодированным фрагментом.

Эти различия объясняются тем, что методы сжатия разрабатывались для быстрого *однопроходного* сжатия информационных потоков. Как результат, последовательность, сжатая методом Л-З (а как показывает анализ, и другими методами) не является « q -ортогональной», т.е. записываемой.

В то же время, разработанный метод кодирования информации для записи на отображениях обеспечивает не только сжатие, но и записываемость информационных блоков, хотя и проигрывает несколько в скорости за счет многопроходности [269].

2.6.4 Ассоциативное извлечение информации при использовании кодирования

Для реализации ассоциативной памяти, т.е. восстановления записанного образа по его произвольному фрагменту необходимо задать начальные условия, лежащие на соответствующем аттракторе. В данном случае, для этого нужно знать фрагмент $(b_j b_{j+1} \dots b_{j+q-1})$ длины q информационного блока, по которому вычисляется начальная точка x_0

$$x_0 = \sum_{k=1}^q \frac{(b_{j+k-1} - 1)}{N^k} + \frac{0.5}{N^q} \quad (2.32)$$

для одномерного отображения или вектор

$$((b_j - 1)/N + 0.5, (b_{j+1} - 1)/N + 0.5, \dots, (b_{j+q-1} - 1)/N + 0.5). \quad (2.33)$$

для q -мерного отображения.

При использовании описанного выше кодирования информации для записи на уровне q , сначала проводится предварительная q -ортогонализация информационных блоков I_m , $m = 1, \dots, M$, где M – количество записываемых блоков, а затем закодированные блоки I_m' записываются на предельные циклы отображения. Для ассоциативного доступа к записанной информации необходим фрагмент $(b_j b_{j+1} \dots b_{j+q-1})$ закодированного информационного блока I_m' длиной q . По нему согласно (2.32) или (2.33) может быть построена начальная точка x_0 , путем итерирования отображения вычислен цикл, восстановлен закодированный информационный блок I_m' и декодирован исходный информационный блок I_m . Однако гораздо больший интерес представляет восстановление записанного информационного блока не по фрагменту закодированного блока $(b_j b_{j+1} \dots b_{j+q-1})$, а по фрагменту информационного блока в исходном алфавите.

Итак, рассмотрим следующую задачу. Системе ассоциативной памяти предъявлен запрос в виде фрагмента $(a_i a_{i+1} \dots a_{i+k})$, $k > q$, одного из записанных информационных блоков. Требуется закодировать этот фрагмент, предъявленный в исходном алфавите, чтобы получить из него фрагмент закодированной информационной последовательности, по ко-

торому можно было бы построить начальные условия на соответствующем цикле отображения.

Решать эту задачу будем с использованием алфавита замен B , сформированного во время « q -кодирования» записываемых информационных блоков I_m , т.е. дополнительного алфавита, представляющего собой таблицу фрагментов длины q (см. для примера Табл. 2.1) Нетрудно видеть, что результат кодирования запроса существенным образом зависит от порядка предъявляемых к замене фрагментов и порядка используемых для замены элементов дополнительного алфавита. Поэтому необходимо построить такую процедуру кодирования запроса, которая обеспечит формирование закодированного запроса $(b_1b_2...b_l)$, максимально соответствующего записанному закодированному информационному блоку.

Анализ показал, что для достижения этого результата, замены при кодировании запроса должны выполняться в том же порядке, в каком они происходили при кодировании исходных информационных блоков. Чтобы убедиться в этом, достаточно рассмотреть кодирование запроса, представляющего собой исходный информационный блок I_m . Таким образом, при кодировании запроса необходимо последовательно пройти по дополнительному алфавиту B , с первого элемента до последнего, заменяя в предъявленном запросе (при наличии) фрагменты длины q из таблицы дополнительного алфавита (см. Табл. 2.1), на соответствующие символы.

После кодирования запроса формируется символьная последовательность $(b_1b_2...b_l)$, являющаяся частью закодированного записанного информационного блока, и если длина закодированного запроса l получилась больше уровня записи q , могут быть сформированы начальные условия x_0 на цикле и восстановлен весь цикл путем итерирования отображения.

Так как фрагмент $(a_i a_{i+1} ... a_{i+k})$, предъявленный для распознавания, может начинаться с произвольного элемента исходного информационного блока I_m , возможны ситуации, когда закодированный запрос $(b_1b_2...b_l)$ не является точным фрагментом закодированного информационного блока I_m' . Например, пусть информационный блок $I = (abcdefghijk)$ после кодирования на третьем уровне принял вид $(xdyhz)$, где $x = (abc)$, $y = (efg)$, $z = (ijk)$, а системе ассоциативной памяти предъявлен фрагмент исходного блока $(cdefghi)$ (см. рис. 2.16а). При преобразовании предъявляемого фрагмента из исходного в новый алфавит получается последовательность $(cdyhi)$, содержащая правильную часть закодированного блока (dyh) в середине и неправильные, «мусорные» элементы по краям (см. рис. 2.16б). «Мусор» на краях закодированного запроса появляется потому, что фрагмент начинается (и заканчивается) с символов, которые вошли в состав заменяемых фрагментов и потому не присутствуют в закодированном блоке I_m' .

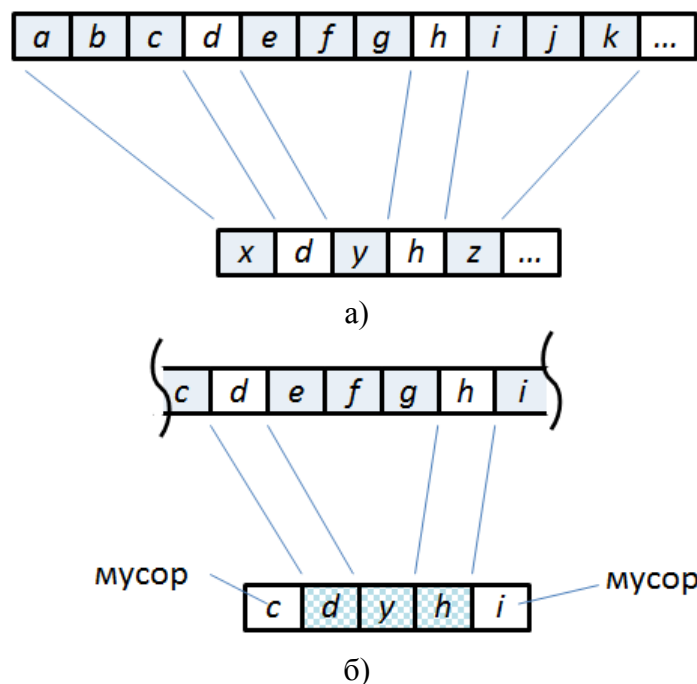


Рис. 2.16. Кодирование запроса, представляющего собой часть записанного информационного блока

Чтобы отсеять «мусорные» элементы и использовать закодированный запрос для ассоциативного доступа к записанной информации, используем следующую процедуру. По первым q элементам $(b_1 b_2 \dots b_q)$ закодированного запроса строим н.у. x_0 согласно (2.32) или (2.33). При итерировании, отображение порождает временной ряд $x_0, x_1 = f(x_0), x_2 = f(x_1), \dots$, которому соответствует информационный поток $c_0 = \text{int}(Nx_0), c_1, c_2 \dots$ и т.д. Если $(b_1 b_2 \dots b_q)$ является «правильным» участком, а точка x_0 попала на информативный участок отображения f , то порождаемый отображением символьный ряд совпадает на некотором количестве итераций с символами закодированного запроса, т.е. $c_0 = b_1, c_1 = b_2$ и т.д.

Если несколько последовательных значений совпали, значит, найдена точка входа на соответствующий запросу цикл. Если это не так, то первый элемент последовательности b_1 – «мусорный». Отбрасываем этот элемент закодированного запроса и повторяем процедуру с формированием начальных условий и сравнением порождаемого отображением потока символов с символами закодированного запроса. Если в закодированном запросе имеется «правильная» часть, по крайней мере, длиной $q+1$, то с помощью этого алгоритма она будет найдена, будут построены начальные условия на соответствующем цикле, восстановлен весь информационный блок (в закодированном виде), а затем путем декодирования восстановлен исходный информационный блок.

Если же весь закодированный запрос просмотрен, а найти начальную точку на аттракторе не удалось, значит, либо длина запроса была недостаточна для доступа к запи-

санной информации, либо представленный запрос не имеет отношения к записанной информации.

Таким образом, система ассоциативной памяти, построенная на описанных принципах, в ответ на предъявленный информационный блок или его часть практически мгновенно формирует один из двух возможных откликов: либо возвращает начальное условие x_0 на соответствующем аттракторе – предельном цикле, по которому может быть полностью восстановлен блок; либо дает ответ, что предъявленной информации недостаточно для однозначного формирования начального условия на аттракторе; это же происходит и тогда, когда предъявленный блок не записан на отображении. Ошибка невозможна в силу однозначности процедуры кодирования предъявляемого фрагмента, « q -ортогональности» записанных информационных блоков, однозначности самого отображения, а также благодаря использованию при формировании начального условия описанной выше процедуры сравнения закодированного фрагмента с порождаемым им информационным потоком.

Следует заметить, что формирование начального условия на аттракторе и соответственно восстановление записанного блока по его фрагменту в исходном алфавите происходит без сравнения предъявляемого фрагмента с каждым из записанных образов. После кодирования предъявляемого фрагмента для вычисления начальной точки x_0 может потребоваться выполнение лишь нескольких итераций для проверки попадания на аттрактор отображения, а время, затрачиваемое на каждую итерацию отображения, пропорционально логарифму объема записанной информации. Как указывалось в предыдущем разделе 2.6.3, кодирование информационных блоков перед записью приводит к сжатию информации с характеристиками, близкими к характеристикам современных архиваторов. Поэтому систему записи информации с кодированием можно рассматривать как архив с ассоциативным доступом к запакованной информации, причем поиск информации осуществляется в таком архиве практически мгновенно и происходит без распаковки архива; распаковка (декодирование) требуется только для представления найденного информационного блока в исходном алфавите

2.7 Последовательная запись информации

Описанный выше подход к записи информации на предельных циклах отображений подразумевает, что все информационные блоки записываются (кодируются для записи) одновременно. Это необходимо для поиска и устранения повторяющихся фрагментов длины уровня записи q и выше, наличие которых приведет к неоднозначности формируемой функции отображения. Время T , требуемое для кодирования информационных бло-

ков, растет как M^2 (в лучшем случае, как $M \log M$), где M – полный объем записываемой информации [170, 269]. При больших объемах записываемой информации именно этап q -кодирования занимает львиную долю времени.

Однако данный метод можно модифицировать таким образом, чтобы обеспечить возможность записи информации на отображении последовательно, блок за блоком. При этом запись каждого нового блока потребует относительно небольшой коррекции уже построенного отображения, а зависимость времени записи T от объема информации M становится близка к линейной.

Помимо необходимости увеличения скорости записи, задача последовательной записи образов возникает, например, для системы записи в режиме online, в которую образы для записи поступают последовательно.

Идея последовательной записи состоит в следующем [170, 181, 269]. Сначала строится отображение для одного блока информации, затем добавляется второй блок и строится отображение для двух блоков и т.д. С одной стороны, появление каждого последующего информационного блока требует полной перестройки отображения. С другой стороны, в новом отображении остаются фрагменты старого, и с появлением все новых блоков информации соответствующие изменения в структуре отображения будут все более и более локальными. Поэтому целесообразны такие алгоритмы последовательной записи блоков информации, которые вносили бы в отображение необходимые локальные изменения, не затрагивая его глобальную структуру.

Разработан алгоритм последовательной записи информации, который состоит в следующем [181, 269]. Пусть на отображении на уровне q уже записано m блоков информации. При кодировании этих блоков был сформирован дополнительный алфавит B_m . Теперь требуется записать $(m+1)$ -й блок. Для нового блока производится расчет положений точек цикла, через которые должно пройти новое отображение. Предположим сначала, что новый блок « q -ортогонален» предыдущим блокам. Это означает, что добавление нового блока не вызывает необходимости расширения алфавита, поэтому добавление нового цикла в фазовое пространство отображения не вызовет необходимости коррекции уже имеющих точек циклов и их окрестностей. Для того чтобы ввести новый блок информации в исходное отображение, достаточно переупорядочить массив точек циклов, добавить новые информативные площадки (и соединить все площадки отрезками прямых в случае одномерных отображений).

Рассмотрим теперь случай, когда новый блок «неортогонален» предыдущим блокам, т.е. некоторые его фрагменты длины q содержатся также в уже записанных информационных блоках (например, в блоке k). Это будет обнаружено на той стадии, когда для нового

$(m+1)$ -го блока информации производится расчет точек его цикла, так как в соответствующих точках возникнет пересечение нового цикла с одним из старых. В этом случае, в описанном выше алгоритме одновременной записи вводится новый элемент дополнительного алфавита, и все совпадающие фрагменты заменяются новым символом, после чего необходим пересчет точек циклов измененных блоков (в нашем случае, k и $m+1$) и т.д. Вместо этого, в алгоритме последовательной записи предлагается уже записанные блоки и их циклы оставить без изменений, ввести новый элемент дополнительного алфавита и совпадающие фрагменты заменить новым символом только в новом $(m+1)$ -ом информационном блоке. После этого новый закодированный блок станет «ортогонален» по отношению к записанным, и станет возможной его дозапись на существующее отображение.

Платой за эту возможность записи станет определенная неоднозначность кодирования, связанная с тем, что один и тот же фрагмент информационной последовательности в исходном алфавите, содержащийся в блоках k и $(m+1)$, в одном случае закодирован с использованием нового символа, а в другом (ранее записанном) блоке – нет. Эта неоднозначность может проявиться в том случае, когда для поиска информации системе ассоциативной памяти будет предъявлена часть раннего блока k , содержащая совпадающий фрагмент. В этом случае, он будет заменен с использованием символа дополнительного алфавита, и по нему будут построены начальные условия, не попадающие в окрестность соответствующего цикла. В то же время, поиск по части более позднего блока $(m+1)$, содержащей совпадающий фрагмент, будет успешным. Таким образом, ухудшатся возможности поиска в ранее записанных информационных блоках.

В каких-то случаях эту плату можно считать незначительной. Если же некоторое ухудшение качества (полноты) поиска неприемлемо, можно при дозаписи хранить таблицу роста длины алфавита $N(m)$ и усложнить процедуру поиска путем кодирования запроса несколько раз, каждый раз формируя и проверяя начальные условия.

Таким образом, если решать задачу записи новых информационных блоков путем применения процедуры записи сразу ко всему объему записываемой информации, то при появлении каждого нового блока информации нужно переупорядочивать все точки цикла для всех блоков. Дозапись путем локального изменения фазового пространства и функции отображения позволяет существенно снизить объем и увеличить скорость вычислений. При большом количестве мелких информационных блоков время записи T с помощью метода последовательной записи приближается к $T \sim M$. Выигрыш при большом объеме уже записанной информации очевиден.

2.8 Динамические свойства систем с записанной информацией

Для эффективной обработки информации в нелинейной динамической системе необходимо понимание поведения траекторий, существования и устойчивости тех или иных динамических структур в ее фазовом пространстве. Исследование этих структур в отображении с записанной информацией проведено в работах [174, 179, 269].

В предыдущих разделах дано краткое описание принципа записи информации на устойчивых и неустойчивых предельных циклах одномерных отображений. Как следует из теории [132, 278], устойчивость предельного цикла $\gamma_n = \{x_1, x_1, \dots, x_n\}$ определяется его мультипликатором M , который в случае одномерного отображения равен произведению производных функции отображения в точках цикла $M = f'(x_1) \dots f'(x_n)$, а в данном случае величиной тангенса угла наклона информативных участков s , а именно $M = s^n$. Если мультипликатор цикла по модулю меньше единицы, а значит, $|s| < 1$, цикл устойчив, и наоборот. Однако, знания величины мультипликаторов предельных циклов недостаточно для полного описания динамических явлений в данной нелинейной системе.

Кроме того, если информация записана на неустойчивых предельных циклах, т.е. $|s| > 1$, то остается открытым вопрос о характере движения системы и существовании и устойчивости тех или иных динамических структур.

2.8.1 «Ложные» аттракторы в одномерных отображениях с записанной информацией

Одномерная кусочно-линейная динамическая система с информацией, записанной на предельных циклах, может, вообще говоря, иметь «паразитные» аттракторы, например, устойчивые неподвижные точки и предельные циклы. Такие «ложные» аттракторы могут возникать, если в отображении имеются неинформативные участки с наклоном $|s| < 1$. Примеры таких аттракторов показаны цифрами 1 и 2 на рис. 2.17. Эта ситуация возникает из-за того, что в процедуре построения кусочно-линейного отображения с записанной информацией контролируются только информативные участки отображения, а на неинформативные участки накладывается единственное условие обеспечения непрерывности функции отображения.

Кроме того, при работе с неустойчивыми информационными циклами возможно появление хаотических аттракторов (цифра 3 на рис. 2.17). Такие аттракторы возникают рядом с биссектрисой на стыке информативных интервалов с неинформативными. На рисунке для хаотического аттрактора 3 нарисованы маленькие оси, чтобы показать, как в

окрестности этого аттрактора формируется отображение типа tent map, имеющее сплошную инвариантную меру.

При работе в режиме ассоциативной памяти (с устойчивыми информационными циклами) поведение системы на неинформативных участках не имеет значения, поскольку предполагается, что фазовая траектория туда не должна попадать. Однако при работе в режиме с неустойчивыми информационными циклами траектория блуждает по фазовому пространству, и «ложные» аттракторы превращаются в ловушки, захватывающие фазовую траекторию и препятствующие осуществлению других функций обработки информации.

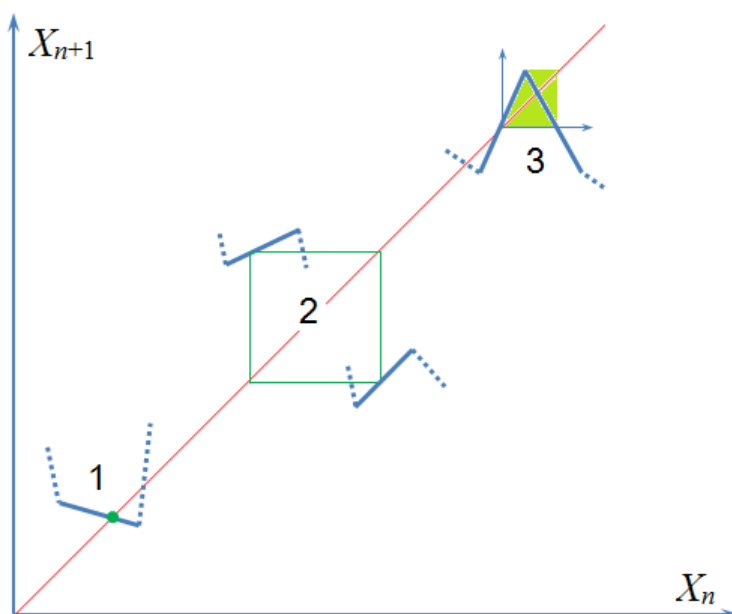


Рис. 2.17. Возможные «ложные» аттракторы.
1 – неподвижная точка, 2 – цикл, 3 – хаотический аттрактор

Устойчивость «паразитных» неподвижных точек и неинформативных предельных циклов можно подавить путем локальной коррекции неинформативных участков отображения [269]. Например, для этого можно вместо одного неинформативного отрезка с малым наклоном сформировать два или три, так что все они будут иметь наклоны $|s| > 1$, при сохранении непрерывности функции.

Однако такое решение не исключает появления «паразитных» хаотических аттракторов-ловушек, описанных выше. Тем не менее, есть решение, снимающее сразу все проблемы с «паразитными» аттракторами на неинформативных участках, но оно потребует отказа от непрерывности функции отображения (см. раздел 2.8.3).

2.8.2 Бифуркационные явления в непрерывных одномерных отображениях с записанной информацией

Ниже рассматриваются явления, сопровождающие потерю устойчивости предельных циклов с записанной информацией при увеличении наклона $|s|$ от значений, меньших единицы.

Анализ бифуркационных диаграмм для одномерных отображений с записанной информацией будем вести, опираясь на результаты, полученные в [279, 280]. В этих работах показано, что в кусочно-линейных отображениях помимо обычных циклов точек $\gamma_m = \{x_1, x_2, \dots, x_m\}$ могут иметь место циклы интервалов $\Gamma_m = \{I_1, I_2, \dots, I_m\}$ – хаотические притягивающие множества, состоящие из конечного числа отрезков I_k . При движении на таком аттракторе фазовая траектория системы проходит через точки $x_1, x_2, \dots, x_n, x_{n+1} = f(x_n), \dots$, последовательно попадающие на интервалы I_1, I_2, \dots, I_m . В [274, 279, 280] построена теория кусочно-линейных отображений с единственным экстремумом и подробно исследованы механизмы возникновения циклов хаотических интервалов и динамические свойства этих аттракторов.

Перед тем как комментировать бифуркационные диаграммы отображений с записанной информацией, рассмотрим схематически явления в окрестности информативных отрезков во время бифуркации потери устойчивости предельных циклов при $s = 1$ (мультипликатор цикла $M = +1$).

Устойчивость периодического решения с периодом m отображения $f: I \rightarrow I$ удобно анализировать с помощью отображения f^m . Предельный цикл $\gamma_m = \{x_1, x_2, \dots, x_m\}$ периода m отображения f соответствует неподвижной точке x_c отображения f^m , где x_c – одна из точек цикла. Устойчивость предельного цикла γ_m однозначно связана с устойчивостью неподвижной точки x_c отображения f^m : цикл γ_m устойчив, если устойчива x_c , т.е. $|f^m(x_c)'| < 1$, и наоборот: $|f^m(x_c)'| = |f(x_1)' \dots f(x_m)'| = |M|$, где M – мультипликатор цикла γ_m .

В критической точке $s = 1$ все точки информативного отрезка на $f^m: I \rightarrow I$ неподвижны и лежат на биссектрисе $x_{n+m} = x_n$. При прохождении s через $+1$ на границе информативного и неинформативного отрезков появляется «уголок», подобный изображенному на рис. 2.18а, где показана правая половина информативного участка (x_c – середина информативного отрезка, точка цикла, O_R – вершина уголка, x_R вначале совпадает с правой границей информативного интервала). Наклон отрезка $x_c O_R$, являющегося образом правой половины информативного отрезка отображения f , равен s^m , а наклон отрезка $O_R x_R$ равен $s^{m-1}p$, где $p \approx \text{const}$ – наклон неинформативного отрезка отображения f , примыкающего к информативному отрезку с предыдущей точкой цикла ($|p| > 1$). Так как наклоны обоих от-

резков, составляющих уголок, больше единицы, здесь не могут существовать устойчивые предельные циклы. Как показано в [279], появляется хаотический аттрактор типа цикла интервалов $\Gamma = \{[x_a x_R]\}$ периода 1, где $x_a = f^m(x_R)$.

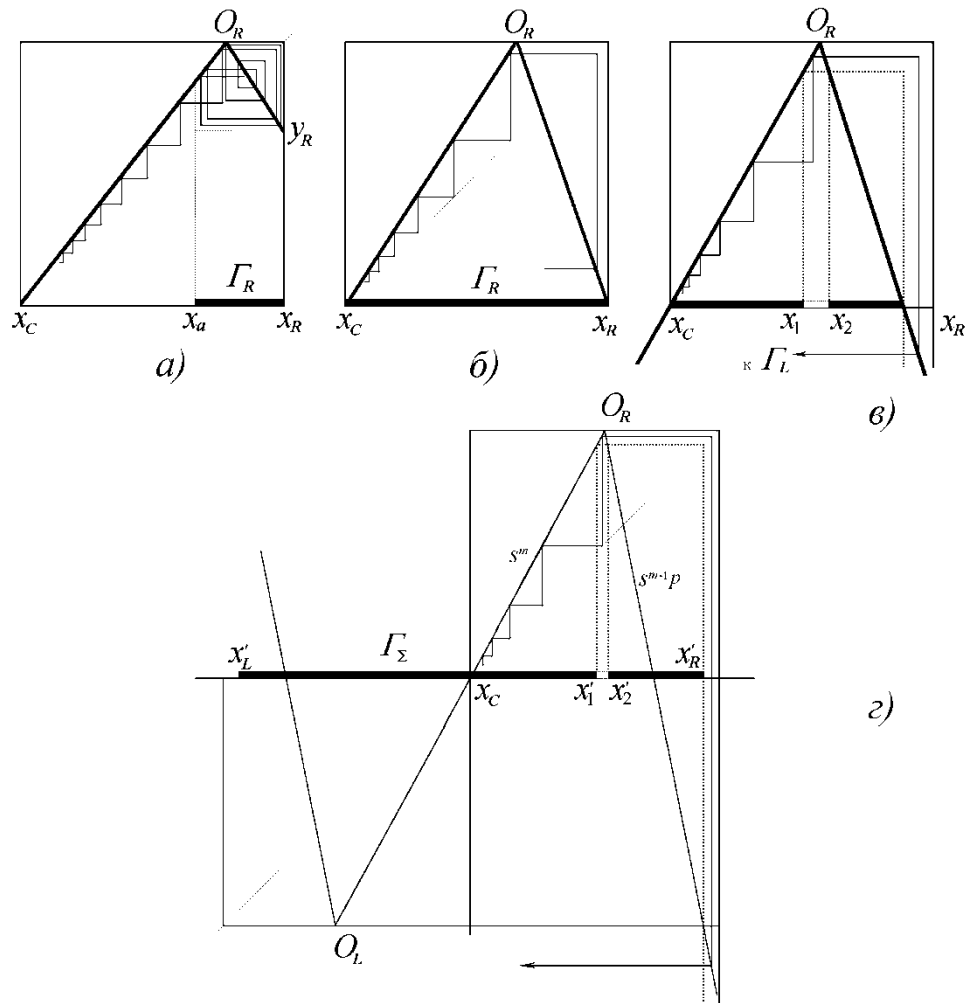


Рис. 2.18. Бифуркационные явления в отображениях с записанной информацией

Этот динамический объект, состоящий из отрезка $[x_a x_R]$, является притягивающим с момента рождения, а движение на нем является хаотическим с положительным показателем Ляпунова. Этому хаотическому аттрактору периода 1 отображения f^m соответствует интервальный цикл Γ_m периода m отображения f , полученный итерациями интервала $[x_a x_R]$ под действием отображения f . Этот очевидно притягивающий цикл проходит через краевые области соответствующих информативных отрезков потерявшего устойчивость предельного цикла γ_m . Эволюция интервального цикла Γ_R отображения f^m зависит от наклона отрезков $[x_C O_R]$ и $[O_R y_R]$, составляющих «уголок».

В момент рождения цикл интервалов совпадает с вершиной «уголка» – точкой O_R . По мере роста s растут наклоны составляющих «уголок» отрезков, и аттрактор $\Gamma = \{[x_a x_R]\}$

расширяется в обе стороны от O_R . При некотором критическом $s = s_1$, когда выполняется условие $f^m(x_R) = x_c$, интервальный цикл занимает всю правую половину информативного интервала исходного отображения и часть неинформативного (рис. 2.18б). При дальнейшем росте s в аттракторе появляется «дырка» $[x_1x_2]$, где $f^m(x_1) = x_R$ и $f^m(x_2) = x_R$, через которую фазовая траектория покидает аттрактор (рис. 2.18в), уходя на левую половину информативного отрезка.

Это явление можно рассматривать как кризис аттрактора – трансформацию хаотического аттрактора при столкновении его границы с неподвижной точкой x_c в переходный (метастабильный) хаос. Следуя подходу, развитому в [281], можно оценить среднее время пребывания фазовой траектории на метастабильном аттракторе Γ_R как

$$T \sim P^{-1} = \left(\frac{|x_2 - x_1|}{|x_R - x_c|} \right)^{-1} = \left(\frac{s^m}{1 + s/|p|} - 1 \right)^{-1}, \quad (2.34)$$

где P – вероятность ухода траектории с интервального цикла, причем $P = 0$ при $s = s_1$. Для s близких к s_1

$$T \sim P^{-1} \approx (m(s - s_1))^{-1}. \quad (2.35)$$

Отметим, что при $s = s_1$ фазовая траектория системы, покидая данный аттрактор, попадает в центр информативного отрезка (точку x_c), а при больших s забрасывается все ближе к его левому краю. Если на левой половине информативного отрезка происходят аналогичные явления с аттрактором Γ_L , образуется общий аттрактор Γ_Σ , объединяющий Γ_R и Γ_L на обеих половинах информативного отрезка. Это устойчивый аттрактор, так как единственные каналы ухода траектории с Γ_R и Γ_L направлены один к другому. С ростом s и он теряет устойчивость: при некотором $s = s_2$ возникает «дырка» $[x_1'x_2']$, где $f^m(x_1') = x_R'$ и $f^m(x_2') = x_R'$, и траектория покидает уже окрестность информативного отрезка, отправляясь блуждать по фазовому пространству (рис. 2.18г). Зависимость среднего времени пребывания T фазовой траектории на неустойчивом множестве Γ_Σ аналогична (2.34).

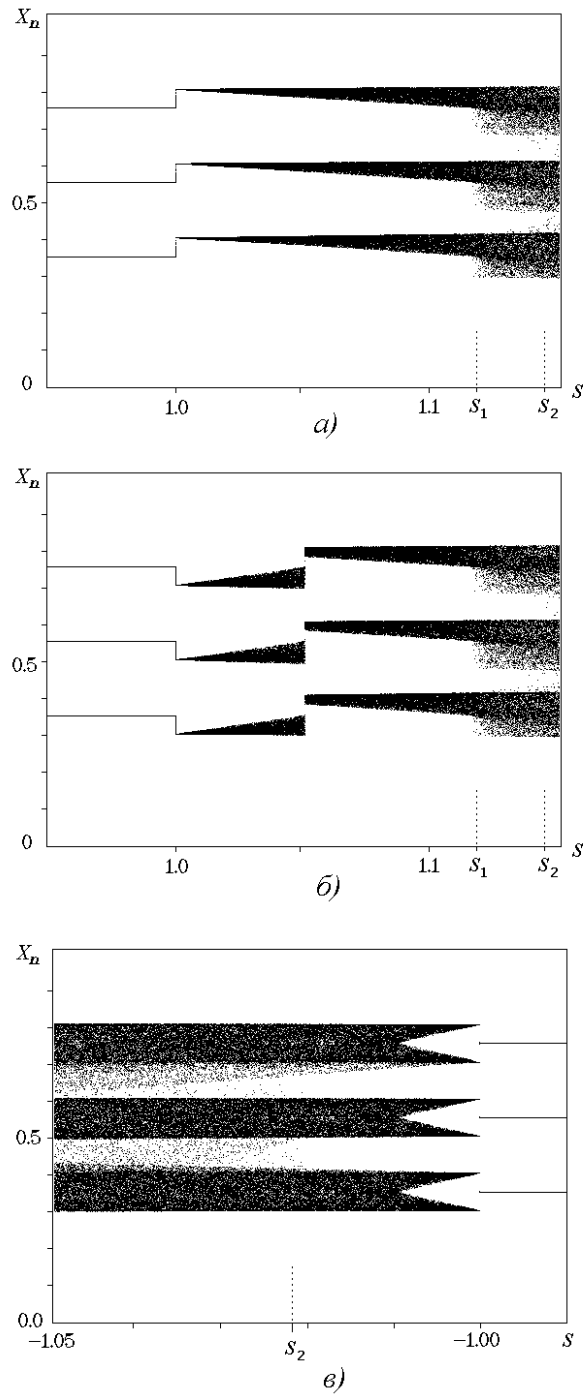


Рис. 2.19. Бифуркационная диаграмма отображения с одним циклом

Проиллюстрируем эти качественные рассуждения анализом бифуркационных диаграмм для отображения с одним информационным блоком 375, записанным на первом уровне (рис. 2.19). Алфавит – набор цифр $\{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9\}$, $N = 10$. Если фазовая траектория системы в момент бифуркации рождения интервальных циклов при $s = 1$ находится на правой стороне информативных отрезков относительно точек предельного цикла (см. рис. 2.19a), она притянется к интервальному циклу, проходящему через правую половину информативных отрезков («правый» аттрактор Γ_R). Показатель Ляпунова для этого

аттрактора $\lambda \approx 0,3$. При увеличении s мера этого интервального цикла на отрезке $[0, 1]$ увеличивается, и при $s_1 \approx 1,12$ аттрактор доходит до x_c – середины информативного отрезка. Это момент потери устойчивости «правого» цикла интервалов. При $s > 1,12$ через появившийся канал траектория рано или поздно покидает окрестность этого аттрактора.

Однако, как следует из рис. 2.186в, характер потери устойчивости таков, что фазовая траектория, покидая аттрактор на правой половине информативного отрезка, попадает на его левую половину. Если бы аттрактор на левом краю информативного отрезка («левый» аттрактор Γ_L) был в этот момент устойчивым, то траектория осталась бы на нем. Однако он потерял устойчивость раньше (при $s \approx 1,05$), поэтому после некоторого блуждания по нему траектория уходит обратно на «правый» аттрактор, и т.д.

Таким образом, при $s = s_1 \approx 1,12$ образуется общий хаотический аттрактор Γ_Σ периода 3, охватывающий все информативные отрезки. Этот аттрактор состоит из двух неустойчивых интервальных циклов Γ_R и Γ_L , однако единственный канал ухода траектории для каждого из них направлен в сторону другого, так что любая траектория, попавшая в Γ_Σ , останется в нем.

С ростом s канал ухода на краю информативного отрезка «углубляется» (рис. 2.18з), при $s = s_2 \approx 1,14$ общий аттрактор Γ_Σ теряет устойчивость, и траектория покидает его. При $s = s_2$ происходит бифуркация потери устойчивости Γ_Σ . Через s_2 будем далее обозначать момент потери устойчивости в отображении всех циклов интервалов. При больших s в системе наблюдается глобальный хаос.

На рис. 2.19б изображена бифуркационная диаграмма для случая, когда фазовая траектория системы в момент бифуркации $s = 1$ находилась с левой стороны информативного отрезка относительно точки предельного цикла. В этом случае она притягивается к интервальному циклу Γ_L с показателем Ляпунова $\lambda \approx 0,2$. Но время его жизни по параметру s существенно меньше: он теряет устойчивость уже при $s \approx 1,05$. При больших s траектория уходит с Γ_L к устойчивому Γ_R . Дальнейшие события совпадают с уже описанными для рис. 2.19а.

Характер бифуркационных явлений при значении мультипликатора $M = -1$ (при $s = -1$ и нечетной длине информационного цикла) заметно отличается от рассмотренной: потеря устойчивости предельного цикла приводит к рождению удвоенного интервального цикла (см. рис. 2.19в), так как для отображения $f^m: I \rightarrow I$ наклон отрезка, проходящего через неподвижную точку цикла x_c , становится равным $s^m = -1$, и при каждой итерации f^m края информативного отрезка меняются местами. Реальный период интервального цикла при этом получается не m , а $2m$. Вместо бифуркации слияния интервальных циклов с раз-

ных краев информативного отрезка с ростом $|s|$ (при $s_1 \approx -1,009$) происходит заполнение всего информативного отрезка в результате расширения интервального цикла, что можно интерпретировать как обратную бифуркацию удвоения периода интервального цикла.

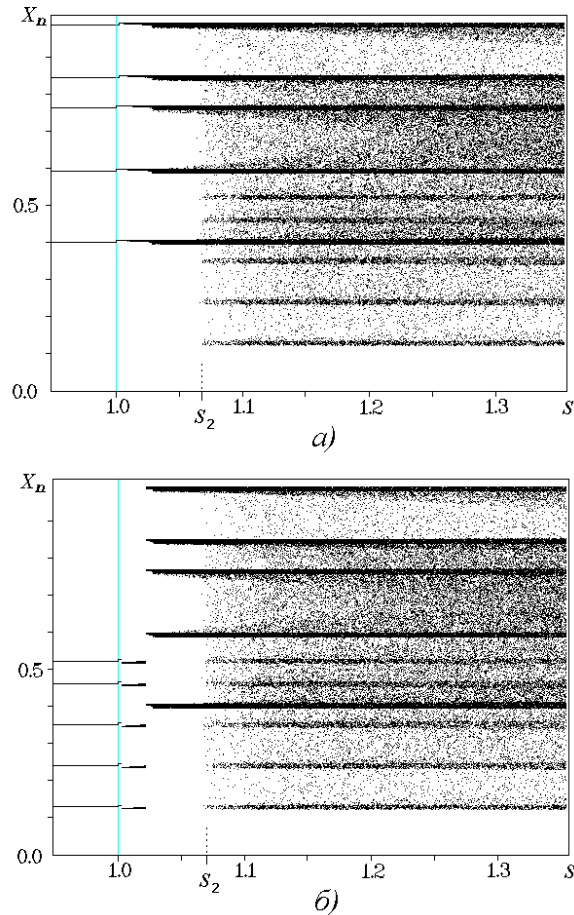


Рис. 2.20. Бифуркационная диаграмма для отображения с двумя информационными циклам

Если в динамической системе записаны несколько информационных блоков, то при переходе мультипликатора $|M|$ через единицу в окрестности каждого из соответствующих предельных циклов независимо рождаются либо два притягивающих цикла интервалов (при $|M| = 1$), либо удвоенный цикл (при $M = -1$). Их эволюция с ростом s совпадает в общих чертах с описанной выше. Наклоны неинформативных участков, примыкающих к разным информативным отрезкам, различны, поэтому различаются и «времена жизни», и условия устойчивости по параметру s каждого из этих интервальных циклов. Это видно из рис. 2.20, на котором изображены бифуркационные диаграммы для отображения с двумя информационными блоками **12345** и **97583**, записанными на втором уровне. Размер информативных участков здесь в $N = 10$ раз меньше, чем в предыдущем случае, и равен 0,01.

На рис. 2.20а изображена диаграмма для случая, когда при бифуркации потери

устойчивости предельного цикла, несущего информационный блок **97583**, фазовая траектория притягивается к правому интервальному циклу в окрестности информационного цикла. При $s \approx 1,03$ цикл интервалов на правой границе информативных отрезков теряет устойчивость и траектория уходит с него через «дырку», аналогичную $[x_1x_2]$ (см. рис. 2.18б). Однако она уходит в сторону аттрактора на левой границе информативных отрезков. Если бы он был в этот момент устойчив, траектория там и осталась бы. Но ввиду того, что он обладает аналогичной неустойчивостью, траектория остается на нем некоторое время и возвращается на первый аттрактор и т.д. При этом наблюдается рождение общего интервального цикла, охватывающего целиком информативные отрезки цикла **97583**.

На рис. 2.20б изображен случай, когда во время бифуркации потери устойчивости предельного цикла точек, соответствующего информационному блоку **12345**, траектория притягивается к новорожденному устойчивому циклу интервалов, проходящему через правый край информативных отрезков. Но он практически сразу же теряет устойчивость, и траектория уходит к интервальному циклу на другом краю информативных отрезков. При $s \approx 1,015$ рождается общий цикл интервалов $\Gamma_{5,\Sigma}$. В тот момент, когда и он теряет устойчивость (при $s \approx 1,025$), еще существует устойчивый цикл интервалов, связанный с другим информационным блоком **97583**, и фазовая траектория притягивается к нему.

При $s = s_2 \approx 1,07$ теряет устойчивость общий интервальный цикл для блока **97583**, т.е. в аттракторе появляется «дырка», через которую фазовая траектория может покидать его, как показано на рис. 2.18г. Таким образом, в фазовом пространстве динамической системы не остается устойчивых структур. При этом фазовая траектория системы начинает блуждать по фазовому пространству системы. В момент своего появления «дырки» на интервальных циклах малы, и траектория проводит большую часть времени в окрестности интервальных циклов, но с увеличением наклонов «дырки» растут, и инвариантная мера отображения становится более равномерной.

Анализ бифуркационных диаграмм отображения с записанной информацией показывает, что при $|s| < 1$ единственными устойчивыми аттракторами в колебательной системе являются информационные предельные циклы, а при $1 < |s| < s_2$ – соответствующие им хаотические интервальные циклы. При $|s| > s_2$ в нелинейной динамической системе наблюдается переход к глобальному хаосу через перемежаемость «неустойчивые циклы интервалов – глобальный хаос».

Как будет показано ниже, хаотические аттракторы типа циклов интервала могут быть использованы для записи информации.

2.8.3 Бифуркационные явления в разрывных кусочно-линейных отображениях с записанной информацией

Выше рассмотрены явления, сопровождающие потерю устойчивости предельных циклов с записанной информацией в непрерывных кусочно-линейных отображениях. Анализ показывает, что возникновение интервальных циклов в окрестности точечных предельных циклов с записанной информацией происходит с участием неинформативных участков отображения. При построении неинформативных участков накладывается единственное требование обеспечения непрерывности формируемой функции отображения F , поэтому в простейшем случае эти участки представляют собой отрезки прямой, соединяющие между собой информативные участки отображения (см. рис. 2.4).

Однако, как показано в разделе 2.8.1, такое решение, помимо появления интервальных циклов, может приводить к появлению «паразитных» аттракторов-ловушек. Кроме того, непрерывность функции отображения сложно обеспечить в многомерном случае. Отказ от непрерывности позволяет существенно упростить синтез функции отображения. В качестве примера, рассмотрим функцию отображения на рис. 2.4 с записанным информационным блоком «бег».

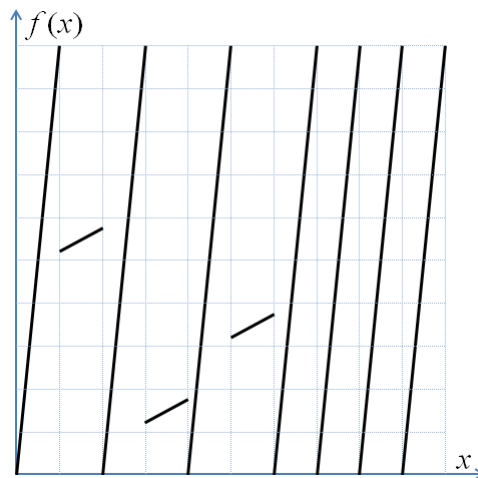


Рис. 2.21. Разрывное отображение с одним циклом, несущим слово «бег»

На неинформативных участках отображения на рис. 2.21 сформировано разрывное кусочно-линейное отображение сдвига Бернулли для N символов [275], где N – длина алфавита. Все неинформативные участки этого отображения имеют наклон $|s| = N \gg 1$, поэтому данное отображение обеспечивает хорошее перемешивание фазового пространства и гарантирует отсутствие паразитных аттракторов на неинформативных участках. (Именно так формируются функции двумерных и многомерных отображений (см. раздел 2.3)). Отметим, что в таком отображении не могут формироваться и «паразитные» хаотические

аттракторы, описанные в разделе 2.8.1, так как на стыке информативных и неинформативных интервалов при этом происходит разрыв функции. Аналогично, это решение исключает и формирование интервальных циклов в окрестности информационных точечных предельных циклов.

Исследование динамики разрывного отображения с записанной информацией в зависимости от параметра, регулирующего устойчивость информационных циклов, показывает, что при наклоне $s = 1$ происходит потеря устойчивости предельных циклов отображения, после чего сразу возникает хаотический аттрактор, занимающий все фазовое пространство.

2.9 Выводы

В данной главе изложены принципы и основные алгоритмы записи информации на динамических аттракторах нелинейных динамических систем с дискретным временем.

Проанализирована возможность использования статических и динамических аттракторов динамических систем в качестве носителей информации. Показано, что динамические аттракторы имеют ряд существенных преимуществ в плане объема и плотности записи. Предложен метод синтеза отображений различной размерности с заданными предельными циклами в фазовом пространстве. Исследованы вопросы записи информации на предельных циклах отображений, а также способы ее извлечения. Продемонстрирована возможность ассоциативного доступа к записанной информации, т.е. извлечения информации по малому фрагменту.

Выполнены оценки информационной емкости системы памяти на основе циклов отображения и проанализированы ограничения записи. Показано, что информационная емкость C метода записи при размере алфавита N на уровне записи q пропорциональна N^q . Так как размер информативного интервала составляет $\Delta x = N^{-q}$, с увеличением уровня записи возрастают требования на точность вычислений, что ставит технические пределы ее увеличению. В качестве вариантов решения, предложено использование многомерных отображений, а также специального кодирования записываемых информационных блоков.

Разработана регулярная процедура синтеза кусочно-линейных многомерных отображений для записи информации на предельных циклах, с возможностью регулирования устойчивости циклов. Исследованы характеристики записи информации на многомерных отображениях, в частности, исследована структура бассейнов притяжения устойчивых циклов с записанной информацией. Показано, что бассейны притяжения являются фрактальными. Описана процедура вывода системы итеративных функций [276], приводящей к

прямому построению бассейнов притяжения циклов.

Предложено обобщение метода на запись многомерных сигналов (векторных последовательностей) в многомерных отображениях, позволяющее синтезировать многомерные кусочно-линейные динамические системы с требуемыми предельными циклами с регулируемой устойчивостью. Метод записи многомерных сигналов, обладающий возможностями быстрого ассоциативного поиска, может найти применение в геофизических исследованиях, томографии, при построении иерархических систем и других информационных системах с многомерными данными.

Проведен анализ возможных способов извлечения записанной информации из динамических систем. Предложены три подхода к извлечению информации: по начальным условиям, путем управления устойчивостью несущих информацию циклов и с помощью синхронизации внешним временным рядом. Определены условия, при которых предпочтительно применять эти подходы. Так, для извлечения информации путем формирования начальных условий информационные многообразия динамической системы были устойчивы; во втором способе наоборот, все информационные предельные циклы динамической системы изначально должны быть неустойчивы, а по предъявленному запросу функция отображения модифицируется таким образом, что только соответствующий цикл становится устойчив, что приводит к сходимости к нему фазовой траектории после переходного процесса. При извлечении информации с помощью синхронизации информационные циклы могут быть как устойчивыми, так и неустойчивыми, но период внешнего синхронизирующего сигнала должен совпадать с периодом требуемого информационного цикла. Важно заметить, что эти методы извлечения информации особенно эффективны для извлечения информации, записанной на динамических информационных носителях (предельных циклах и странных аттракторах динамических систем).

Разработан метод специального кодирования записываемой информации, позволяющий гарантированно производить запись любых информационных блоков на требуемом уровне записи q . Данный метод основан на расширении алфавита и замены повторяющихся фрагментов новыми символами. «Побочным» эффектом разработанного метода является устранение избыточности (сжатие информации) в записываемых информационных блоках и уменьшение их длины. Характеристики метода кодирования в плане сжатия информации (до 5-7 раз для текста) близки к показателям известных методов сжатия данных без потерь. Разработаны алгоритмы, позволяющие осуществлять быстрый поиск информации по запросу непосредственно в закодированных данных, без распаковки. Результатом такого поиска являются начальные условия на предельном цикле отображения, соответственно, восстановление записанной информации осуществляется при последователь-

ном расчете траектории (итерировании отображения) и декодировании получаемой символической последовательности с помощью алфавита замен (расширенного алфавита).

Предложено также обобщение исходного метода записи информации на предельных циклах отображений, позволяющее осуществлять последовательную запись (дозапись) информации. Метод позволяет существенно ускорить процедуру записи информационных блоков, особенно при больших объемах записываемой информации. Так, если для исходного метода время записи пропорционально $T \sim M^2$ [269], где M – объем записываемой информации, то для большого количества мелких информационных блоков время последовательной записи приближается к $T \sim M$. Определенной платой за увеличение скорости является некоторое возможное ухудшение полноты поиска информации, а именно невозможен поиск по совпадающим фрагментам в ранее записанных информационных блоках. Предложен подход, позволяющий решить эту проблему за счет незначительного усложнения процедуры кодирования запроса при извлечении записанной информации из системы памяти.

Исследована динамика одномерных кусочно-линейных отображений с записанной информацией в зависимости от параметра s , регулирующего устойчивость информационных циклов. Показано, что при увеличении параметра s (наклона информативных участков функции отображения) при $s = 1$ происходит бифуркация потери устойчивости предельных циклов отображения, которая сопровождается рождением устойчивых хаотических интервальных циклов в окрестности точечных информационных циклов. Эти интервальные циклы рождаются на краях информативных участков и при дальнейшем увеличении параметра сливаются, образуя интервальный цикл, охватывающий весь информативный интервал. При увеличении параметра s интервальные циклы теряют устойчивость и возникает хаотический режим, охватывающий все фазовое пространство. Выявленные режимы также могут быть использованы в задачах обработки информации.

Таким образом, в данной главе созданы основы теории записи информации на циклах отображений заданной размерности и реализованы базовые функции (запись, хранение, извлечение) обработки информации с помощью нелинейной динамики.

Глава 3. Приложения теории записи информации на динамических аттракторах к задачам обработки информации

В главе 2 предложена и развита теория записи информации на динамических аттракторах (предельных циклах) одномерных и многомерных отображений; исследован вопрос информационной емкости предложенного метода записи; предложен способ предобработки (q -ортогонализации) записываемой информации, позволяющий гарантированно осуществлять запись любых информационных блоков на требуемом уровне записи. Кроме того, исследована динамика отображений с записанной информацией в зависимости от параметра, регулирующего устойчивость информационных циклов.

В данной главе предлагаются и исследуются функции обработки информации, которые могут быть реализованы на основе построенной теории, включая сканирование памяти (раздел 3.1), распознавание неполной или искаженной информации, кратковременная и долговременная память (раздел 3.2), классификация (раздел 3.4), поиск подобной (похожей) информации, автоматическая рубрикация и др. (раздел 3.6).

Также исследуются вопросы доступа к записанной информации с помощью явления хаотической синхронизации (раздел 3.3); приложения описанного метода к записи мультимедийной информации (текстов, изображений, видео) (раздел 3.5); описываются программные решения, реализующие методы обработки информации с помощью динамических аттракторов, а также приводятся примеры экспериментальных информационно-поисковых систем, созданных на основе изложенных подходов и разработок (раздел 3.6). Кроме того, в разделе 3.7 на основе полученных результатов и материалов обзорной главы 1 обсуждается эволюция представлений о роли нелинейной и хаотической динамики в процессах обработки информации.

Материалы данной главы изложены в работах [170-181, 211-218, 269].

3.1 Возможности обработки информации при записи на неустойчивых циклах отображений

В главе 2 рассмотрена задача синтеза отображений с информацией, записанной на устойчивых предельных циклах. Такие отображения могут служить информационными хранилищами, обладающими свойством ассоциативного доступа к записанной информации, под которым понимается возможность извлечения всего информационного образа по запросу в виде его небольшой части.

В данном разделе обсуждаются принципы обработки информации, связанные с хаотическими аттракторами и с неустойчивыми многообразиями в фазовом пространстве динамических систем.

3.1.1 Запись информации на хаотических аттракторах

Как следует из анализа бифуркационных диаграмм, проведенного в разделе 2.8 предыдущей главы, помимо точечных предельных циклов, которые специально формируются в фазовом пространстве отображения при записи информации, при $s > 1$ (s – параметр, управляющий устойчивостью циклов) в системе могут существовать хаотические аттракторы типа циклов интервалов (о циклах интервалов см. [279, 280, 282, 283]). Эти хаотические интервальные циклы также могут использоваться в качестве носителей информации. Рассмотрим эту возможность подробнее.

Как показано в разделе 2.8 (см. бифуркационную диаграмму на рис. 2.18), циклы интервалов возникают в момент потери устойчивости информационных предельных циклов (при $s \geq 1$). Движение по циклу интервалов (интервальному циклу) является хаотическим, показатель Ляпунова положителен $\lambda \approx \ln(|s|) > 0$. Данный аттрактор локализован в окрестности потерявшего устойчивость предельного цикла. Интервальный цикл состоит из конечного числа непрерывных интервалов, включающих в себя информативные интервалы соответствующего информационного цикла (или их часть) и небольшую часть примыкающих к ним неинформативных интервалов. Важно, что порядок обхода интервалов такого хаотического аттрактора совпадает с порядком обхода находящихся на них точек информационного предельного цикла. Поэтому информационный поток $a_i a_{i+1} a_{i+2} \dots$, где $a_i = [N \cdot x_i]$ ($[x]$ – операция взятия целой части x), порождаемый отображением $x_{n+1} = f(x_n)$ при движении на этом хаотическом аттракторе, представляет собой циклическое воспроизведение соответствующего записанного информационного блока.

Согласно алгоритму записи информации в одномерных отображениях, для воспроизведения элемента информационного блока достаточно попадания траектории x_i на соответствующий регион первого уровня отображения. (Как видно из распределения фазовой траектории, например, при записи блока 375 (рис. 3.1a), это условие может не выполняться при записи на первом уровне из-за того, что информативный интервал занимает весь соответствующий регион первого уровня, в то время как интервальный цикл включает в себя еще и часть неинформативных интервалов; однако это препятствие легко можно обойти за счет уменьшения длины информативного интервала.) Поскольку при хаотическом движении по циклу интервалов фазовая траектория x_i последовательно обходит те же

самые регионы первого уровня, символическое описание траектории совпадает с записанным информационным блоком.

Таким образом, информация, записанная на устойчивых предельных циклах одномерного отображения при $|s| < 1$, не теряется в момент бифуркации рождения соответствующего хаотического аттрактора – цикла интервалов, а обретает качественно новый носитель, и может быть извлечена так же, как и при записи на устойчивых предельных циклах точек.

Циклы интервалов имеют довольно широкую область существования по параметру s . Поэтому, класс динамических объектов – носителей информации для метода записи в одномерных динамических системах может быть расширен за счет хаотических аттракторов. При этом увеличивается и область параметра s , используемая для записи информации на устойчивых динамических многообразиях.

На рисунке 3.1 приведены примеры использования хаотических аттракторов – интервальных циклов для записи информации. На рисунке приведены фазовые портреты, инвариантные меры (распределение фазовой траектории на отрезке $[0,1]$) и временные реализации движений в отображении для случая записи информационного блока 375 на первом уровне. На рис. 3.1а изображены решения для $s = 1.125$, а на рис. 3.1б для $s = -1.005$.

При $s < 0$ и нечетном периоде информационного цикла соответствующий интервальный цикл рождается удвоенным, как указывалось в разделе 2.8, что хорошо видно на фазовом портрете на рис. 3.1б. Соответствующий информационный поток, тем не менее, тоже представляет собой повторение записанного информационного блока, так как последовательные значения переменной итерирования при движении на этом аттракторе укладываются в регионы 1-го уровня, соответствующие цифрам 3, 5 и 7.

Если рассматривать динамическую систему с интервальными циклами как систему динамической памяти, то использование интервальных циклов можно интерпретировать следующим образом. При записи информации на точечных циклах, геометрическим образом информационного блока является единственная циклическая траектория (точечный цикл). Имеется жесткое однозначное соответствие между информационным блоком и его геометрическим образом. В случае интервального цикла, геометрическим образом информационного блока является пучок траекторий (точнее, одна бесконечная траектория), плотно заполняющий некоторую область фазового пространства вокруг точечного цикла. В обоих случаях одному блоку соответствует один аттрактор, однако в случае интервального цикла имеется некоторая «свобода», «допуск» на задание начальных условий для попадания на аттрактор (см. рис. 3.1).

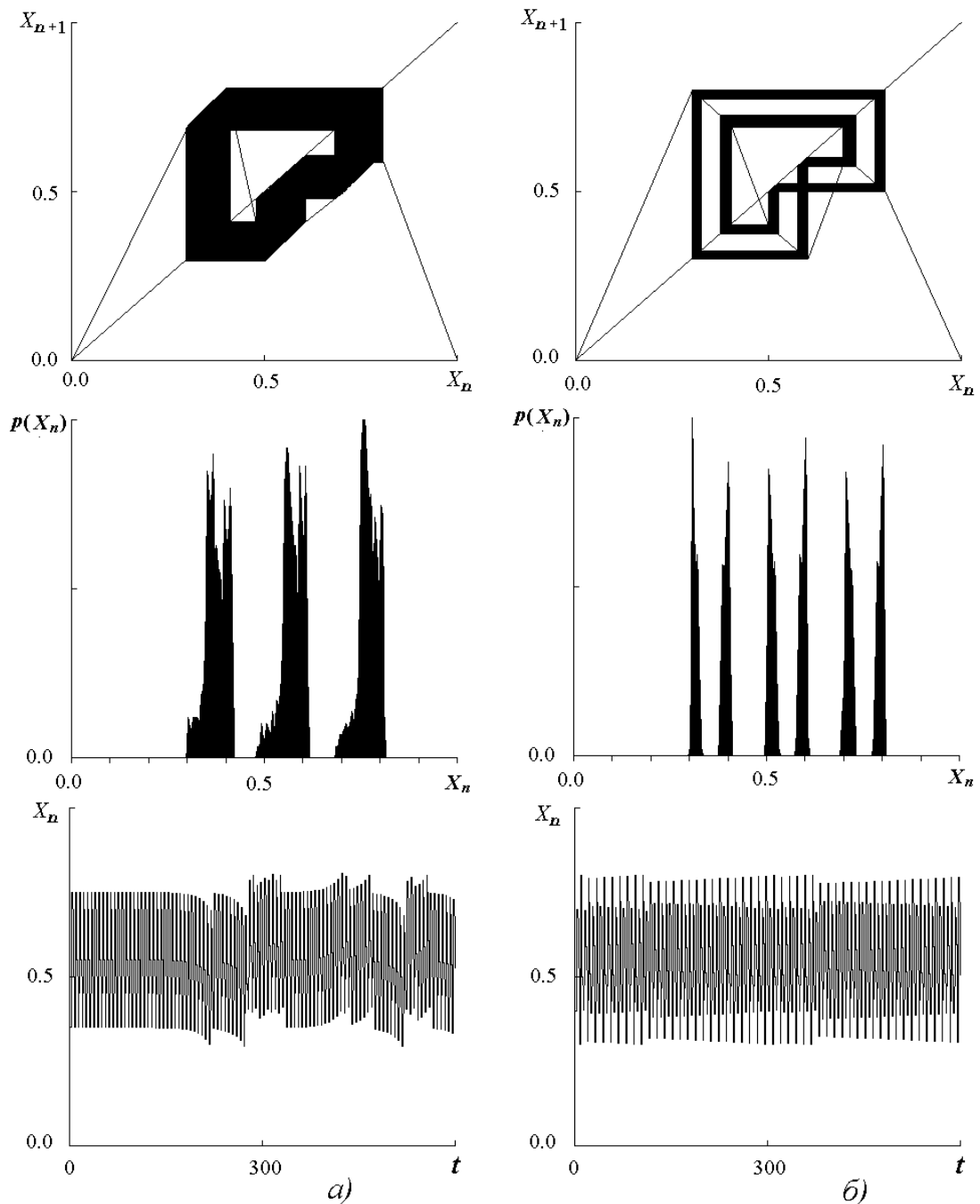


Рис. 3.1. Интервальные циклы отображения с информационным блоком 375, записанным на первом уровне

Так как хаотический аттрактор типа интервального цикла помимо информативных интервалов захватывает границы с ними участки неинформативных интервалов, вопрос устойчивости интервального цикла в каждом отдельном случае требует отдельного рассмотрения. Это связано с тем, что при синтезе функции отображения $f(x)$ наклоны неинформативных отрезков не контролируются (см. например рис. 2.5). Однако при необходимости нетрудно доработать процедуру формирования функции $f(x)$, так чтобы контролировать устойчивость как точечных, так и интервальных циклов.

Существование устойчивых циклов интервалов (в определенном интервале значений параметра $1 < |s| < |s_{gc}|$) на месте потерявших устойчивость информационных предельных

циклов необходимо учитывать при разработке методов обработки информации, основанных на записи на неустойчивых траекториях.

3.1.2 Перемежаемость как средство хаотического сканирования памяти

Как следует из анализа бифуркационных диаграмм одномерных отображений с записанной информацией в разделе 2.8, циклы интервалов возникают в одномерном отображении при увеличении наклона s информативных отрезков функции отображения $f(x)$ при $|s| = 1$ и теряют устойчивость при некотором предельном значении $s = s_{gc}$ (gc – global chaos, глобальный хаос) [174]. После потери устойчивости всех циклов интервалов в динамической системе реализуется глобальный хаотический режим, который можно рассматривать как режим перемежаемости «хаос-хаос». При этом фазовая траектория хаотически блуждает по всему фазовому пространству, посещая и области с записанной информацией. Если эту динамическую систему рассматривать как память, то такой режим может быть использован для хаотического сканирования памяти.

Чтобы показать это, запишем информацию на неустойчивых циклах интервалов, используя область параметра $s > s_{gc}$. Если наклон информативных участков ненамного больше s_{gc} , траектория будет «застревать» в окрестности интервального цикла на некоторое время, прежде чем покинуть его снова, так как вероятность ухода с него мала, как следует из формулы (2.32). Если инвариантная мера отображения ненулевая на всем единичном отрезке (или, по крайней мере, в окрестности информативных интервалов), траектория посещает окрестности всех циклов интервалов (а значит, и информативных предельных циклов), и наблюдается перемежаемость по отношению ко всем циклам, соответствующим записанной информации. Важно подчеркнуть, что в отличие от хорошо известного феномена перемежаемости, когда регулярные участки движения в окрестности положений равновесия или точечных циклов прерываются турбулентными всплесками, здесь наблюдается перемежаемость между хаотическими циклами интервалов и глобальным хаосом, когда движение на хаотическом аттракторе – интервальном цикле перемежается блужданием по всему фазовому пространству.

Чем больше наклоны s информативных участков ($s > s_{gc}$), тем быстрее траектория покидает окрестности неустойчивых интервальных циклов, соответствующих записанной информации. При очень больших наклонах ($s \gg s_{gc}$), в информационном потоке наблюдаются только «обрывки» записанных образов, происходит глобальное хаотическое движение, и о сканировании памяти уже нет речи.

Проиллюстрируем явление следующими примерами [174].

На рис. 3.2 приведен пример перемежаемости между двумя циклами, соответствующими

щими информационным блокам **97583** и **12345**, записанным на втором уровне. Бифуркационная диаграмма для этого отображения показана на рис. 2.19. Наклон информативных участков выбран в области перемежаемости $s = 1.14 > s_{gc}$. Как видно из рисунка, система «блуждает» по окрестностям двух циклов.

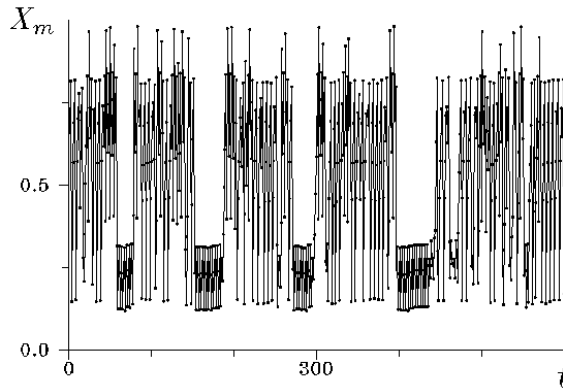


Рис. 3.2. Перемежаемость между двумя циклами

На рис. 3.3 приведены графики инвариантной меры отображения для трех значений наклона s в области перемежаемости: $s = s_{gc} \approx 1.07$, $s = 1.15$ и $s = 2.0$. Из рисунка видно, что инвариантная мера ненулевая всюду в информативной части отображения, причем при $s \cong s_{gc}$ на ней видны несколько узких пиков, а пьедестал очень мал. Это объясняется тем, что фазовая траектория большую часть времени проводит в окрестности информационных циклов (см. формулы (2.31) и (2.32)).

Также можно отметить, что фазовая траектория существенно больше времени находится в окрестности цикла **97583**, чем в окрестности цикла **12345**. На этом примере, а также на примере из раздела 2.8 (см. рис. 2.19) видно, что разные интервальные циклы имеют различные характеристики устойчивости, так как мультипликаторы этих циклов помимо наклона информативных отрезков s определяются наклонами примыкающих к ним неинформативных отрезков, которые в процессе формирования функции отображения $f(x)$ не контролируются. Поэтому в данном примере интервальный цикл в окрестности точечного цикла **97583** имеет большую устойчивость и разрушается при $s \approx 1.07$, в то время как интервальный цикл в окрестности цикла **12345** при $s \approx 1.02$. С увеличением параметра s инвариантная мера становится более равномерной, также начинают выравниваться времена, которые фазовая траектория проводит в окрестности циклов; это происходит за счет того, что она очень быстро их покидает.

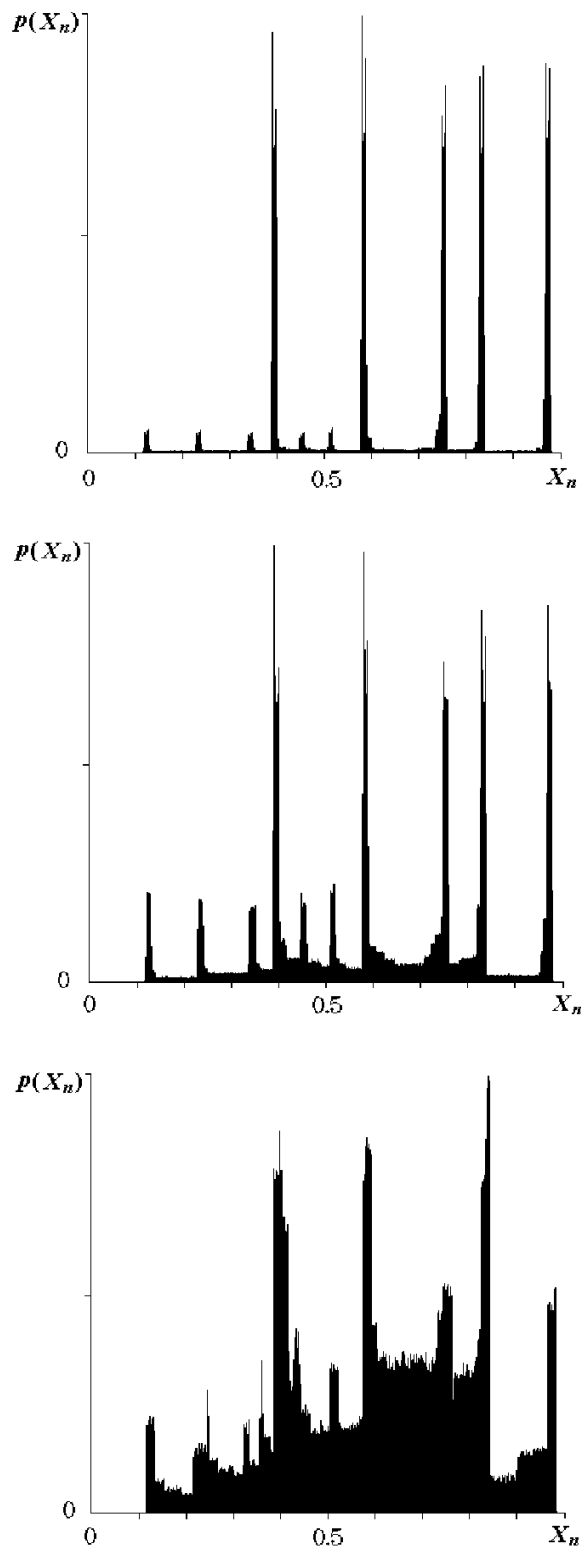


Рис. 3.3. Эволюция инвариантной меры отображения с двумя неустойчивыми циклами при увеличении неустойчивости: $s = 1.07, 1.15$ и 2.0

Рассмотрим еще один наглядный пример хаотического сканирования памяти с помощью явления перемежаемости [174]. Пусть на одномерном отображении записаны шесть русских пословиц:

СКУЧЕН ДЕНЬ ДО ВЕЧЕРА, КОЛИ ДЕЛАТЬ НЕЧЕГО.
 ЛЮБИШЬ КАТАТЬСЯ, ЛЮБИ И САНОЧКИ ВОЗИТЬ.

БЕЗ ТРУДА НЕ ВЫНЕШЬ И РЫБКУ ИЗ ПРУДА.
ПОД ЛЕЖАЧИЙ КАМЕНЬ ВОДА НЕ ТЕЧЕТ.
НЕ РОЙ ЯМУ ДРУГОМУ, САМ В НЕЕ ПОПАДЕШЬ.
НЕ В СВОИ САНИ НЕ САДИСЬ.

Каждая пословица представляется в отображении отдельным предельным циклом. Запись произведена на втором уровне с предварительным кодированием-сжатием информации, согласно алгоритму [181, 269] (см. раздел 2.6). Из бифуркационной диаграммы данного отображения определяем, что область перемежаемости начинается здесь при $s = s_{gc} \approx 1.03$. Информационный поток, порождаемый этой динамической системой в области перемежаемости ($s = 1.05$) выглядит следующим образом:

...

ГОНЕ Г,ЛЮБГОМУ, САМ В НЕЕ-ЧЕОЯЛЮБИ НЕЮАТ,РУНЕ ОТЪРУДАГОЫ ЧЙЧЕООЧЕНЪГ ДЕЗ
ЮКУНЕ. ,ЛЮБ. ЗОХ-.Ы ЯЛЮБИ НЕЪ ДЕРУДАГОРУЛЮБ.
НЕ В СВОИ САНИ НЕ САДИСЬ.
НЕ В СВОИ САНИ НЕ САДИСЬ.
НЕ В СВОИ САНИ НЕ САДИСЬ.
НЕ В СВОИ САНИ НЕ САДИСЯЛЮБГОЛЮБИ НЕС В.
НЕ РОЙ ЯМУ ДРУГОМУ, САДИСЬЗ Ъ, СЪФ. УДГОАТРУРУЛЮТЬ.
Ф ДЕОЛТЛЮБИ. ЯНЕ
СКУЧЕН ДЕНЬ ДО ВЕЧЕРА, КОЛИ ДЕЛАТЬ НЕЧЕГО.
СКУЧЕН ДЕНЬ ДО ВЕЧЕРА, КОЛИ ДЕЛАТЬ НЕЧЕГО.
СКУЧЕН ДЕНЬ ДО ВЕЧЕРА, КОЛИ ДЕЛАТЬ НЕЧЕГО.
СКУЧЕН ДЕНЬ ДХЫРУДАГОНЕ ЖГНЕ ЧЕНПАДЕШЬ.
НЕ РОЙ ЯМУ ДРУГОМУ, САМ В НЕЕ ПОПАДЕШЬ.
НЕ РОЙ ЯЛЮ, З ЧЕНС И ОИ САНИ НЕ САДИСЬ.
НЕ В СВОИНЕЧЕНЬНЕ ДЕРУДГОНЕ КНЕ,ЛЮБИ НЕРЫЪВАТЭ, МУ УАТЕЧЕМУЧЕН ДЧЙКУ И. ,МУ
ДО СДЧИЫЛС ВОЗИГОТЪАТЯРУРУАТЛЮБ. РУТЬ. ЧИЯ СЛЮ, РУДАГО И- ПЕЧЕЛЮБ.
НЕ ПОРЫ- ДЕЛРЫ
НЕ РОЙ ЯМУ ДРУГОМУ, САМ В НЕЕ ПОПАДЕШЬ.
НЕ РОЙ ЯМУ ДРУГОМУ, САМ В НЕЕ ПОПАДЕШЬ.
НЕ РОЙ ЯМУ ДРУГОМУ, САМ В НЕЕ ОХШЖДЧЙМУ.ЪХ,ОД,РУГОМУ, САМ В НЕЕ ПОПАДЕШЬ.
НЕ РОЙ ЯМУ ДРУГОМУ, САМ В НЕЕ ПОПАДЕШЬ.
НЕ РОЙ ЯМУ ДРУГОМУ, САМ В НЕЕ ПОПАДЕШЬ.
НЕ РОЙ ЯМУ Д-
ПЮ СПЛЮБ.
ДОРУДАГОО НЕ ВЫНЕШЬНЪРУДГОЛЮБГОУМУ, ЧИМЫ-- УЛЮТЬ ДЕЧЕХЫ,МУ, ЮНЪРУГОЛЮТЬ,
ПАТЗ ЧЙНЬ ДЕ,МУ П. РРЫЛМЪГ Х.ЯЛЮБ.
ЛЮБИШЬ КАТАТЬСЯ, ЛЮБИ И САНОЧКИ ВОЗИТЬ.
ЛЮБИШЬ КАТАТЬСЯ, ЛЮБИ И САНОЧКИ ВОЗИТЬ.
ЛЮБИШЬ КАТАТЬСЯ, ЛЮБИ И САНОЧКИ ВОЗИТЬ.
ЛЮБИШЬ КАТАТЬСЯ, ЛЮБИ И САНОЧКИ ВОИ САНИ НЕ САДИСЬ.

НЕ В СВОИ САНИ НЕ САДИСЬ.
 НЕ В СВОИ САНИ НЕ САДИСЬ.
 НЕ В СВОИ САНИ РУДАГО,МУ.ЭНЬЛЮТЬЛЮ, РУДГО ВЭ ВГОЪВХЫЩЕМЧИЮАТ ДЕЛРЫЧЕНЧЙ ИЗ ПРУДА.
 ВСЬЛЮТЬРУДАГОГО ВСЯ, ЛЮБИ И САНОЧКИ ВОЗИТЬ.
 ЛЮБИШЬ КАТАТЭГОХЩЕЖАЧИЙ КАМЕНЬ ВЩДЫБАТНЕ ВЯЛЮБГОКУШЬЧЕОУЛЮБГОАТЛЮБ.
 РУРУДАГО, ЕЧЕ- ДЕ САДИСЬ.
 НЕ В СВОИ САНИ НЕ САНОЦЦРЫЧЙПГО.
 СКУЧЕН ДЕНЬ ДО ВЕЧЕРА, КОЛИ ДЕЛАТЬ НЕЧЕГО.
 СКУЧЕН ДЕНЬ ДО ВЕЧЕРА, КОЛИ ДЕЛАТЬ О,РУДГО СРУДА.
 Н- ДЕЛЮБИ. ШИРЬЬ.
 ХЬОД НЕ КЮАТЧЕОНЧЕОПАДЕШЬ.
 НЕ РОЙ ЯМУ ДРУГОМУ, САМ В НЕЕ ПОПАДЕШЬ.
 НЕ РОЙ ЯМУ ДРУГОМУ, САМ В НЕЕ ПОПАДЕШЬ.
 НЕ РОЙ ЯМУ ДРУГОМУ, САМ В НЕЕ ПОПАДОХ,ЛЮБИ НЕЖБРЫГРУДГОГОНЕ МЦПТЛЮБИ
 НЕЪГЮКУАМРЫЖГЯЛЮБГОГО, АТ.Э ВЕЧЕ.ЪВЛЮБ. ИТЛЮБ.
 ЧЕЫРУРУТЬОД ЛЮБИ НЕ С, ИЧИЫЪГ ДЕ СТЬГОЛЮБИШЬНЕЗ ФЧЕОЛАТЬ Н ДЕНЬ ДРЩЕЗКГО С
 УЛЮБГО ВНЬ Д. Д ДЕ,ЛЮБ.
 ЗИ ВОЗИТЬ.
 ЛЮБИШЬ КАТАТЬСЯ, ЛЮБИ И САНОЧКИ ВОЗИТЬ.
 ЛЮБИШЬ КАТАТЬСЯ, ЛЮБИ И ТАНОЧКИ ВОЗИТЬ.
 ЛЮБИШЬ ЛЕЖАЧИЙ КАМЕНЬ ВОДА НЕ ТЕЧЕТ.
 ПОД ЛЕЖАЧИЙ КАМЕНЬ ВОДА НЕ ТЕЧЕТ.
 ПОД ЛЕЖАЧИЙ КАМЕНЬ ВОДВРЬЫХЩДТ С НЕ САДИЦК Д,
 ...

Анализ этого фрагмента информационного потока, представляющего, по сути, дискретизированную временную реализацию, позволяет судить о динамике системы при данном параметре s . Например, здесь отчетливо различаются «хаотические» участки информационного потока, отвечающие срыву фазовой траектории с цикла и движению по фазовому пространству, и квази-регулярные участки, воспроизводящие записанные пословицы и отвечающие пребыванию траектории на хаотических интервальных циклах (в окрестности предельных циклов). При увеличении параметра s длина регулярных участков быстро уменьшается, и, начиная с $s \approx 1.20$ в информационном потоке уже не встречаются пословицы целиком, а только их «обрывки».

Таким образом, в режиме перемежаемости можно быстро просмотреть («просканировать») информационное содержание системы памяти на основе одномерного отображения с записанной информацией.

3.2 Запись на неустойчивых циклах и распознавание образов

В разделе 2.5 настоящей работы обсуждались способы извлечения записанной информации из системы памяти на основе предельных циклов отображений. Одним из способов доступа к записанной информации является модификация функции f отображения с целью стабилизации одного из информационных предельных циклов отображения (см. рис. 3.4).

В качестве условия применения такого способа извлечения записанной информации было отмечено, что исходно все информационные многообразия динамической системы должны быть неустойчивы. При этом динамическая система должна находиться в режиме глобального хаоса, при котором фазовая траектория блуждает по всему фазовому пространству.

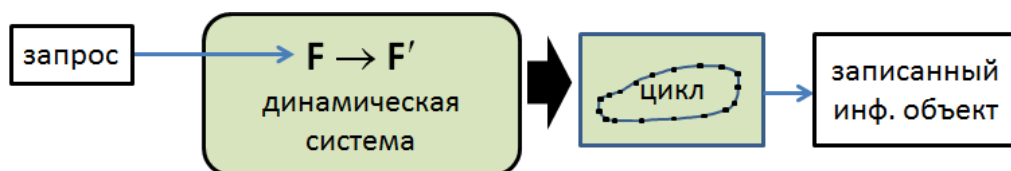


Рис. 3.4. Локальная коррекция функции отображения с целью изменения устойчивости цикла

Модификация функции отображения f по предъявленному запросу $I = c_1 c_2 \dots c_n$, который является фрагментом или целой частью информационного блока I_k , осуществляется следующим образом. В функцию отображения вносятся небольшие локальные изменения, а именно, информационные участки функции отображения f , связанные с информационным блоком I_k , корректируются таким образом, чтобы в фазовом пространстве отображения соответствующее многообразие M_k стало устойчивым; при этом остальные информационные многообразия остаются неустойчивыми. Это приводит к тому, что в фазовом пространстве динамической системы возникают области, через которые фазовая траектория системы попадает на единственное устойчивое многообразие M_k и остается на нем, что интерпретируется как извлечение соответствующего информационного блока I_k . Так как исходный глобальный хаотический аттрактор охватывал все информационные области фазового пространства, рано или поздно фазовая траектория неизбежно попадет на устойчивое многообразие M_k .

Рассмотрим, как этот подход может быть применен к задаче распознавания, т.е. извлечению требуемого информационного блока при предъявлении неполной или искаженной информации.

3.2.1. Реализация функции распознавания при записи информации на неустойчивых предельных циклах

Запись информации на неустойчивых циклах одномерного отображения осуществляется таким же образом, как и на устойчивых циклах, с той лишь разницей, что теперь мультипликатор цикла $\Lambda_k = \prod_{i=1}^n |f'(x_{ki})| = |s^n|$ (произведение наклонов информативных участков функции отображения, через которые проходит цикл) должен быть по модулю больше единицы, $|\Lambda_k| > 1$ [217]. С учетом анализа динамики одномерных отображений в разделе 2.8, наклон s информативных участков функции отображения должен быть $s > s_{gc}$, чтобы потеряли устойчивость и все хаотические интервальные циклы.

В этом случае, в отображении нет устойчивых предельных циклов, соответствующих записанным информационным блокам. Если возникает устойчивый предельный цикл, не связанный с записанной информацией (о «ложных» циклах см. раздел 2.8.1), его можно исключить локальной коррекцией функции отображения, не нарушая структуры неустойчивых циклов с записанной информацией. В режиме глобального хаоса траектория системы блуждает по фазовому пространству, посещая время от времени все информативные участки.

В отображениях вида (2.9) с записанной информацией можно легко управлять устойчивостью отдельных предельных циклов, связанных с тем или иным информационным блоком I_i , изменяя наклоны соответствующих информативных участков функции f отображения $x_{n+1} = f(x_n)$. Это верно как для одномерных, так и для многомерных отображений. Чтобы предельный цикл $M_k = x_{k1}, x_{k2}, \dots, x_{kn}$ стал устойчив, его мультипликатор $\Lambda_k = s^n$ должен стать меньше единицы, $|\Lambda_k| < 1$.

Распознавание информации в такой системе можно организовать следующим образом. Пусть записано M информационных блоков на уровне q и системе предъявляется символьная последовательность длиной L . Она рассматривается как внешний сигнал, управляющий состоянием системы. Правила воздействия этого сигнала на отображение таковы:

- если последовательность содержит фрагменты, соответствующие информативным участкам отображения, то наклон этих участков устанавливается меньше единицы;
- в противном случае сигнал не меняет функции отображения.

Если входной сигнал I соответствует одному из записанных образов, для определенности I_k , т.е. совпадает с ним или является его частью, в функции отображения $f(x)$ после коррекции появляются информативные участки с наклоном меньше единицы. Если достаточно большая часть информативных участков функции отображения скорректирована, мультипликатор Λ_k цикла M_k , соответствующего входному сигналу I , может стать меньше

единицы, $|\Lambda_k| < 1$. В фазовом пространстве системы появляется устойчивый цикл M_k , притягивающий траектории для любых начальных условий.

Подчеркнем, что в рассматриваемом случае в фазовом пространстве системы формируется устойчивый цикл, который по построению является единственным притягивающим множеством. Поэтому, если до изменения наклонов информативных участков в динамической системе существовал хаотический аттрактор с непрерывной мерой, пересекающей области фазового пространства, принадлежащие циклу, то после изменения наклонов траектория неизбежно через какое-то время попадет в окрестность цикла и сойдется к нему. Это означает появление «дыры» в хаотическом множестве, через которую траектория переходит от хаотического режима к регулярному, т.е. потерю устойчивости хаотическим множеством и переход от устойчивого хаоса к метастабильному. Это явление называют кризисом аттрактора. Появление перехода и позволяет реализовать извлечение информации по запросу.

Необходимо отметить, что вследствие единственности устойчивого предельного цикла, возникающего в результате кризиса, процесс распознавания не зависит от начальных условий для фазовой траектории. Выбор начальных условий определяет только длительность переходного процесса от метастабильного хаотического множества к устойчивому предельному циклу, т.е. скорость распознавания.

Работу системы памяти в данном режиме можно трактовать как распознавание информации. В самом деле, извлечение требуемого информационного блока I_k возможно даже при предъявлении неполной или искаженной информации. Поскольку устойчивость цикла определяется его мультипликатором $\Lambda_k = \prod_{i=1}^n |f'(x_{ki})|$, цикл M_k может стать (может быть сделан) устойчивым даже если скорректированы не все информативные участки, через которые он проходит.

Для этого длина запроса I должна быть достаточной для формирования хотя бы одной точки x_i на информативном интервале (или гиперкубе) функции f . Если такая точка x_i сформирована, то цикл, проходящий через нее, может быть сделан абсолютно устойчивым, если наклон информативного интервала, содержащего эту точку, сделать нулевым: $f'(x_i) = 0$ или $\Delta = 0$, тогда и мультипликатор цикла становится нулевым $\Lambda_k = 0$, и условие устойчивости цикла M_k гарантированно выполняется. Поэтому предложенный метод способен обеспечивать устойчивость необходимого цикла и, соответственно, извлечение записанного информационного блока даже при наличии ошибок в запросе, что можно трактовать как распознавание информации при наличии искажений или ошибок в запросе.

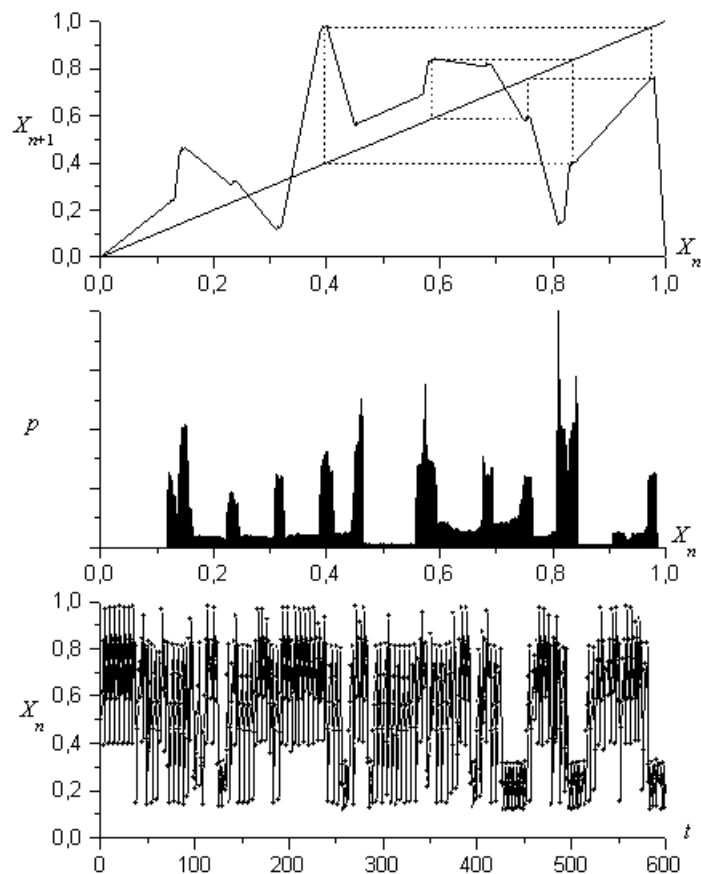


Рис. 3.5. Функция, инвариантная мера и временной ряд для отображения с тремя информационными блоками, записанными на неустойчивых циклах

Динамические свойства системы с записью информации на неустойчивых циклах продемонстрированы на примере с тремя информационными блоками *97583*, *14568* и *123*, записанными на втором уровне (см. рис. 3.5). Алфавит состоит из 10 символов-цифр от *0* до *9*. Кусочно-линейная функция отображения $f(x)$ приведена на рис. 3.5а.

На рис. 3.5б, где изображена инвариантная мера, можно видеть, что фазовая траектория исходного отображения с неустойчивыми циклами посещает все информативные участки отображения. Предполагается, что это свойство сохраняется, если возмущения, вносимые изменением наклонов, малы. Временной ряд x_n (n – дискретное время) на рис. 3.5в демонстрирует хаотический режим типа перемежаемости.

Последовательности *1231*, *135681* и *946839* используем как входные сигналы, т.е. возьмем записанный информационный блок без ошибок в первом случае, с одной ошибкой во втором случае и с двумя ошибками в третьем. Во всех трех случаях возникает устойчивый предельный цикл, связанный с соответствующим информационным блоком, и после переходного процесса, обусловленного блужданием траектории по метастабильному множеству, траектория притягивается к соответствующему устойчивому предельному циклу (рис. 3.6).

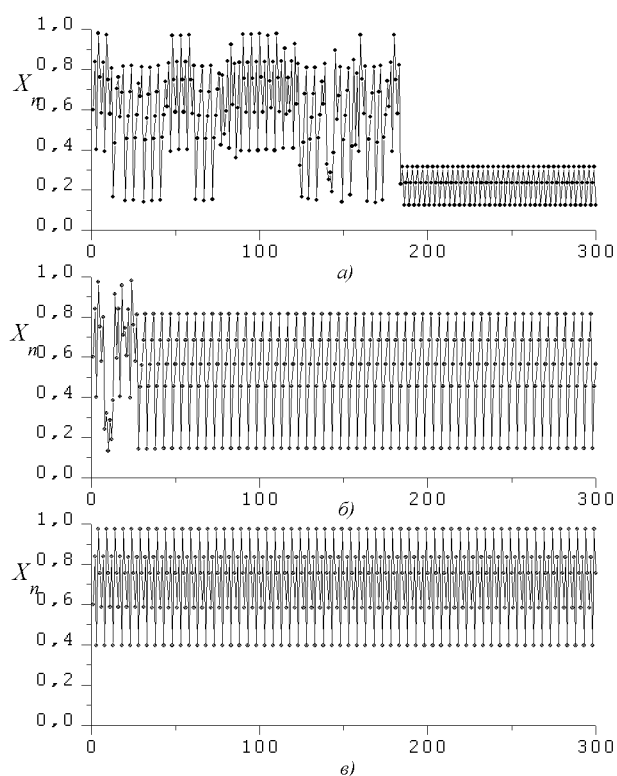


Рис. 3.6. Сходимость к соответствующим циклам при предъявлении исходного и искаженных образов

Таким образом, описанный подход, основанный на записи на неустойчивых предельных циклах, позволяет решать задачи распознавания неполной или искаженной информации.

3.2.2. Адаптивная модель распознавания

Описанная в предыдущем разделе система распознавания информации является в некотором смысле «одноразовой». Предполагается, что исходно все информационные предельные циклы являются неустойчивыми, затем на основании информации из запроса в функцию отображения вносятся локальные изменения, в результате чего условия устойчивости одного из них меняются «скачком», цикл стабилизируется, и после сходимости к этому циклу на выходе системы бесконечно воспроизводится записанная информация. При предъявлении нового запроса необходимо повторять всю процедуру.

В [171, 217, 270] введена адаптивная модель обработки информации на основе хаоса, также представляющая собой одномерное отображение с информацией, записанной на неустойчивых циклах, однако в этой модели функция отображения меняется непрерывно под воздействием непрерывно поступающего внешнего сигнала.

Управляемыми элементами отображения, как и в рассмотренной выше модели, являются наклоны информативных участков, которые контролируются входным сигналом U_n , n – дискретное время. Однако в данном случае, величина наклонов плавно меняется во времени. В начальный момент, все наклоны находятся в исходном (максимальном) состоянии $s_1 > 1$. Величина s_1 выбирается такой, чтобы обеспечить глобальный хаотический режим. Если в n -й момент времени на входе отображения имеется информационный сигнал U_n , соответствующий информативному участку j , то наклон участка $S_j(n)$ уменьшается и, если и в последующие моменты времени этот информационный сигнал сохраняется, данный наклон может стать по модулю меньше единицы (см. рис. 3.7).

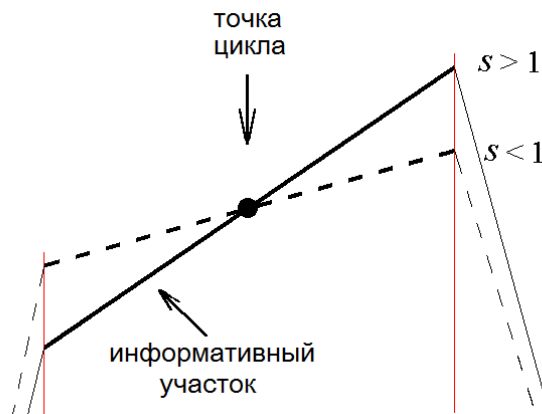


Рис. 3.7. Изменение величины наклона информативного участка

Чтобы сохранить работоспособность (реактивность) системы, введем обратный процесс – *релаксацию* наклонов отрезков к исходному состоянию: если в момент времени n внешний сигнал U_n не соответствует информативному участку j , то наклон $S_j(n)$ возвращается к начальному состоянию s_1 , т.е. к наклону в отсутствие внешнего сигнала.

Опишем процесс уменьшения наклона информативных участков. Пусть $s_2 < 1$ – минимальный наклон информативных участков. Его величина выбирается такой, чтобы обеспечить устойчивость информационного цикла. Процесс сходимости наклона информативного участка к состоянию s_2 описывается уравнением

$$S_j(n+1) = \alpha S_j(n) + (1-\alpha) s_2, \quad (3.1)$$

где $\alpha \in [0, 1]$ – коэффициент скорости сходимости наклона к s_2 .

Релаксационный процесс для j -го информативного участка на n -м шаге итерирования может быть описан уравнением

$$S_j(n+1) = \lambda S_j(n) + (1-\lambda) s_1, \quad (3.2)$$

где λ – скорость релаксации, $\lambda \in [0, 1]$.

Общее уравнение, описывающее динамику $S_j(n)$, выглядит так

$$S_j(n+1) = [\alpha S_j(n) + (1-\alpha) s_2] \delta_{nj} + [\lambda S_j(n) + (1-\lambda) s_1] (1-\delta_{nj}), \quad (3.3)$$

где δ_{ij} – символ Кронекера. Если на n -ом шаге внешний сигнал U_n соответствует информативному участку j , то $\delta_{nj} = 1$, иначе $\delta_{nj} = 0$.

Онлайн-алгоритм обработки информации в адаптивной модели изображен на рис. 3.8.

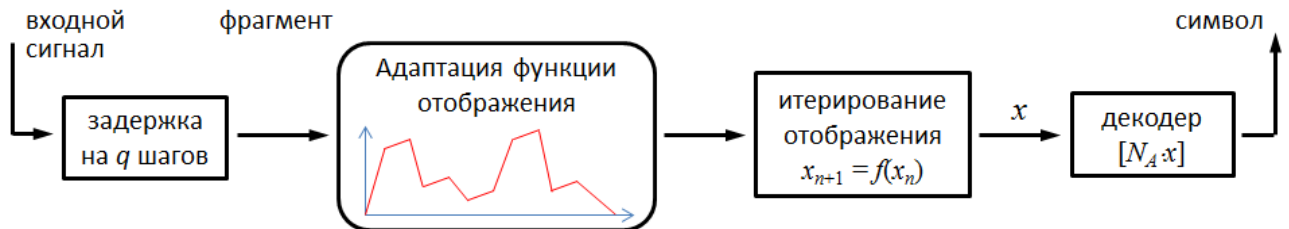


Рис. 3.8. Адаптивная (онлайн) модель обработки информации

Из входного сигнала (символьная последовательность, закодированная с помощью дополнительного алфавита, см. раздел 2.6) собирается фрагмент длиной q , из него формируется фазовая точка u_n , проверяется попадание этой точки на информативный участок отображения, затем в соответствии с выражением (3.3) адаптируется функция отображения, после чего отображение итерируется, полученное значение фазовой переменной x преобразуется в символ алфавита.

3.2.3. Модель «кратковременной» и «долговременной» памяти

Покажем, что понятия долговременной памяти и кратковременной памяти, широко применяемые в исследованиях принципов функционирования памяти в живых системах, имеют свои аналоги в динамике адаптивной системы распознавания (3.3) [171, 217, 270].

Начнем с долговременной памяти. После того как информационные блоки записаны, они существуют в системе до тех пор, пока существует она сама, а носителями информации являются неустойчивые циклы. Запись информации на неустойчивые циклы можно интерпретировать как долговременную запись или как *долговременную память*. Информация имеется в системе, но чтобы извлечь ее, требуется внешнее воздействие. Таким внешним воздействием является сигнал, содержащий информационные блоки, записанные

в системе, в точном виде или с ошибками. В общем случае, на другую информацию система не реагирует, оставаясь в хаотическом состоянии. После предъявления внешнего сигнала на месте одного из неустойчивых циклов возникает устойчивый предельный цикл. Предполагается, что за время воздействия сигнала система сходится к этому устойчивому циклу. После прекращения действия внешнего сигнала этот цикл некоторое время остается устойчивым, пока наклоны соответствующих информативных участков не отрелаксируют к исходному состоянию. В течение некоторого времени система остается в окрестности уже ставшего неустойчивым предельного цикла. Такое поведение системы может рассматриваться как *кратковременная память*.

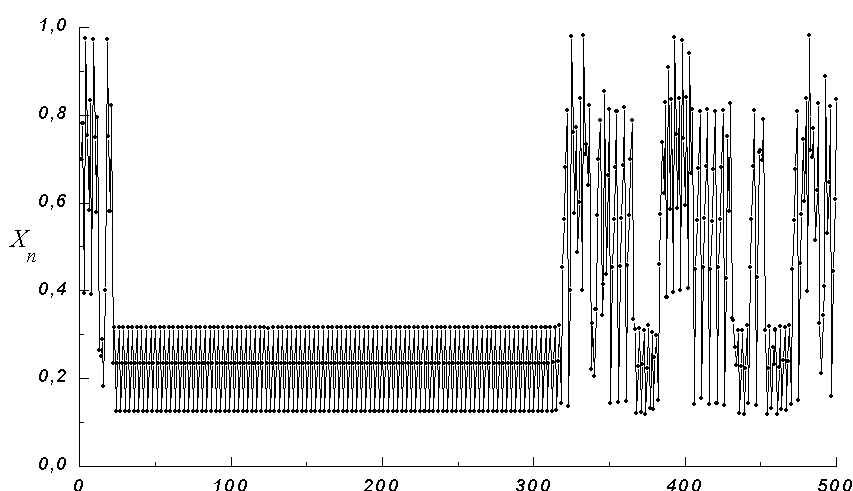


Рис. 3.9. Память в динамической системе (цикл)

Проиллюстрируем эти рассуждения на примере адаптивной системы с тремя информационными блоками **123**, **14568**, **97583**, записанными на втором уровне (см. рис. 3.5). На вход системы подается внешний сигнал, состоящий в периодическом повторении блока **123**. В это же время начинаются итерации с произвольных начальных условий $x_0 = 0.7$, не связанных с внешним сигналом. На рис. 3.9 показана динамика фазовой переменной отображения $x(n)$. Внешний сигнал подается в течение 300 итераций, затем он прекращается. Приблизительно через 20-25 итераций после начала эксперимента фазовая траектория попадает на появившийся устойчивый цикл, и остается в окрестности цикла вплоть до ~ 320 итераций, т.е. пока действует внешний сигнал плюс время потери устойчивости циклом после прекращения действия внешнего сигнала плюс время убегания траектории с неустойчивого цикла. Время стабилизации и время потери устойчивости предельным циклом определяется соответственно параметрами α и λ .

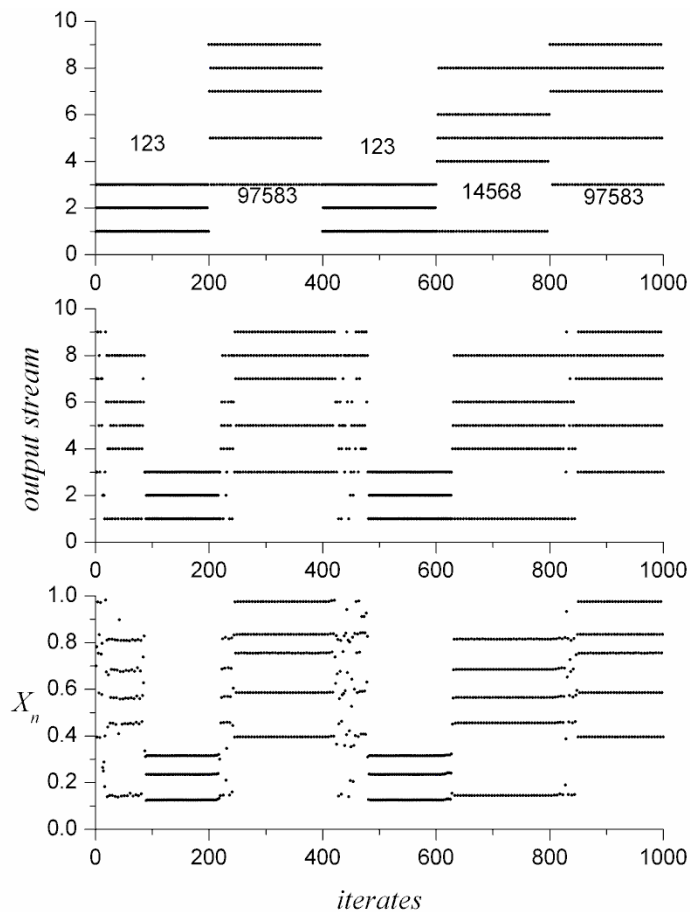


Рис. 3.10. Распознавание входного потока, представляющего повторения записанных информационных блоков, в режиме «онлайн»

Еще один пример работы этой же «онлайн»-системы приведен на рис. 3.10, где динамическая система демонстрирует переключение между тремя информационными блоками. Показаны входной сигнал, выходной информационный поток и траектория отображения. Входной сигнал составлен из фрагментов колебаний, представляющих записанные образы, каждый по 200 точек. Как можно видеть из рис. 3.10, фазовая траектория x_n следует (хотя и с опозданием) за входными образами, т.е. динамическая система их успешно распознает. Некоторая задержка переключений между циклами в выходном потоке связана с осаждавшимся эффектом кратковременной памяти.

Какова же роль динамического хаоса в описанных моделях? Сравнивая динамику отображений с информацией, записанной на устойчивых и неустойчивых циклах, можно выделить следующие важные свойства, появляющиеся с хаосом.

Прежде всего, при переходе к хаотической динамике исчезает конкуренция устойчивых информационных циклов и жесткая зависимость от начальных условий. В описанной модели в процессе распознавания возникает только один устойчивый цикл, старт с произвольных начальных условий рано или поздно приводит к извлечению записанного информационного блока.

Хаос можно рассматривать здесь как резервуар, содержащий «полезные» траектории (наряду со многими другими). Кроме того, роль глобального хаоса в этих системах заключается в глобальном перемешивании, что обеспечивает гарантированный, хотя и случайный доступ ко всем записанным образам: независимо от начальных условий фазовая траектория системы рано или поздно окажется в окрестности любого требуемого цикла (в правильно сконструированном отображении).

Таким образом, запись информации на неустойчивых траекториях отображений позволяет реализовать такие функции обработки информации, как распознавание неполной или искаженной информации, долговременную и кратковременную память.

3.2.4 Фильтр новизны

Динамическая система с информацией, записанной на неустойчивых предельных циклах, также может использоваться в качестве фильтра новизны. Если на вход такой системы подать сигнал (символьную последовательность I), содержащий информацию, записанную в системе, для определенности, блок I_k , на выходе системы появится эта информация I_k . Естественно, предполагается, что длина входной последовательности L достаточна для того, чтобы после кодирования сформировать точки в фазовом пространстве, т.е. длина закодированной последовательности $L' > q$, где q – уровень записи.

Если входной сигнал содержит информацию, не записанную в системе, устойчивых предельных циклов не возникает, и траектория продолжает хаотически блуждать по пространству. Таким образом, формируется состояние «Информация из запроса I отсутствует в системе», а сама система работает как фильтр новизны.

3.3 Применение синхронизации для извлечения информации

Для доступа к информации, хранящейся на неустойчивых циклах отображения, можно использовать явление синхронизация, как показано на рис. 3.11. При этом сигнал отображения синхронизируется с внешним сигналом при однонаправленном воздействии. Этот подход опирается на возможность синхронизации произвольной траектории отображения путем воздействия на это отображение внешним сигналом, представляющим всю эту траекторию или ее фрагменты [284-287].

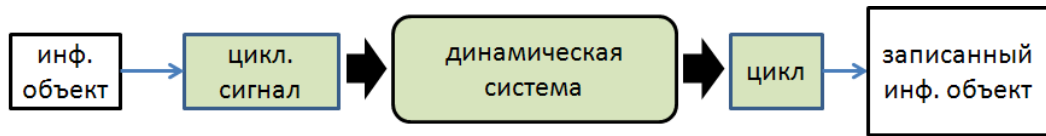


Рис. 3.11. Синхронизация отображения с записанной информацией внешним сигналом

Конечно, этот подход требует некоторого изменения самой динамической системы, так как при этом необходимо обеспечить возможность влияния внешнего сигнала на динамику системы с записанной информацией. Это можно осуществить путем подмешивания внешнего сигнала к сигналу динамической системы. Рассмотрим этот подход подробнее на примере одномерного отображения (см. рис. 3.12) (результаты могут быть обобщены и на системы динамической памяти более высокой размерности).

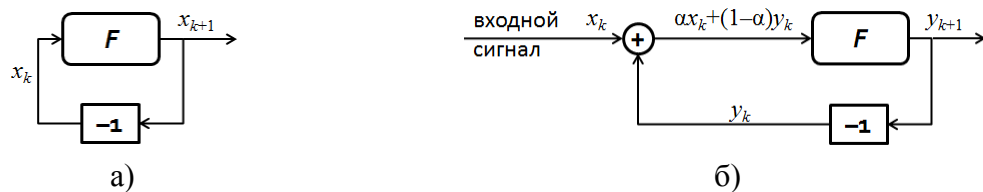


Рис. 3.12. а) блок-схема отображения $x_{k+1} = f(x_k)$, б) извлечение записанной информации с помощью внешнего синхронизирующего сигнала x

Внешний сигнал $x(k)$ подмешивается к переменной отображения $y(k)$ с некоторым весом (k – дискретное время). Весовой коэффициент (сила связи) α характеризует степень воздействия. Уравнение динамики отображения с внешним воздействием выглядит следующим образом

$$y_{k+1} = F(\alpha x_k + (1-\alpha)y_k). \quad (3.4)$$

Как следует из теории синхронизации связанных отображений [285], синхронизация возможна при выполнении следующего условия

$$|1-\alpha| < \exp(-\lambda), \quad (3.5)$$

где $\lambda = \ln \left(\left[\prod_{k=1}^N |F'(x(k))| \right]^{1/N} \right)$ – собственное число (старший показатель Ляпунова) соответствующей неустойчивой траектории. Для неустойчивого цикла $\lambda > 0$, поэтому существует минимальное значение коэффициента связи α_{\min} , при котором возможна синхронизация в данной схеме:

$$\alpha_{\min} = 1 - \exp(-\lambda). \quad (3.6)$$

Таким образом, воздействуя с $\alpha > \alpha_{\min}$ на отображение с информацией, записанной на неустойчивых циклах, с помощью внешнего сигнала, представляющего все или несколько точек одного из этих циклов, можно синхронизировать этот цикл, что означает извлечение хранящейся информации.

Заметим, что для устойчивой траектории порог равен нулю, $\alpha_{\min} = 0$, т.е. синхронизация возможна при любом сколь угодно малом значении коэффициента связи α , однако для неустойчивой траектории коэффициент связи α_{\min} имеет положительное значение, которое растет с увеличением неустойчивости этой траектории.

Проиллюстрируем возможность извлечения записанной информации с помощью синхронизации на следующем численном эксперименте. Построим «систему памяти» в виде одномерного отображения с тремя информационными блоками **174**, **14568** и **37946**, записанными на втором уровне, $q = 2$. Записанная информация представлена в фазовом пространстве отображения неустойчивыми предельными циклами. Чтобы извлечь записанный блок **174**, на вход отображения подается периодическая последовательность символов $I = 174174 \dots 174 \dots$. Эта последовательность символов $I(k)$ преобразуется в последовательность отсчетов $x(k)$, соответствующих этому информационному блоку, и подается на вход отображения (см. рис. 3.12б). Отсчеты $x(k)$ вычисляются таким же образом, как и начальные условия для отображения (3.4), т.е. по формуле (2.29).

На рис. 3.13 представлена бифуркационная диаграмма данной динамической системы с внешним воздействием, по которой можно судить об эволюции динамики системы при увеличении коэффициента связи α , т.е. при увеличении внешнего воздействия. Для каждого значения параметра α по вертикали отложены N последовательных значений переменной $y(k)$ отображения ($N = 100-1000$). При построении графика на рис. 3.13а, начальные условия задавались только один раз, на левой границе графика, и после некоторого переходного процесса фазовая траектория достигала аттрактора. При дальнейшем плавном изменении параметра аттрактор динамической системы с внешним воздействием перестраивается мало, поэтому фазовая точка $y(k)$ практически всегда оказывается либо на аттракторе, либо рядом, благодаря чему фазовая траектория попадает на перестроившийся аттрактор (практически) без переходного процесса. Такой способ построения бифуркационной диаграммы назовем «адиабатическим».

Как показывают численные исследования, при малых значениях коэффициента связи α динамика отображения остается хаотической (см. рис. 3.13а).

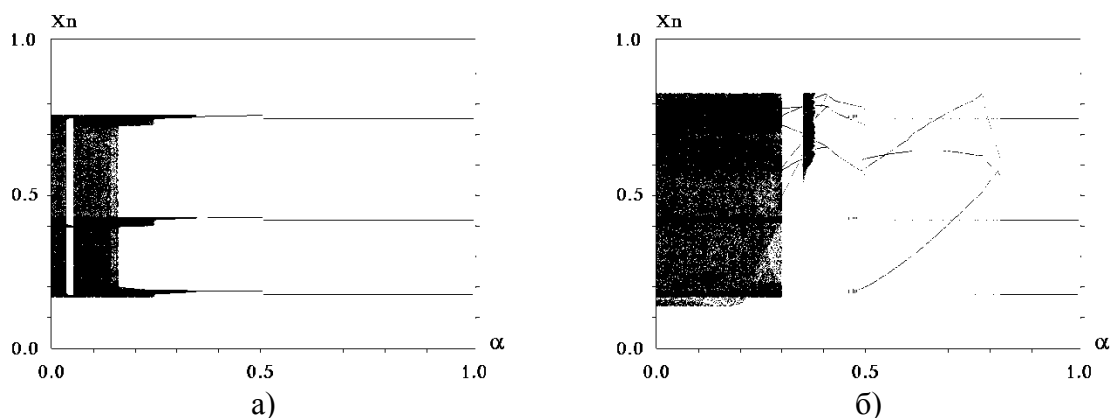


Рис. 3.13. Бифуркационная диаграмма отображения в зависимости от весового коэффициента α : а) «адиабатическое» (плавное) увеличение α ; б) старт с произвольных начальных условий

При увеличении параметра до $\alpha \approx 0.15$ происходит грубая бифуркация рождения цикла интервалов периода 3. Дальнейшее увеличение α приводит к появлению циклов интервалов, симметричных по отношению к центрам информативных интервалов. Эти циклы интервалов при $\alpha > 0.5$ вырождаются в устойчивый цикл **174**, что можно интерпретировать как распознавание входного сигнала.

Описанная ситуация характерна для «адиабатического» (плавного) увеличения параметра. На рис. 3.13б изображена существенно отличающаяся бифуркационная диаграмма, при ее построении при каждом значении бифуркационного параметра α итерирование отображения начиналось с произвольных начальных условий. Как можно видеть из диаграммы, при значениях $\alpha < 0.8$ возможно появление ложных устойчивых циклов. Однако при достаточно сильной связи $\alpha > \alpha_{cr}$, требуемый цикл стабилизируется при любых начальных условиях.

В качестве примера, рассмотрим модельный случай, когда внешний сигнал $x(k)$ для системы (3.4) представляет собой набор «собственных» (т.е. записанных) циклов отображения (3.4) со вставками случайных последовательностей. Этот сигнал изображен на рис. 3.14а. При сильной связи ($\alpha = 0,9$), отклик системы содержит фрагменты как «собственных» циклов, так и хаотических последовательностей (см. рис. 3.14б). Как следует из рис. 3.14в, по разностному сигналу можно определять интервалы времени, когда на вход системы подаются ее «собственные» циклические сигналы. Отметим, что время стабилизации «собственных» циклов достаточно мало: оно не превышает 1-2 периодов цикла.

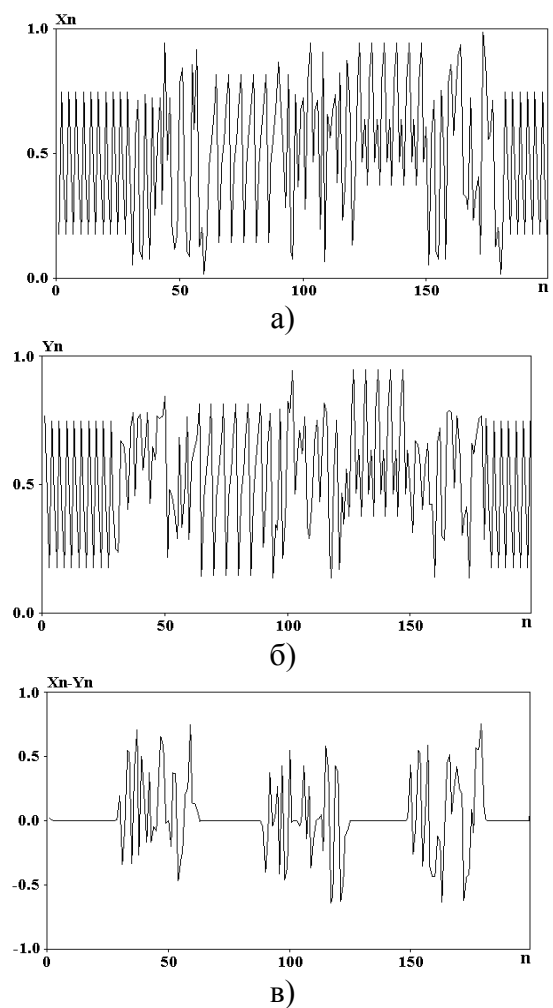


Рис. 3.14. Сигналы отображения: а) входной, б) выходной, в) разностный

Данный метод доступа к записанной информации эффективен при выполнении некоторых условий. Так, для синхронизации предельного цикла внешний сигнал также должен быть периодическим, причем период внешнего воздействия должен совпадать с периодом цикла. При несоблюдении этого условия будут наблюдаться срывы синхронизации.

Если же длина цикла известна, то синхронизация возможна даже в том случае, когда внешний сигнал представляет не всю синхронизируемую траекторию, а только ее фрагменты. Такой режим идейно близок к так называемой спорадической или импульсной синхронизации в потоковых динамических системах [288-290].

Таким образом, записанная информация может извлекаться из отображений по предъявленному запросу с использованием явления хаотической синхронизации. На основании запроса строится периодическая символьная последовательность (период последовательности должен совпадать с периодом цикла, на котором записан соответствующий информационный блок). По этой символьной последовательности строится последовательность отсчетов (внешний сигнал), которая подмешивается к переменной отображения. Аналитически, а также методом численного моделирования показано, что при достаточно

сильной связи происходит синхронизация внешнего сигнала с требуемым неустойчивым предельным циклом динамической системы, что соответствует (после перехода от последовательности отсчетов к символьной последовательности) извлечению записанной на него информации.

Описанный метод синхронизации отображений с записанной на неустойчивые циклы информацией также можно использовать для создания «фильтров новизны», т.е. устройств, позволяющих отличать «новый» информационный образ от уже имеющихся в системе. Действительно, при воздействии на отображение с записанной информацией внешним информационным сигналом, соответствующим уже записанному на данное отображение образу, при достаточном коэффициенте связи α будет наблюдаться синхронизация, а при воздействии информационного сигнала с «новым» образом синхронизация будет невозможна ни при каком коэффициенте связи.

3.4 Запись и распознавание классов образов

Рассмотрим задачу классификации, часто возникающую в разных областях науки и техники, и покажем, как ее можно решать с помощью записи информации в виде динамических аттракторов отображений.

Обычно под классификацией понимают отнесение предъявляемых информационных образов к тому или иному заранее определенному классу. Например, такой задачей может быть различение голосов отдельных дикторов; узнавание на фотографиях того или иного лица; различение деталей на промышленном конвейере и т.п. Степень похожести образов из одного класса и степень различия образов из разных классов определяется заранее в соответствии с поставленной задачей. Систему классификации обычно предварительно обучают на «эталонных» наборах образов. В рабочем режиме, системе классификации могут предъявляться образы, отличающиеся от тех, что записаны (или использованы для обучения) в системе.

Решение задачи классификации всегда сопровождается *сжатием информации*, относящейся к исследуемым объектам, причем это сжатие должно быть необратимым. Отсутствие необратимого сжатия предъявляемой информации равносильно тому, что о каждом объекте имеется вся детальная информация, и отнесение двух объектов к одному классу возможно лишь в том случае, если эти объекты полностью совпадают.

В качестве сжатой информации могут быть использованы *наборы признаков*, характерных для рассматриваемых объектов. С совокупностью признаков для распознавания тесно связаны вопросы о представительности этих признаков и способе их выделения. В

каждой задаче распознавания желательно иметь формальные процедуры, позволяющие на основе предъявляемых данных строить систему представительных признаков. Например, это может быть сделано следующим образом [216].

Сначала исходные данные, относящиеся к каждому объекту, представляются в виде векторов в многомерном пространстве признаков. Пример построения пространства исходных признаков приведен на рис. 3.15. Скорее всего, не так существенно, какое конкретно представление пространства исходных признаков используется, важно чтобы его размерность была достаточно велика. Аналогией может служить процедура Такенса построения псевдофазового пространства [291], в которой также неважно, какая компонента процесса или их комбинация используется – это не сказывается принципиально на результате.

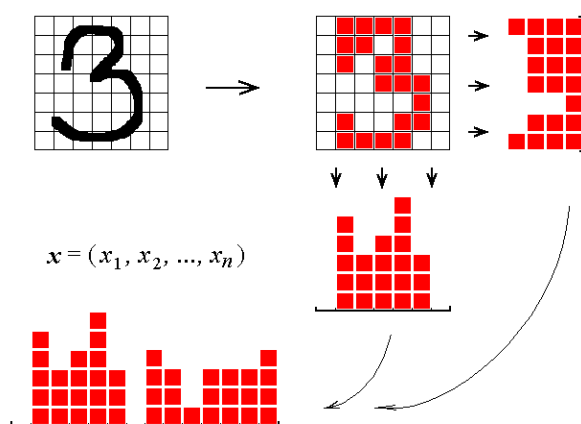


Рис. 3.15. Пример преобразования графического образа в вектор пространства исходных признаков

Для обеспечения грубости процедуры желательно, чтобы число векторов (т.е. число объектов) было больше размерности пространства.

Для понижения исходной размерности вектора описания объектов применяется процедура Кархунена-Лоэве или ее аналоги [292, 293], включающая в себя вычисление ковариационной матрицы, спектра ее собственных значений и проектирование исходных данных в пространство меньшей размерности – *пространство вложения*.

Компоненты пространства вложения можно рассматривать как *параметры порядка*. В самом деле, совокупность этих компонент является минимальной совокупностью переменных, позволяющих описать основные свойства объекта, т.е. удовлетворяет требованиям, обычно предъявляемым к параметрам порядка.

На этом этапе получается сжатое описание исходных образов. Будем считать, что для каждого класса можно выделить один или несколько опорных образов. Примем для

простоты, что опорный образ один. (Если их несколько, то ситуацию можно рассматривать как несколько классов с единственными опорными образами, а классы считать совпадающими.) В качестве опорного образа возьмем «средний», «типичный» образ из класса и определим меру близости образов из одного класса. Для этого введем понятие «расстояния между образами» r и зададим радиус R «окрестности» близких образов. Выберем радиус окрестности R одинаковым для всех классов. Если выбрать такой радиус не удастся, можно попробовать разбить некоторые (большие) классы на подклассы со своими опорными образами с меньшими радиусами близости. После того, как все разбиения сделаны, опорные образы заданы, все образы, попадающие в окрестность радиуса R того или иного образа, будем относить к соответствующему классу (см. рис. 3.16).

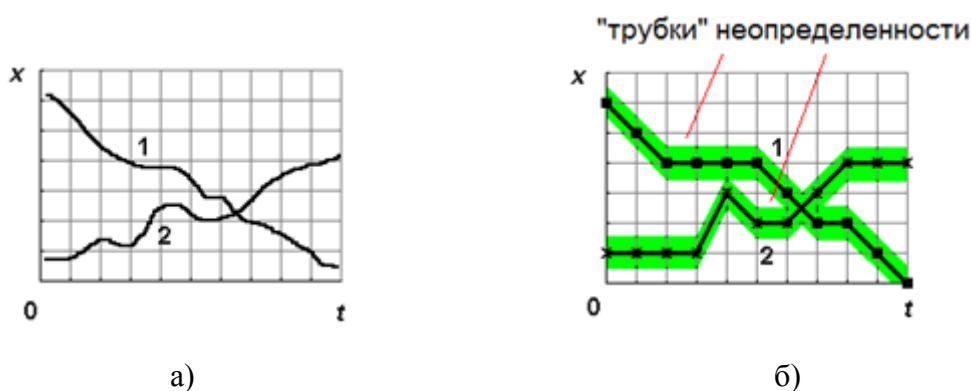


Рис. 3.16. Два образа из разных классов: а) исходные образы; б) трубки неопределенности представляют сжатую информацию

Покажем теперь, как проблема классификации образов в такой постановке может быть решена с помощью методов записи информации на предельных циклах отображений.

Представление объекта в виде вектора параметров порядка можно заменить описанием в виде временного ряда, т.е. вектору x в пространстве параметров порядка на рис. 3.15 сопоставить траекторию (x_1, x_2, \dots, x_n) в фазовом пространстве одномерного или многомерного отображения. В этом случае, объектам с небольшим числом существенных признаков (параметров порядка) соответствуют короткие циклы, а объектам, для описания которых требуется большое число признаков – длинные.

Проиллюстрируем такое решение на примерах двух задач классификации: изображений и сигналов.

Первая задача возникает при сканировании близких изображений: даже для одного и того же изображения последовательные полученные образы неизбежно будут отличаться друг от друга (например, вследствие флуктуаций яркости или неравномерности хода лам-

пы), хотя и в малых деталях. Аналогично, мало отличаются и последовательные видео или кинокадры одного видеоряда. Было бы естественно требовать, чтобы в этих случаях система распознавания при записи одного из образов в качестве опорного все остальные распознавала как опорный образ, поскольку разница между ними с точки зрения наблюдателя несущественна. Однако эксперименты с непосредственным применением исходного метода записи показывают, что во многих случаях распознавания не происходит: сказывается цветовой шум и пространственные искажения.

Вторая задача возникает при распознавании (классификации) сигналов. Здесь под классом будем понимать пучок (трубку) сигналов, как на рис. 3.16б. (Поскольку будет использоваться метод записи на отображениях, рассматриваем дискретные по времени и амплитуде сигналы, опуская здесь вопросы дискретизации.) Такой пучок сигналов может получаться, например, в случае многократных измерений одного и того же процесса. Если предъявленный сигнал попадает в трубку, он должен распознаваться как член соответствующего класса.

Очевидно, что непосредственное применение существующего метода записи к этой задаче также непродуктивно. В самом деле, при предъявлении системе сигнала, отличающегося от эталонного незначительным постоянным сдвигом по амплитуде, он будет признан неизвестным. Можно сказать, что метод записи информации обладает слишком высоким «разрешением», для многих задач распознавания хотелось бы его загрузить. Нужны методы работы с «нечеткой» информацией.

Такие задачи распознавания классов образов с помощью метода записи информации на циклах отображений можно решить двумя способами.

Первый метод состоит в получении такого описания класса, чтобы описания отдельных его элементов совпадали. Это достигается огрублением точности описания образов. Например, рассмотрим задачу записи изображений с цветовым шумом. Пусть некоторый пиксель опорного изображения имеет цвет (r_0, g_0, b_0) , а соответствующий пиксель другого изображения этого же класса – цвет $(r_0 + \Delta r, g_0 + \Delta g, b_0 + \Delta b)$. Разобьем цветовое пространство (R, G, B) на ячейки $(\Delta r_{\max}, \Delta g_{\max}, \Delta b_{\max})$, размер которых превышает размах вариаций цветовых компонент, и введем алфавит существенно меньшего размера для описания образов. С использованием этого алфавита все пиксели, чьи цвета попадают в одну цветовую ячейку, описываются одним символом, поэтому описания всех образов класса совпадают, а само описание получается более компактным, т.е. происходит сжатие информации (устранение избыточности).

В более общем виде, такая предобработка образов класса соответствует этапу перехода к набору признаков в классической проблеме распознавания образов.

Разбиение фазового пространства можно сделать равномерным, взяв в качестве характерной длины разбиения максимальное (по всем классам) расстояние образов от опорного, а можно сделать его неравномерным, используя более мелкое разбиение в тех областях пространства, где образы разных классов различаются мелкими деталями.

Аналогично, в задаче различения (классификации) трубок сигналов описание должно быть настолько грубым, чтобы все сигналы из одной трубки описывались одинаково.

После того, как получено такого рода сжатое описание классов образов, можно применить метод записи в исходном виде. В этом случае, исходный информационный объект после сжатия информации уже оказывается «приведенным» в тот или иной класс, а задача распознавателя на основе метода записи – определить в какой именно.

Однако, возможен и другой подход, заключающийся в модификации самого метода записи и извлечения образов в динамических системах. Напомним, что исходный метод характеризуется высокими требованиями к точности представления предъявляемого на распознавание запроса. В общем случае, запрос должен содержать точный фрагмент одного из записанных образов. Рассмотрим обобщение исходного метода, снимающего это ограничение до некоторой степени.

Предположим, что имеется сформированное отображение с информационными образами, записанными на предельных циклах. Промоделируем предъявление запроса, чтобы понять, как организовать распознавание «неточных», «нечетких» образов. Запишем на отображении информационные блоки B_1, \dots, B_n на уровне записи q с алфавитом A . Рассмотрим сначала самый простой случай записи без кодирования (ортогонализации) исходной информации. Пусть в качестве запроса имеется фрагмент некоторого образа B' , принадлежащего тому же классу, что и записанный образ B_k , но не совпадающий с ним, при этом Δ – максимальная амплитуда расхождения соответствующих элементов этих образов. Например, это толщина трубки сигналов (рис. 3.16б) или длина разностного вектора цвета пикселей изображений.

Будем применять следующую процедуру: как и в исходном методе, возьмем фрагмент запроса длины q . В исходном методе записи по этому фрагменту строится точка x_n в фазовом пространстве и проверяется, попадает ли она на какой-либо цикл. Здесь вместо точного совпадения с точками отображения будем проверять *близость* к точкам отображения. Пусть имеется фрагмент $\mathbf{a} = (a_1, a_2, \dots, a_q)$. Если рассматривать этот фрагмент как вектор, то он однозначно определяет точку в пространстве размерности q . Тогда меру близости к фрагменту $\mathbf{b} = (b_1, b_2, \dots, b_q)$ можно задать в геометрическом смысле, используя, например, следующие принятые метрики:

$$L_1 = \frac{1}{q} \sum_{i=1}^q |a_i - b_i| - \text{средняя амплитуда покомпонентного расстояния}, \quad (3.7)$$

$$L_2 = \frac{1}{q} \sqrt{\sum_{i=1}^q (a_i - b_i)^2} - \text{средний квадрат покомпонентного расстояния},$$

или

$$L_{\max} = L_{\infty} = \max_{i=1..q} |a_i - b_i|, \text{ максимум покомпонентного расстояния.}$$

С вычислительной точки зрения, наиболее удобна, по-видимому, метрика L_{\max} .

Следует заметить, что подобная метрика хорошо подходит для изображений и сигналов, однако не имеет смысла для текстов, поскольку для символов национальных алфавитов нельзя определить расстояние между символами.

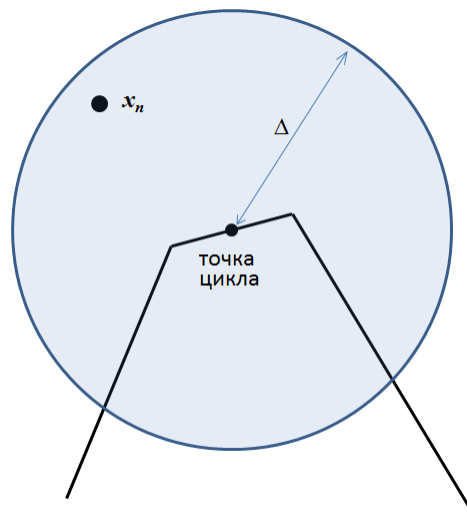


Рис. 3.17. Фрагмент функции отображения с информативным участком

Теперь, чтобы проверить, попадает ли фазовая точка x_n на информативный участок отображения, потребуем, чтобы фрагмент попадал в некоторую Δ -окрестность точки какого-либо цикла (см. рис. 3.17). Затем на протяжении нескольких шагов итерирования сравним последовательные фрагменты запроса с теми фрагментами, что генерируются отображением. Если на протяжении нескольких шагов наблюдается не *совпадение*, а *достаточная близость* фрагментов, то делается вывод о том, что для запроса найден требуемый цикл.

Возникает вопрос: что если построенная по фрагменту запроса точка попадет в окрестность двух или более точек отображения, или сами точки циклов отображения «близки» по рассмотренному критерию? По-видимому, необходимо несколько иначе формировать само отображение, а именно, уже при его построении применять «условное» сравнение фрагментов, т.е. вместо оператора '=' использовать оператор '< Δ'.

Рассмотрим теперь запись информации с кодированием информационных блоков (устранением избыточности с расширением алфавита). Обратим внимание на процедуру устранения избыточности. Цель этой процедуры – добиться того, чтобы при записи на уровне q в записываемых последовательностях не содержалось одинаковых фрагментов длины q . Одинаковыми (точнее, неразличимыми) будем здесь считать фрагменты, расстояние между которыми в выбранной метрике L (3.7) меньше predetermined величины Δ , т.е. $L < \Delta$. Будем применять ту же процедуру кодирования, что и в исходном методе записи: берем первый фрагмент длиной q первой последовательности, и ищем во всех последовательностях такой же или близкий ему. Если такового нет, смещаемся на один символ, берем очередной фрагмент и повторяем поиск. Если такой же или близкий фрагмент найден, вводим новый элемент алфавита и производим замену всех таких или близких фрагментов в записываемых последовательностях. Процедура повторяется до полного устранения повторений неразличимых (т.е. одинаковых или близких) фрагментов.

Отметим, что метрика близости применяется только к символам исходного алфавита, а символы расширенного алфавита сравниваются точно, поскольку нечеткость символов уже была учтена.

Далее отображение строится формально, прежним способом.

Запрос, т.е. описание предъявленного для классификации объекта, кодируется с применением дополнительного алфавита с помощью описанной выше процедуры «условного» сравнения. Уже на этом этапе происходит частичное устранение вариаций. Затем фрагменты запроса сравниваются с координатами точек отображения в поисках близкой точки. После этого отображение итерировано от найденной точки, и координаты точек цикла сравниваются с последовательными фрагментами запроса. Если на протяжении нескольких шагов фрагменты близки, поиск считается успешным, а найденный предельный цикл соответствует искомому классу.

Таким образом, в данном разделе показано, что исходный метод записи информации может быть расширен для решения не только задач точного поиска, но и задач классификации, т.е. распознавания классов образов. Для достижения этой цели предложено отказаться от точной метрики, заменив ее мерой «близости», как на этапе записи, так и на этапе поиска/классификации.

3.5 Запись мультимедийной информации

Метод записи информации на траекториях кусочно-линейных одномерных и многомерных отображений органично сочетается с записью текстов. С одной стороны, во временной области текст представляет собой последовательно развертывающийся во времени поток символов, поэтому его можно связать с временным рядом, генерируемым отображением. С другой стороны, текстовый информационный блок состоит из символов, принадлежащих конечному алфавиту, а разбиение фазового пространства динамической системы позволяет реализовать символическое описание ее траектории. Даже то обстоятельство, что для символов национальных алфавитов нельзя ввести понятие математической близости, не является ограничением, так как текстовые информационные последовательности являются исходно дискретными по области значений.

В отличие от текстов, мультимедийная информация, под которой будем понимать звуковые сигналы (речь, музыку), изображения и видеоряд, представляет собой непрерывные во времени (речь, музыка) и в пространстве (изображения) объекты. Исходя из этих соображений, запись мультимедийной информации требует подготовительных операций. Перед записью такие информационные объекты должны быть преобразованы в последовательную скалярную форму, дискретизированы во времени и оцифрованы по области значений. Следует отметить, что в настоящее время мультимедийная информация, в основном, представлена в цифровой форме, поэтому часть этой подготовительной работы можно считать уже проделанной.

Запись и распознавание мультимедийных образов требует использования методов работы с «нечеткими» объектами. Термин «нечеткий» понимается здесь в том же смысле, как и в выражении «нечеткое (fuzzy) множество» [294], т.е. имеющий «размытое, расплывчатое, пушистое» описание. Использование этого термина можно обосновать следующим примером. Если одно и то же бумажное изображение отсканировать несколько раз, полученные цифровые изображения не будут совпадать. Это обусловлено вариациями скорости перемещения сканирующего механизма, флуктуациями яркости лампы подсветки и т.п. Однако здравый смысл подсказывает, что речь идет об одном и том же информационном объекте, и что вся дальнейшая обработка должна проводиться исходя из принципа, что все эти цифровые изображения неразличимы. Таким образом, запись подобных информационных образов очень близка по смыслу к обработке классов образов, т.е. к задаче классификации.

Поскольку принципы записи и распознавания нечетких образов уже обсуждались в предыдущем разделе, рассмотрим здесь те особенности мультимедийных образов, кото-

рые важны для метода записи.

Следует сделать следующее замечание. Из примера со сканированием изображений понятно, что степень неразличимости мультимедийных информационных объектов определяется решаемой задачей. Например, если речь идет об обработке речевых сигналов, необходимо понимать, что является различительным признаком – смысл речи (произносимые слова), тембр (взрослый или ребенок) или форма сигнала? Методы подготовки сигнала должны соответствовать решаемой задаче. Однако при этом приходится иметь в виду, что учет особенностей записываемых образов с одной стороны делает метод записи более эффективным, а с другой – менее универсальным.

3.5.1. Запись изображений (видео)

При записи изображений, прежде всего, возникает проблема взаимно-однозначного преобразования статического двумерного объекта в одномерную, замкнутую в кольцо последовательность. Будем считать, что изображение имеет цифровую форму, т.е. представлено двумерной матрицей, в ячейках которой записан цвет соответствующих пикселей. В общем случае, цвет можно представить индексом из некоторой палитры (включая случай задания цвета в виде тройки значений RGB).

Есть много способов преобразования двумерной матрицы в одномерную. Одним из самых простых, но достаточно действенных является построчное считывание матрицы [175, 269]. Так как одномерная последовательность, сшитая в кольцо, не имеет ни начала, ни конца, чтобы иметь возможность осуществить корректное обратное преобразование одномерной последовательности в двумерную картинку, нужно как-то пометить начало последовательности. В работах [175, 179, 269] для этого используется специальный символ алфавита.

Для записи изображений на отображение необходим метод, который позволял бы после записи опорного изображения распознавать похожие, т.е. при предъявлении изображения, похожего на опорное, выдавать в качестве ответа системы опорное изображение. Таким образом, метод записи должен обладать некоторой «грубостью». Как говорилось выше, такое требование может возникать при работе с отсканированными изображениями или видеокадрами.

Для решения этих задач можно использовать описанный в разделе 3.4 метод нечеткой записи (классификации). В качестве необходимой предварительной подготовки, по видимому, необходимо выяснить пределы вариаций цвета соответствующих участков изображений.

3.5.2. Запись речи

Цель обработки речевых сигналов, а значит, и постановка задачи записи может быть разной. Целью может являться, например:

- опознавание голоса (так называемый «голосовой отпечаток», «voice-print»); эта задача включает в себя создание базы данных, в которой записаны фрагменты речи разных дикторов, и опознание одного из дикторов по предъявленному фрагменту, не присутствующему в базе;
- распознавание речи, т.е. выделение фрагментов речевого сигнала, соответствующих записанным образам. Например, могут быть записаны фрагменты речевого сигнала, соответствующие отдельным фонемам языка. Эта задача может быть поставлена как для голоса конкретного диктора, так и независимо от диктора;
- также может быть поставлена задача распознавания речи после вокодера, после сжатия, зашумления и проч.

Первым этапом любой задачи распознавания, как говорилось выше, является извлечение признаков, поэтому необходимо знать пространство признаков речевых сигналов, чтобы отображать в него образы и запросы. Что является пространством речевых сигналов – большой вопрос. Существуют гипотезы (например, [295]), что оно «в основном» двумерно, однако до сих пор этот вопрос еще не выяснен [296]. По-видимому, одним из важных моментов является использование Фурье-представлений речевого сигнала (спектрограмм) вместо сигнала во временной области и выделение из спектрограмм отдельных компонентов в соответствии с известными моделями речевых сигналов [296, 297].

Запись речевого сигнала в исходном виде совершенно непродуктивна ввиду избыточности содержащейся в нем информации. Перед записью необходимо проработать вопросы цифрового представления речевых сигналов (частота дискретизации, разрядность). По-видимому, здесь следует учесть опыт, накопленный в работах по сжатию речи, например, использовать компандирование для уменьшения разрядности, а также оставлять минимально возможный поток сжатого звука, при котором еще опознается диктор (около 2,5 Кбит/с) [297, 298].

Все известные методы работы с речью вместо реализации сигнала используют его спектральное представление. Однако переход к спектру делает речевой сигнал двумерной поверхностью над плоскостью «частота – время». Возможно, применительно к речи может быть построена некая хэш-функция, выражающая весь мгновенный спектр одним числом (скаляром). Пока такой общепринятой функции нет, можно использовать, например, перемножение спектра с некоторой маской (интеграл произведения спектральной функции на функцию «значимости»), другими словами, брать линейную комбинацию

спектральных компонент. Таким образом, можно получить новый одномерный цифровой сигнал, несущий информацию об исходном речевом сигнале (следует заметить, что это слегка похоже на обратное произведение Фурье). Возможно, полезной окажется концепция кепстров (двойное преобразование Фурье), которую уже давно применяют в задачах обработки речи.

3.5.3. Запись музыки

Запись музыки, представленной нотами, может быть сведена к записи текстов. Поэтому здесь будем вести речь о записи музыкального сигнала. Исходно музыкальный сигнал представляет собой непрерывный аналоговый скалярный сигнал. Для цифрового представления музыкальных сигналов разработан ряд форматов, например, цифровой CD формат 44 кГц / 16 бит.

Наибольшую трудность при записи и дальнейшей работе с музыкальными сигналами представляет их вариативность. Существенный шаг сделан в работах [299, 300], в которых предложен переход к 1-битной оцифровке музыкальных сигналов. Это подход, по-видимому, может оказаться плодотворным и при работе с речевыми сигналами. Более общий подход, сформулированный там же, заключается в использовании некоторого нелинейного необратимого преобразования, уменьшающего объем информации, но дающего при некоторых вариациях исходного сигнала практически одинаковый результат. При записи таких преобразованных музыкальных сигналов исходный метод будет вполне работоспособен.

3.6 Области применения

В главе 2 предложена и исследована динамическая модель памяти, в которой для представления информации используются динамические объекты (траектории в фазовом пространстве). На основе этой модели в главе 3 реализованы различные приложения обработки информации, такие, как запись и хранение информационных блоков различной природы, различные способы извлечения записанной информации по запросу, распознавание искаженной или неполной информации, классификация и т.д. В таблице 3.1 сведены вместе эти функции обработки информации и показаны реализующие их объекты и явления нелинейной динамики.

Таблица 3.1. Обработка информации: задачи и решения

Объект / Задача	Решение
Информационный объект	Движение по периодической орбите (аттрактор)
Набор объектов	Множество устойчивых или неустойчивых периодических орбит
Запись информации	Синтез динамической системы
Извлечение информации	Переключение на соответствующую периодическую орбиту
Идентификация	Сходимость к устойчивому циклу
Ассоциативный поиск	Попадание в окрестность соответствующей орбиты
Поиск по искаженной информации	Любой неискаженный фрагмент информации используется для формирования начальных условий
Сканирование хранилища информации	Переमेжаемость, глобальный хаотический режим
Распознавание неполной или искаженной информации	Локальная коррекция функции / синхронизация
Классификация	Запись нечеткой информации
Автоматическая рубрикация	Установление логических связей (ссылок) между периодическими орбитами

Новые подходы к обработке информации, основанные принципах нелинейной динамики, включая использование динамических аттракторов (предельных циклов и хаотических аттракторов) в качестве носителей информации, управление устойчивостью циклов, применение синхронизации для доступа к информации и т.д., позволили создать целый ряд информационных приложений. В качестве примера можно привести поисковые «движки» (search engines) для информационно-поисковых систем, как специализированных, так и систем общего вида [170, 179, 211, 218]. Также показано, что отображения с записанной информацией могут использоваться для генерации специальных хаотических последовательностей для криптографических [301] или коммуникационных задач [212, 302-304] и т.д.

Ниже приведены примеры практических приложений обработки информации на основе метода записи информации на предельных циклах и хаотических аттракторах одномерных и многомерных отображений.

3.6.1 Машина принятия решений

Метод записи информации на траекториях динамических систем способен успешно решать задачи, требующие быстрого выбора из нескольких четко определенных вариантов, таких, как отбраковка / выборка деталей на конвейере, «мгновенное» определение «свой – чужой», выборка из базы образов и т.д.

В таких задачах система может быстро определять, соответствует ли предъявленная информация какому-либо из записанных образов, и принимать решения в соответствии с прописанным заранее сценарием действий,

3.6.2 Графическая информационно-поисковая система «Ассоциативная память для изображений»

Для демонстрации возможностей обработки информации с помощью разработанных методов было создано несколько программных комплексов. В качестве примера специализированной информационно-поисковой системы приведем программу «Ассоциативная память для изображений» (Picture Processor) (ОС Windows 95/98). Программа разработана для отработки вопросов записи и извлечения изображений, как черно-белых, так и цветных [172, 179, 218, 305]. Изображения записываются в виде устойчивых предельных циклов одномерных или двумерных отображений (см. рис. 3.18).

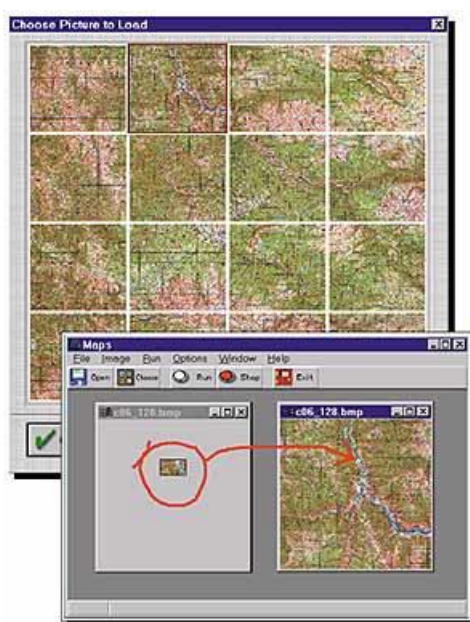
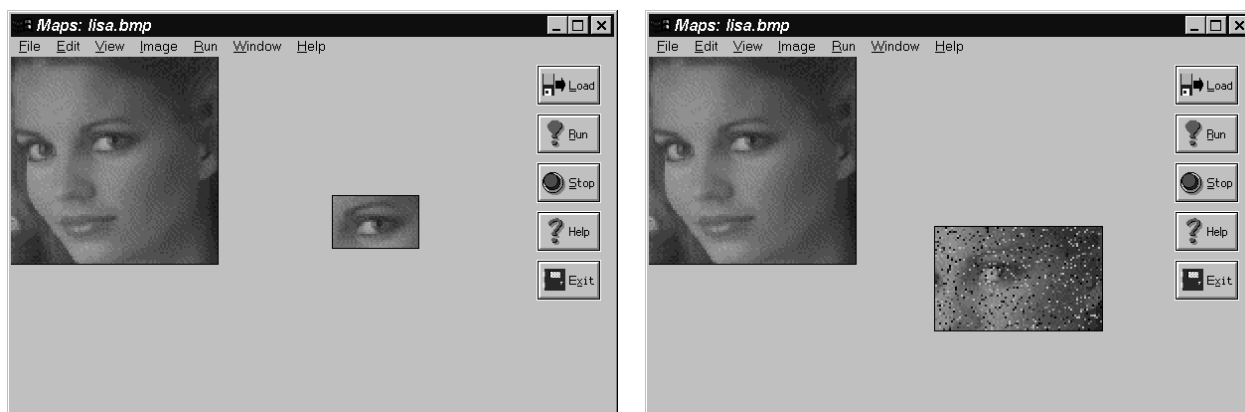


Рис. 3.18. Запись и поиск картографической информации в программе «Ассоциативная память для изображений» [305]

Формирование одномерной информационной последовательности из цифровой двумерной картинки осуществляется путем построчного считывания двумерной матрицы изображения (подробнее см. [175, 269]). Перед записью изображения «ортогонализируются» (см. раздел 2.6), что сопровождается устранением избыточности записываемых образов.

Извлечение записанных изображений возможно при предъявлении их произвольных фрагментов (см. рис. 3.19а). Показано, что минимальный размер изображения-запроса зависит от информационной насыщенности предъявляемого фрагмента и варьируется от

0.1% до нескольких процентов площади изображения. Используемый алгоритм устойчив к ошибкам и обеспечивает восстановление информации при наличии шума (рис. 3.19б).



а) б)
Рис. 3.19. Рабочее окно программы «Associative Memory for Pictures»;
записаны 9 изображений 100×100 , 16 оттенков;
Извлечение образа: а) по фрагменту, б) по зашумленному фрагменту

Исследования возможности записи изображений на предельные циклы динамических систем, проводившиеся в 1993-1995 гг., показали, что метод работоспособен и позволяет реализовать некоторые функции обработки информации, включая запись, извлечение изображений по фрагменту, возможность поиска изображений по искаженному (зашумленному) фрагменту [172]. В то время, одной из основных трудностей при работе с изображениями являлось формирование графического запроса: поиск изображения по фрагменту этого же изображения в рамках разработанного метода является тривиальной задачей, а возможности формирования произвольных графических запросов были ограничены. Поэтому дальнейшие прикладные исследования были сосредоточены на обработке текстовой информации.

3.6.3 Информационно-поисковые системы общего вида

Обработка текстовой информации является одним из наиболее органичных направлений применения метода записи информации на предельных циклах и хаотических аттракторах динамических систем. Для демонстрации возможности эффективного использования разработанных методов для обработки текстовой информации было создано несколько программных комплексов персональных компьютеров под управлением различных версий ОС Windows. Эти программы предназначались как для отработки метода записи, так и для анализа особенностей обработки текстовых данных.

Программа «FacsData Wizard»

Программа представляла собой персональную систему управления факсимильными документами, обладающую возможностями ассоциативного доступа [172, 179, 181]. Этот программный продукт был предназначен для создания небольших архивов текстовых документов (объемом несколько мегабайт) и оперативного поиска и извлечения из них необходимой информации. С помощью «FacsData Wizard» можно было также создавать архивы факсимильных (т.е. представленных в графической форме, например, сканированных) документов, индексируя их текстовое содержание и выдавая факсимильное изображение документа по текстовому запросу.

В данном программном продукте была реализована идеология баз данных 4-го поколения, которая предполагает:

- возможность создания архивов неструктурированной информации; от пользователя не требуется обязательного заполнения полей поиска или выделения ключевых слов;
- автоматическое индексирование всей хранимой информации, например, индексирование всех знаков текста при создании базы текстовых данных, включая пробелы, знаки препинания и т.п.;
- запросы на естественном языке;
- нечувствительность к ошибкам в запросе; в частности, это позволяет обойти проблему ручной правки текстового содержания при автоматическом распознавании отсканированных изображений.

В программе «FacsData Wizard» использована трехуровневая структура архива информации: ящик – папка – документ, а самой мелкой единицей хранения является страница документа. Такая структура повторяет структуру реальной системы хранения документов (каталожных ящиков с папками «дел», в которых лежат документы, состоящие из какого-то числа страниц), дополненную возможностью практически мгновенного поиска нужного документа по небольшой части его содержимого.

Для поиска пользователь должен составить запрос, представляющий собой текстовую строку. В программе реализованы три различных алгоритма поиска информации, соответствующие различной степени знания или незнания пользователем цели его поиска. Виды поиска отличаются друг от друга как формой запроса, так и формой представления результатов поиска.

Первый алгоритм — *поиск по точно известному фрагменту* — позволяет пользователю найти документ, содержащий заданную пользователем «цитату» (см. рис. 3.20). Если эта цитата точна и уникальна, то пользователь мгновенно получает содержащий ее документ.

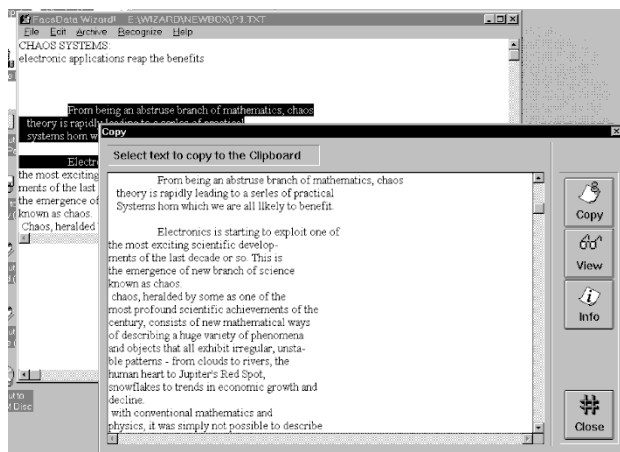


Рис. 3.20. Рабочее окно программы «FacsData Wizard»; выдача искомого документа по запросу

Запрос может содержать некоторое количество ошибок (ошибки в словах, замены слов и т.п.), но если он достаточно длинный, то документ будет найден. В противном случае программа извещает пользователя о том, что запрос либо недостаточен для однозначной идентификации документа, либо в данном архивном ящике отсутствуют документы, содержащие данный запрос. Этот вид поиска реализуется путем кодирования запроса с помощью дополнительного алфавита и формирования начальных условий на соответствующем предельном цикле отображения (см. разделы 2.5, 2.6). Итерирование отображения позволяет восстановить весь цикл и извлечь записанную информацию. Важно, что начальные условия вычисляются, а поиск информации не связан с перебором, сравнением и другими трудоемкими, требующими времени операциями. Поэтому собственно поиск информации происходит крайне быстро.

Второй алгоритм поиска — *поиск связей* — на запрос пользователя выдает множество ссылок на документы (см. рис. 3.21). Например, если запрос пользователя представляет собой фразу, много раз встречающуюся в документах архива, то в качестве ответа программа выдает все или почти все соответствующие страницы документов, содержащих фразу запроса (с вероятностью $> 95\%$). В запросе пользователя программа ищет (и находит) фрагменты, относящиеся к тем или иным документам, таким образом, создавая «связи» между запросом и этими документами. Фрагменты запроса, соответствующие таким связям, подсвечиваются разным цветом, как бы превращаясь в ссылки на эти документы, а пользователь затем может просмотреть эти ссылки и отыскать наиболее интересный для него документ (см. п. 5.3.2).

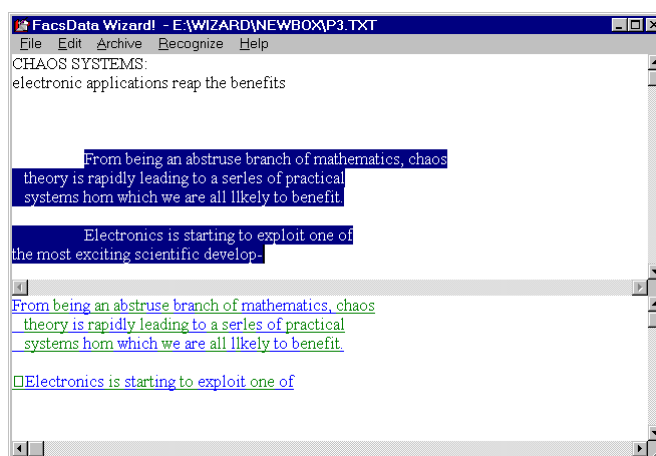


Рис. 3.21. Рабочее окно программы «FacsData Wizard»; показаны «связи» во фрагменте-запросе

Этот вид поиска реализуется следующим образом. Напомним (подробнее см. раздел 2.6, а также [269]), что при записи на уровне q информационные блоки не должны содержать повторяющиеся фрагменты длины q . В процессе «ортогонализации» исходных информационных блоков повторяющиеся фрагменты длины q заменяются новыми символами алфавита. При этом, исходный алфавит $A_0 = \{a_i\}$ длины N_0 расширяется до алфавита $A = \{c_i\} = \{a_1, \dots, a_{N_0}; b_{N_0+1}, \dots, b_N\}$ длины N , так что новый алфавит состоит из 2 частей – исходного алфавита $A_0 = \{a_1, a_2, \dots, a_{N_0}\}$, символы которого обозначают сами себя, и дополнительного алфавита $B = \{b_{N_0+1}, \dots, b_N\}$, символы которого обозначают фрагменты длины q , состоящие из символов исходного и дополнительного алфавитов. Если все фрагменты дополнительного алфавита выразить в символах исходного алфавита, получим т.н. расширенный алфавит D , символы которого кодируют повторяющиеся куски текста, в том числе, слова, неоднократно встречающиеся фразы и т.п.

Предъявленный системе запрос $I = a_{k1}, a_{k2}, \dots, a_{kn}$ составлен на естественном языке, т.е. выражен символами исходного алфавита. Для того чтобы на основе запроса вычислить точки в фазовом пространстве динамической системы, запрос необходимо сначала закодировать с использованием дополнительного алфавита. После кодирования получается более короткий запрос $I_c = [c_{p1}, c_{p2}, \dots, c_{pm}]$, часть символов которого представляет отдельные буквы (из исходного алфавита), а другая часть – повторяющие фрагменты текста. На рис. 3.21 показан запрос, в котором чередующимися цветами выделены фрагменты исходного текста, замененного соответствующими символами нового алфавита. Можно видеть осмысленные фрагменты, такие, как «mathematics», «theory», «chaos», «electronics», «practical» и др. Включение таких фрагментов в алфавит происходит автоматически, в силу того, что эти слова (фразы) многократно повторяются в тексте (текстах). Возникает вопрос, если система сама выделяет в записанной информации такие слова, нельзя ли использовать их в качестве «ключевых»? Оказывается, это можно реализовать с использова-

нием динамических свойств систем с записанной информацией.

На рис. 3.22 условно показан фрагмент функции одномерного отображения, на котором записано несколько информационных блоков. В фазовом пространстве системы имеется соответствующее количество циклов. На рисунке показаны точки циклов внутри одного из регионов первого уровня (при записи на уровне $q > 1$ информативные участки малы, поэтому практически не видны на графике). Пусть этот регион соответствует символу c_k алфавита A . Важно, что все циклы, проходящие через этот регион, генерируют на выходе системы соответствующий символ c_k . Если этот регион отвечает символу расширенного алфавита, то это означает, что после декодирования на выходе системы появится соответствующий фрагмент текста (слово, фраза и т.п.).

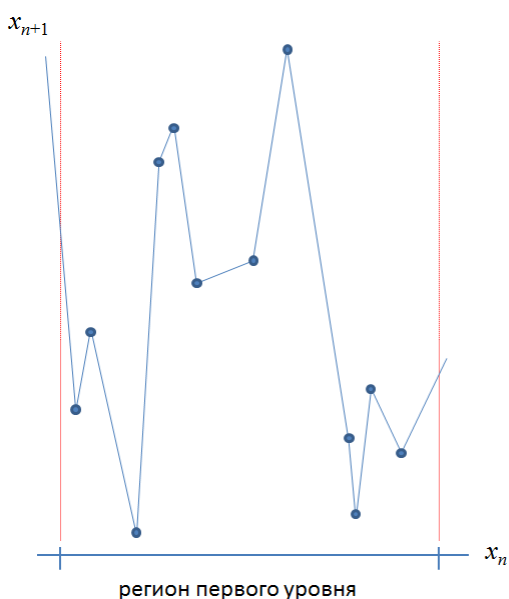


Рис. 3.22. Фрагмент функции одномерного отображения; показаны точки циклов внутри региона первого уровня

Если взять интересующий подсвеченный участок текста запроса на рис. 3.21, например, слово «electronics», которому соответствует символ c_k алфавита A , и посмотреть соответствующий этому символу регион на функции отображения, можно будет увидеть, что на этом регионе расположены несколько (минимум, две) точек циклов. Если в качестве начальных условий для итерирования системы взять точки циклов внутри этого региона, то после восстановления и декодирования всех соответствующих циклов на выходе получатся информационные блоки, содержащие данное слово «electronics». Получается, что все восстановленные информационные блоки (или разные части одного блока) связаны между собой этим общим словом (в общем случае, словосочетанием, фразой и т.д.), и поэтому этот вид поиска называется «поиском связей».

Таким образом, подсвеченные участки текста запроса на рис. 3.21 можно рассматри-

вать как своего рода «гипертекст», позволяющий с одного документа при щелчке мышкой на подсвеченном участке текста перейти на другие документы, содержащие этот общий участок текста.

Этот алгоритм поиска может иметь необычное применение. Допустим, что в архивном ящике хранятся документы по некоторой тематике. В процессе создания этого архива программа автоматически осуществляет поиск и индексацию одинаковых текстовых фрагментов. Чем более «узкой» является тематика записанных документов, тем больше «повторов» находит программа, и более длинные фрагменты текстов получают свои индексы. Если теперь в качестве запроса предъявить отрывок некоторого текста по этой же или близкой тематике, то найдя в нем те же «повторы», программа в качестве ответа на запрос предложит «связи» данного текста с документами, записанными в этом архивном ящике. Теперь по предъявленному фрагменту-запросу пользователь получает не только тот документ, из которого был «вырезан» фрагмент, но также может получить и другие документы «близкой» тематики (см. рис. 3.23).

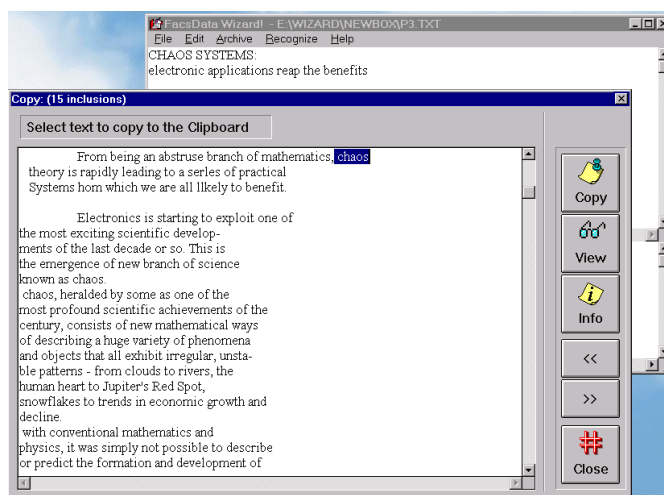


Рис. 3.23. Рабочее окно программы «FacsData Wizard»; для слова «chaos» обнаружено 15 вхождений

Как следует из анализа, данный вид поиска особенно эффективен при предъявлении больших объемов текста в виде запроса, например, запросом может служить целая страница текста. Заметим, что не все поисковые системы могут работать с большими запросами. Например, популярная поисковая система Google не принимает запросы длиннее 20-25 слов.

На основе этого вида поиска были построены более сложные поисковые системы и реализованы такие функции обработки информации, как «поиск похожих документов», автоматическая рубрикация и т.д.

Третий алгоритм реализует поиск *по ключевым словам*, объединенным логическими связями («И», «ИЛИ», «НЕ»). Данный (относительно медленный) вид поиска не основан

на динамике отображений и был введен в систему для обеспечения пользователя привычным инструментом традиционных поисковых систем.

Программный комплекс «НЕЗАБУДКА»

Описанный выше программный продукт «FacsData Wizard», реализующий подход к записи информации на траекториях динамических систем, являлся локальным приложением для ПК и был предназначен для исследования новых возможностей обработки информации с помощью динамических систем и позволял хранить и обрабатывать относительно небольшие (несколько мегабайт) объемы текстовой информации. На основе накопленного опыта в 1999-2000 гг. была разработана сетевая система обработки текстовой информации – программный комплекс «Незабудка» (“Forget-Me-Not”), предназначенный для работы в локальных и глобальных (интернет) сетях [170, 179, 211, 218]. Этот программный продукт» был выполнен в виде поисковой машины (search engine), функционирующей на Web-сервере (например, Personal Information Server для MS Windows 9x или Internet Information Server для MS Windows NT/2000/XP), доступ к которому осуществлялся сетевыми клиентами с помощью стандартных интернет-браузеров.

Данный программный комплекс был предназначен для записи и работы с неструктурированными факсимильными электронными копиями бумажных документов (книги, газеты, входящая и исходящая деловая документация и др.) и текстовыми документами. При работе с факсимильными электронными копиями бумажных документов предварительно производилось распознавание каждого документа и создание текстового варианта документа, который использовался при поиске информации.

Функциональность данного программного продукта близка к функциональности программы «FacsData Wizard» (см. выше); данный продукт отличался тем, что в нем реализованы сетевые возможности, работа с запакованными архивами, объем текстовых данных мог достигать десятков-сотен мегабайт (что ограничивалось объемом типичной на тот момент ОЗУ ПК).

Задачей программного комплекса «Незабудка» являлся поиск документов (с идентификацией места в документе) при запросах на естественном языке. В отличие от большинства поисковых систем, основными режимами поиска были не поиск по отдельным словам или словам с логическими связями, а поиск по достаточно большому фрагменту документа или целому документу. Соответственно, результатом поиска являлось не нахождение документов, в которых попадает слово-запрос (возможно с его словоформами), а поиск документов наиболее близких по содержанию к предъявляемому запросу (фрагменту документа).

В основе продукта лежала идея использования сложной динамики нелинейных систем. В ней информационному образу ставится во взаимно-однозначное соответствие замкнутая траектория (периодическая орбита) динамической системы, играющей роль «хранилища» информации. При этом имеет место следующее соотношение между информацией и динамикой:

- информационный образ \Leftrightarrow движение по периодической орбите (аттрактору);
- совокупность образов («хранилище») \Leftrightarrow множество периодических орбит, принадлежащих динамической системе;
- поиск образа \Leftrightarrow задание начальных условий движения и переход к движению по соответствующей периодической орбите.

Массив входящих документов в текстовом формате обрабатывался программным комплексом и автоматически преобразовывался в динамический архив. При этом не требовалось ручного индексирования, задания ключей и т.д. В процессе анализа массива создавался внутренний искусственный язык, отвечающий содержанию записанных документов. Этот язык совместно с динамической системой обеспечивал в дальнейшем поиск информации по содержанию (ассоциативный поиск).

Хранение архивов не требовало дополнительного места ввиду того, что при создании архивов происходило удаление избыточной информации. Более того, общий объем хранимой информации сокращался по сравнению с первоначальным, так как исходные текстовые документы легко восстанавливались из архива и хранить их не было необходимости. Объем хранимой информации (отображение + дополнительный алфавит) был на 15-20% меньше входного объема документов.

Информация в системе располагалась в ящиках-архивах (.box), размер каждого ящика лимитировался оперативной памятью компьютера, на котором располагалась поисковая система, поэтому рекомендовался объем ящиков до 32 Мбайт. Внутри ящика информация раскладывалась по папкам, куда складывались однородные документы, например, по тематике или времени поступления. Ограничений на размеры папок и документов внутри ящика нет. Квантом хранимой информации являлся документ.

Для удобства, документы могут храниться в ящике иерархически, например, факсимильный электронный вариант книги может быть организован в виде:

- - Ящик-архив – сама книга;
- - Папка – глава книги
- - Документ – страница книги.

или

- - Ящик-архив – набор книг (книжная полка);
- - Папка – книга
- - Документ – глава книги.

В данной информационно-поисковой системе возможны три вида поиска: уникальный поиск (unique), поиск по содержанию или поиск по «связям» (links) и поиск по ключевым словам с логическими связями (keywords). Однако, как говорилось выше, основным режимом поиска в данной программе являлся поиск документов наиболее близких по содержанию к предъявленному запросу. В этом методе поиска (Links) предъявляемый фрагмент документа преобразовывался в текст, представленный на внутреннем языке системы, соответствующем тому массиву информации, на котором осуществлялся поиск. Далее производился разбор предъявленного фрагмента по устойчивым “словам” внутреннего языка системы. Результат разбора предоставлялся пользователю (см. рис. 3.24).

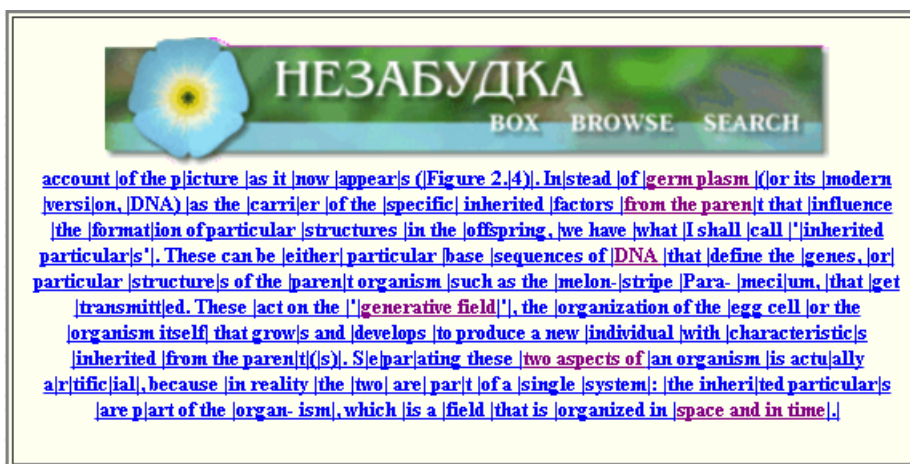


Рис. 3.24. Разбор запроса на ссылки к документам хранилища

Каждое “слово” является входом, которому соответствует хотя бы один документ в архиве. Просмотр разбора позволял пользователю выбрать наиболее информативные с его точки зрения входы. Кроме того, разбор служил своего рода подсказкой, помогающей оценить, какие слова и словосочетания являются ключевыми при поиске документов в данном архиве.

При щелчке мышью, на экране появлялся список страниц, на которых имеется выбранный фрагмент (рис. 3.25). При этом на линейке перед списком указывается число документов, в которых этот фрагмент обнаружен. Если в качестве фрагмента, используемого для входа в книгу (box), использован термин «germ plasm» на рис. 3.24, то система показывает, что в книге имеется 8 страниц, на которых он упоминается (см. рис. 3.25).

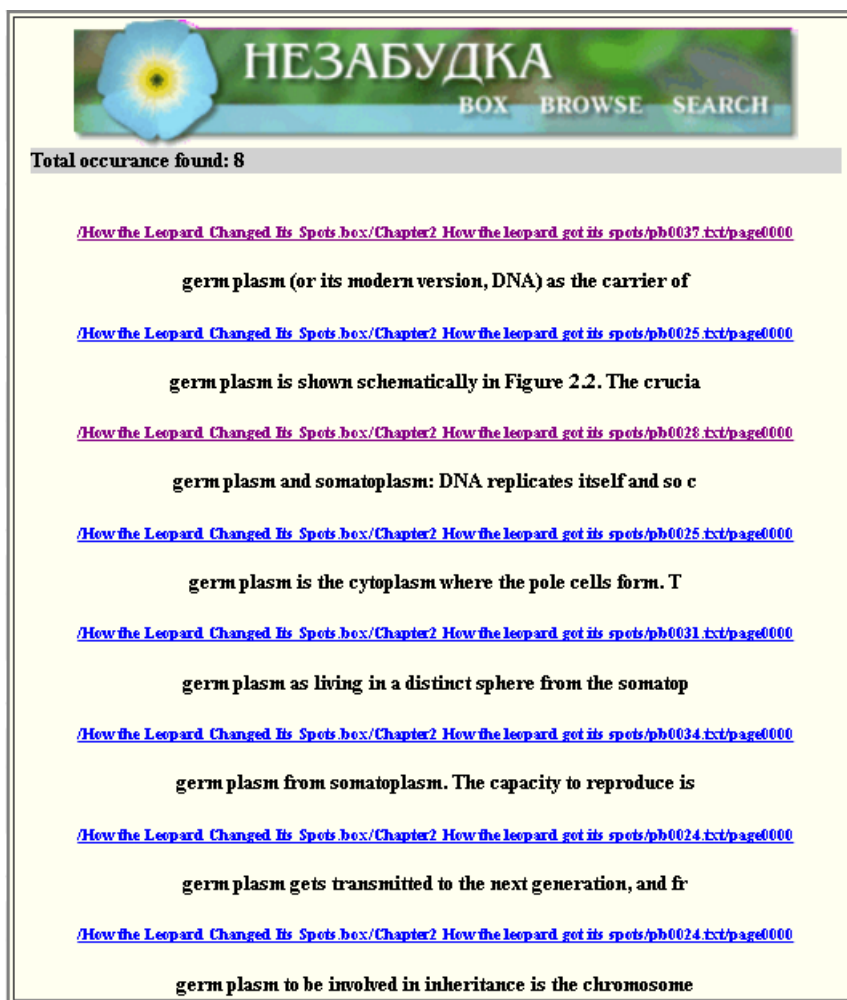


Рис. 3.25. Результат поиска по связям: показаны вхождения термина «germ plasm»

При нажатии на любой элемент списка на экране появлялась соответствующая страница книги (в текстовом варианте) с подчеркнутым входом и его окружением.

Разработка программного комплекса «НЕЗАБУДКА» показала, что на базе системы динамической памяти могут успешно решаться задачи создания информационно-поисковых систем с развитыми поисковыми возможностями.

3.6.4 Автоматический рубрикатор

Рост электронного документооборота, увеличение потока различных документов, публикуемых в интернете, необходимость автоматизации работы с электронными документами в числе прочего ставит задачу автоматической рубрикации. Под этим термином будем понимать распределение потока поступающих документов «по рубрикам» в соответствии с их содержанием, т.е. отнесение каждого предъявленного документа к той или иной тематике; при этом количество «рубрик» (тематик) ограничено. Нетрудно видеть, что рубрикация является одним из видов задачи классификации.

Анализ результатов работы информационно-поисковых систем «FacsData Wizard» и

«Незабудка» показал, что на основе алгоритма поиска похожей информации («поиск по содержанию» или «поиск по связям», «Links») можно построить систему автоматической рубрикации.

В самом деле, пусть в системе записан достаточно большой объем однородной информации. Примем для определенности, что речь идет об архиве статей по сельскохозяйственной тематике, состоящем из множества (сотен-тысяч) коротких документов (объемом одна-две страницы). При подготовке такого архива, во время кодирования входной информации будет обнаружено много повторов специальных терминов, словосочетаний, характерных оборотов речи и т.п. Это означает, что все эти повторы войдут в расширенный алфавит, формируемый при подготовке к записи этого объема входной информации; таким образом, расширенный алфавит оказывается «привязанным» к тематике электронного архива. Следует заметить, что эта «привязка» происходит автоматически, без участия оператора, без необходимости выделения или задания пользователем ключевых слов и выражений (хотя при необходимости процедура кодирования может быть дополнена и этой возможностью).

При обращении к такому архиву, т. е. при предъявлении запроса, состоящего из нового документа (не записанного в архиве), этот документ кодируется с помощью дополнительного алфавита и производится его «разбор» на «ссылки», ведущие к документам из архива. Как показали результаты эксплуатации программного комплекса «Незабудка», если предъявленный документ близок по тематике к документам архива, то запрос разбивается на длинные, осмысленные фрагменты. Если же представленный документ относится к совершенно другой области (например, является футбольным репортажем), то пользователь обнаружит, что запрос разбит на короткие, незначащие фрагменты – слоги, корни слов, короткие слова и т.п.

Таким образом, анализируя характер разбиения запроса, можно делать выводы о степени соответствия предъявленного документа-запроса тематике архива. Заметим, что собственно поиска по архиву при этом не происходит, в этом нет необходимости, вся работа идет с предъявленным документом и привязанным к архиву расширенным алфавитом.

Для того чтобы автоматически оценивать степень близости предъявленного документа к тематике архива, предложен следующий вариант ранжирования результатов операции «поиска похожего» (Links).

Сначала текст запроса кодируется дополнительным алфавитом. В результате получается последовательность вида (*a b c d e f g h*) (на рис. 3.24, это фрагменты текста, разделенные вертикальными перебивками). Рассматривая ссылки, соответствующие каждому

элементу закодированного запроса, отбираем те из них, что длиннее, скажем, $L = 5$ символов исходного алфавита, и находим все соответствующие им входы (рассматривая и вложенные ссылки). Под входом понимается документ из архива и позиция в документе.

Результаты заносятся в таблицу 3.2, в которой N – количество документов в архиве (боксе), а m – количество рассматриваемых (т.е. достаточно длинных) ссылок. Получаем, что предъявленный документ ведет к $m_1 < m$ страницам бокса.

Таблица 3.2. Ранг ссылок из закодированного запроса

	Стр. 1	стр. 2	стр. 3	...	стр. p	...	стр. N
Ссылка 1	0	1	6		3		0
Ссылка 2							0
...							
Ссылка i	1	0	1		2		0
...							
Ссылка m	0	1	0		0		0
Ранг	1	2	31		5		0

Далее страницы ранжируются с помощью меры вида

$$R(p) = \sum_{i=1}^m n(i, p)^\alpha \cdot l(i)^\gamma, \quad (3.8),$$

где $n(i, p)$ – число входов ссылки i на страницу p , $l(i)$ – длина ссылки i , α и γ – целочисленные степенные коэффициенты.

Очевидно, ранг (3.8) страниц существенно зависит от значений показателей степени α и γ . Рассмотрим некоторые простые случаи:

- $\alpha = 0, \gamma = 0$. Длина ссылок не учитывается, равно как и количество попаданий на страницу. Таким образом, максимальный рейтинг имеет страница с максимальным количеством однократно учтенных ссылок. Рейтинг равен числу ссылок на страницу. Нормировать рейтинг можно на длину закодированного запроса, т.е. на максимальное число ссылок. Вообще говоря, из-за того, что рассматриваются и вложенные ссылки, нормированный рейтинг может превышать единицу.
- $\alpha = 0, \gamma = 1$. Длина ссылок учитывается, а количество попаданий ссылок на страницу – нет. Таким образом, максимальный рейтинг имеет страница с максимальной суммарной длиной ссылок, приходящих на нее (ссылка на странице учитывается только один раз). Рейтинг равен суммарной длине ссылок на странице. Нормировать рейтинг можно на длину исходного запроса. Здесь также, из-за того, что рассматриваются и вложенные ссылки, нормированный рейтинг может превышать единицу.
- $\alpha = 1, \gamma = 0$. Длина ссылок не учитывается, учитывается количество попаданий ссы-

лок на страницу. Максимальный рейтинг имеет страница, на которую не только пришло больше всего ссылок, но и содержащая много повторов ссылок. Рейтинг равен числу ссылок (с повторами) на страницу. Нормировать рейтинг можно на максимум. Этот вариант не представляется интересным.

- $\alpha = 1, \gamma = 1$. Учитываются как длина ссылок, так и количество попаданий их на страницу. Максимальный рейтинг имеет страница, на которой максимальное количество самых длинных ссылок. Рейтинг равен суммарной длине всех ссылок на странице. Нормировать рейтинг можно на максимум.

По-видимому, учет длины ссылок $l(i)$ важнее количества попадания ссылок на одну страницу $n(i, p)$, т.е. более предпочтительным выглядит вариант $\gamma > 0, \alpha = 0$.

Таким образом, рейтинги страниц архива, на которые ведут ссылки из данного запроса, показывают близость запроса к этим страницам, а сумма самих рейтингов страниц $R = \sum_p R(p)$ может служить мерой близости предъявленного документа к данному архиву. Для автоматической рубрикации поступающей информации нужно провести оценку близости документа к нескольким «тематическим» архивам и в соответствии с рангами R отнести документ к той или иной тематике. Следует заметить, что ранг R может служить мерой вероятности соответствия предъявленного документа той или иной тематике.

Как вариант, автоматический рубрикатор может быть построен на одном боксе, в котором записаны тематически разные документы. При этом рангом может являться мера близости предъявленного документа одному из документов бокса. В этом случае, можно использовать другой вариант ранжирования результатов поиска похожих документов, который работает следующим образом.

Предъявленный запрос кодируется с помощью дополнительного алфавита, привязанного к архиву; при этом запрос разбивается на ссылки (см. рис. 3.24). Так как эти ссылки не связаны друг с другом, то в предыдущем алгоритме ранжирования ранг документа как бы набирается из кусочков, мелких ссылок. В данном варианте делается попытка выбрать только связанные ссылки.

Для этого в запросе ищутся точки входа на отображение, т.е. проверяется, что пара соседних символов закодированного запроса соответствует точке какого-либо информационного цикла отображения. В этом случае запрос получается более тесно связанным с записанной информацией, так как учитываются более крупные фрагменты записанных образов. Пара символов, не попадающая на цикл отображения, не принимается в расчет при построении рейтинга. Таким образом, фактически рейтинг составляется на основе точек циклов отображения.

Данный подход реализуется с помощью следующего алгоритма. Просматривая закодированный запрос, берем последовательные фрагменты длиной равной уровню записи q и проверяем каждый фрагмент на попадание на циклы отображения. В случае попадания выясняем, какому документу он соответствует, и увеличиваем рейтинг этого документа на единицу. В противном случае, переходим к следующему фрагменту. По окончании процедуры, нормируем рейтинги документов на длину закодированного запроса либо, выражая соответствующие ссылки через исходный алфавит, на длину исходного запроса. Так как в архиве записаны «эталонные» тематические документы, то ранг документа определяет близость запроса к соответствующей тематике. После вычисления рангов приписываем предъявленный документ соответствующим рубрикам с определенными вероятностями.

На основе описанного подхода можно решать такие задачи, как поиск плагиата, рубрикация и кластеризация поступающих текстов, фильтрация интернет-контента.

Как показано на примерах, приведенных в разделе 3.6, органичными областями применения метода записи и хранения информации на предельных циклах и хаотических аттракторах одномерных и многомерных отображений являются информационно-поисковые системы, рубрикаторы (классификаторы), системы документооборота, цифровые архивы неструктурированной информации, информационные серверы, информационно-аналитические службы, издательское дело (электронные книги, учебники) и т.п.

Разработанные принципы и алгоритмы записи информации на динамических аттракторах нелинейных систем послужили основой для создания ряда коммерческих программных продуктов для издательского дела (публикация электронных книг, учебников), информационно-аналитических систем (информационные серверы, рубрикаторы, системы фильтрации контента) и т.д. [306].

3.7 Эволюция представлений о роли нелинейной и хаотической динамики в процессах обработки информации

В главах 2 и 3 диссертационной работы изложены принципы, методы и алгоритмы записи и обработки информации на основе нелинейной и хаотической динамики отображений вида $f: R^n \rightarrow R^n$. Давайте сопоставим полученные здесь результаты с результатами исследований, изложенными в обзорной главе 1.

Идея использования динамических, а не статических объектов нелинейных динамических систем для хранения информации была реализована в начале 1990-х гг. [267, 268, 178], тогда же была выполнена и большая часть описанных в данной работе исследований. На тот момент идея связи информационных образов с динамическими структурами еще не

была общепринятой. Когнитивная деятельность описывалась в терминах переключения «состояний», а в качестве моделей таких состояний использовались статические аттракторы (притягивающие фазовые точки) (см. например, [119-122]).

При этом в работах Дж. Николиса, Дж. Йорка и др. [82-88, 115, 116, 238, 239, 281] обсуждались идеи использования динамических объектов для хранения информации (см. раздел 1.3). В качестве таких объектов рассматривались, например, периодические орбиты, оставляющие «скелет» хаотического аттрактора. В то же время, эти авторы скептически оценивали возможность практического воплощения данных теоретических конструкций. Так, высказывалось мнение, что периодические траектории имеют малую информационную емкость [86], а в работе [88], где исследовалось модельное отображение—«канал» (два простых аттрактора), авторы указывали на фрактальность бассейнов притяжения аттракторов, вследствие чего для предсказания конечного аттрактора решающее значение может иметь точность задания начальных условий. Предполагалось, что в моделях памяти можно хранить не более нескольких образов.

Работы [267, 268, 178], вышедшие в 1990-1992 гг., были первыми, в которых для хранения информации были использованы динамические аттракторы, и был продемонстрирован большой практический потенциал в плане создания работоспособных и эффективных систем обработки информации. Несколько позже, в 1992-1995 гг. появились работы, в которых делались попытки записывать информацию на динамических структурах (циклах и странных аттракторах), например, I. Tsuda [307, 308], а также работы В. Baird и F. Eeckman [309], С.А. Кащенко и В.В. Майорова [23, 310-312], в которых в качестве базовой динамической системы использовались неравновесные нейронные сети (сети без устойчивых равновесных состояний). Однако сложность согласованного поведения нейронов в нейронных сетях делает прямой синтез таких сетей чрезвычайно сложным или даже невозможным практически. Вместо этого приходится использовать трудоемкие «непрозрачные» процедуры обучения, которые затрудняют понимание принципов обработки информации в таких системах. По всей видимости, именно эти трудности привели к тому, что работы по обработке информации с помощью динамических аттракторов искусственных нейронных сетей не получили дальнейшего развития.

В последующие годы идеи динамического, нестационарного характера работы мозга стали общепринятыми. Некоторые авторы (М.И. Рабинович и др.) пошли еще дальше, утверждая, что «установившиеся нейронные процессы и статические томографические портреты ... имеют мало отношения к процессам нервной деятельности реального человеческого мозга» и что «эмоции и когнитивные функции – это переходные динамические процессы» [247] (подробнее см. раздел 1.1.2). Им удалось, в частности, построить дина-

мическую модель последовательной памяти с устойчивой переходной динамикой, однако сложность используемого математического аппарата (система из нескольких десятков дифференциальных уравнений Лотки-Вольтерры для описания гетероклинического канала для модели последовательной памяти из трех событий [250]) не позволяет рассчитывать на реализацию практически значимых информационных систем на основе этого подхода.

Модель иерархической памяти Дж. Хокинса, предложенная в 2004 г. (см. раздел 1.4), с самого начала создавалась как модель, предназначенная для практической (технической) реализации. Сравнивая модель ассоциативной памяти из данной диссертационной работы с моделью Хокинса, можно отметить, что в модели Хокинса на каждом уровне иерархии на входе коры имеются динамические циклически повторяющиеся паттерны, причем кора вызывает паттерны ассоциативно; система памяти может вызвать весь паттерн, когда дана только его часть или входы искажены. Нетрудно увидеть аналогию между такими паттернами и циклами в нашей модели. Однако если в нашей модели цикл является динамическим образом некоторого информационного блока, то в модели Хокинса образом является многоуровневая иерархическая структура, в которую паттерн входит одной из многих составных частей.

Возможно, подходом к реализации модели Хокинса будет построение иерархической системы «связанных» отображений с записанной информацией, с разными «временными» масштабами на разных уровнях. В этой системе на каждом уровне иерархии модель была бы представлена отображением, в котором записаны возможные динамические паттерны, и при подаче на вход отображения некоторого паттерна фазовая траектория системы сходилась бы к некоторому циклу, при этом на верхний уровень иерархии передавался бы соответствующий символ, который на этом верхнем уровне, в свою очередь, являлся бы элементом динамического паттерна верхнего уровня.

Ключевым фактором, обусловившим выбор в данной работе простейшей математической модели (отображения) в качестве динамической системы для обработки информации, была идея, что эффективность естественных систем обработки информации связана не со структурной сложностью соответствующей динамической системы (нейронной сети из огромного количества элементов и связей), а с возможностью реализации в такой системе сложного, в том числе хаотического, поведения. Именно простота выбранной динамической системы, ее высокая вычислительная эффективность, позволили осуществлять запись практически неограниченного количества информации, обработать вопросы записи и извлечения информации, реализовать широкий круг функций обработки информации, включая такие функции, представленные в модели Хокинса, как динамическая память,

ассоциативное извлечение, сканирование памяти. Благодаря этому, данная модель была реализована в виде программ для обычного персонального компьютера, что позволило построить на ее основе эффективные информационные системы с новыми возможностями доступа к информации.

3.8 Выводы

В данной главе предложены и исследованы приложения разработанной в Главе 2 теории записи информации на динамических аттракторах одномерных и многомерных отображений к задачам обработки информации.

Исследование механизма потери устойчивости информационных циклов кусочно-линейных отображений с записанной информацией показало, что в момент потери устойчивости цикла точек в окрестности информационного цикла рождается хаотический цикл интервалов. Поскольку при хаотическом движении по циклу интервалов фазовая траектория x_i последовательно обходит те же самые регионы первого уровня, что и фазовая траектория точечного цикла, символическое описание траектории совпадает с записанным информационным блоком. Таким образом, в качестве динамического носителя информации помимо циклов (периодических орбит) можно использовать хаотические аттракторы типа интервальных циклов.

После того, как по мере увеличения параметра, управляющего устойчивостью циклов, теряют устойчивость циклы интервалов, в системе реализуется глобальный хаос. Показано, что запись информации на неустойчивых предельных циклах позволяет реализовать новый способ обработки информации – хаотическое сканирование памяти, основанный на явлении перемежаемости в хаотической системе.

Запись информации на неустойчивых предельных циклах и организация режима глобального хаоса позволяет решать задачи распознавания образов, т.е. организовывать доступ к информации на основе неполной или искаженной информации. Предложенная адаптивная модель распознавания может также служить моделью «кратковременной» и «долговременной» памяти, характерной для живых систем.

Модели памяти (хранилища информации) на основе отображений, синтезируемых в соответствии с предложенными принципами записи, допускают использование разных методов нелинейной динамики для доступа к записанной информации по запросу. Так, помимо формирования начальных условий или локального изменения функции отображения для этого можно использовать метод хаотической синхронизации.

Системы с информацией, записанной как на устойчивых, так и на неустойчивых циклах, могут работать как фильтр новизны, т.е. при предъявлении запроса отличать записанные информационные блоки от новых. При записи на устойчивых циклах, система либо немедленно выдает один из записанных информационных блоков, либо отвечает, что предъявленной информации недостаточно для однозначной идентификации. При записи на неустойчивых предельных циклах, система исходно находится в режиме глобального хаоса и при предъявлении нового образа остается в хаотическом режиме; если же предъявляется один из записанных образов, то либо путем перестройки функции отображения, либо в результате синхронизации система переходит в режим воспроизведения периодической траектории с записанным циклом.

Проведен анализ возможности использования метода записи в задачах классификации. Классификация связана с необратимым сжатием информации и переходом от исходного подробного описания образов к ограниченному дискретному пространству признаков. Отнесение близких образов к одному классу означает, что классификатор как система распознавания их не различает. Исследования показали, что метод записи информации на траекториях кусочно-линейных отображений в своем исходном виде обладает «высоким разрешением», поэтому для решения задач классификации его необходимо «заглубить». Предложены варианты модификации метода записи, позволяющие осуществлять запись и распознавание классов образов (запись «нечеткой» информации), что открывает возможность решения задач классификации информационным объектам.

«Внутренним форматом» представления записываемой информации является дискретная конечная последовательность элементов (символов), принадлежащих ограниченному упорядоченному дискретному множеству (алфавиту), поэтому наиболее органично разработанный метод применим для записи текстов. Однако возможности метода могут быть расширены и на другие виды информации. В данной главе обсуждаются способы предварительной обработки (предварительного кодирования) мультимедийных образов, необходимые для приведения их к требуемому для записи формату. Рассмотрены такие мультимедийные объекты, как двумерные изображения и одномерные непрерывные сигналы (на примере речи и музыки).

Областями применения разработанной технологии обработки информации на основе метода записи на предельных циклах и хаотических аттракторах отображений являются информационно-поисковые системы, системы документооборота, информационно-аналитические службы, системы поиска плагиата, рубрикаторы (классификаторы), цифровые архивы неструктурированной информации, информационные серверы, издательское дело (электронные книги, учебники) и т.п.

В конце главы, на основе полученных результатов и материалов обзорной главы 1 обсуждается эволюция представлений о роли нелинейной и хаотической динамики в процессах обработки информации в живых и искусственных системах. С начала 1990-х гг., когда была поставлена эта часть диссертационной работы, концепция динамических принципов обработки информации в мозге стала общепринятой. Простота выбранной базовой математической модели (одно- и многомерные отображения) позволила реализовать широкий набор функций обработки информации.

Глава 4. Разделение хаотических сигналов методом итерирования в обратном времени

Одной из областей, в которых уникальные свойства динамического хаоса позволяют получить новое качество, является задача передачи информации. За последнюю четверть века предложены сотни схем связи с использованием динамического хаоса [49-71, 77, 81], однако большая их часть представляет собой модификации известных коммуникационных схем либо использует свойства хаотических сигналов, а не на динамику хаотических систем.

В данном разделе излагается подход к разделению суммы хаотических сигналов на составляющие компоненты, который основан на ключевом свойстве динамики всех хаотических систем – положительности показателя Ляпунова [131, 132]. Эта характеристика означает, что близкие траектории в фазовом пространстве экспоненциально быстро разбегаются при итерировании (интегрировании) динамических систем и, соответственно, также быстро сходятся при итерировании этих систем назад (в обратном времени). На этом свойстве хаотических систем основан исследуемый в данной главе метод разделения суммы хаотических сигналов на компоненты.

Результаты данного исследования могут найти применение в системах связи, использующих хаотические сигналы в качестве несущего сигнала, для организации множественного доступа к общему каналу связи.

Материалы, вошедшие в эту главу, опубликованы в [163-167, 169, 203, 205-210, 220].

Исследование хаотических колебаний физических, биологических, электронных, механических и других систем способно дать много полезной информации об их структуре и свойствах. Хаотические динамические системы реальных объектов являются сложными и многомерными, в то время как процессы, порождаемые такими системами, часто оказываются доступными для анализа только на основе наблюдений одной из компонент процесса. Исследование хаотической динамики при этом обычно включает в себя реконструкцию хаотического аттрактора по наблюдаемой переменной [291, 313, 314], оценку его корреляционной размерности [315-317] и др. При этом наблюдаемый сигнал может быть представлен как самой компонентой процесса, так и некоторым ее преобразованием. Он может быть также искажен неконтролируемыми возмущениями. Поэтому анализ хаотических сигналов зачастую приходится начинать с их очистки от шума [318-327].

Ситуация становится более сложной в случае двух или более источников хаоса, когда наблюдатель получает определенную комбинацию их сигналов, в простейшем случае

– сумму. Например, в технике хаотической связи такая ситуация может возникнуть при использовании единого канала связи одновременно несколькими системами передачи информации, в которых передаваемая информация кодируется фрагментами хаотических колебаний. Для того чтобы изучить сигнал каждого из источников, необходимо разделить суммарный сигнал на составляющие его компоненты [123-127].

Задача разделения суммарного сигнала может быть решена при помощи хаотической синхронизации, если наблюдателю известны уравнения, описывающие наблюдаемую динамическую систему [128-130]. Авторам работы [128] удалось добиться синхронизации нескольких пар передатчиков и приемников, передавая линейную суперпозицию колебаний ведущих систем через единственный канал связи. В работе показано, что схема разделения хаотических сигналов работает при отсутствии внешнего шума, однако, как оказалось, наличие даже очень малого относительного шума, на уровне порядка -100 дБ, приводит к срыву синхронизации.

В данной работе (раздел 4.2) излагается другой подход к решению задачи разделения хаотических сигналов, основанный на итерировании уравнений динамических систем в обратном времени [169, 209, 210, 220]. При этом на каждом шаге возникает несколько возможных вариантов решения, из которых только один является правильным. Сначала рассматривается простой алгоритм, в котором выбор варианта осуществляется только по текущей информации, доступной на данном шаге. Этот алгоритм позволяет разделять хаотические сигналы не только при отсутствии, но и при наличии шума. При численном моделировании (раздел 4.3) обнаружено существование порогового значения уровня шума, при превышении которого разделение сигналов становится невозможным; при этом ниже порога каждый сигнал может быть извлечен с любой заданной степенью точности [163-167, 208]. Подобный порог по уровню шума обнаружен также в задаче очистки хаотических сигналов от шума [325-328]. Исследование этого эффекта показывает, что наличие порога связано не с конкретным алгоритмом разделения, а с информационным содержанием хаотических сигналов (раздел 4.4); при наличии шума, превышающего порог, наблюдатель не может получить это информационное содержание.

Дана теоретическая оценка для порогового значения шума, проведено сравнение значения реального порога, полученного при численном моделировании, с теоретической оценкой. Разница между двумя пороговыми значениями, теоретическим и экспериментальным, может служить мерой эффективности конкретного алгоритма разделения хаотических сигналов: чем меньше разница, тем более эффективным является алгоритм.

Исходный метод разделения сигналов на основе итерирования в обратном времени, уже является существенно более эффективным, чем метод, в котором используется хаоти-

ческая синхронизация [128], а усложненная версия исходного метода, описанная в разделе 4.5, обеспечивает эффективность разделения, близкую к теоретической оценке (раздел 4.6).

Рассмотрены обобщения разработанного метода разделения, в частности, для задачи разделения сигналов нескольких хаотических источников (раздел 4.7), а также реализация метода разделения в режиме реального времени (раздел 4.8) [164]. Приведены соответствующие результаты численного моделирования. В разделе 4.9 обсуждаются полученные результаты, а также возможности и ограничения предложенного метода разделения.

4.1 Постановка задачи

Рассмотрим ситуацию, в которой имеется два или более источника хаотических колебаний. Пусть наблюдатель получает сумму их сигналов. Для того чтобы проанализировать хаотические сигналы источников, их необходимо отделить друг от друга, т.е. разделить суммарный сигнал на составляющие его компоненты. Исследуем эту задачу на примере простых динамических систем с дискретным временем, способных демонстрировать хаотическую динамику – одномерных отображений отрезка в себя.

Пусть имеется m источников с дискретным временем k , генерирующих хаотические сигналы $x_j(k)$, $j = 1, \dots, m$, $k = 1, \dots, N$. Динамика источников описывается одномерными отображениями

$$x_j(k+1) = f_j(x_j(k)). \quad (4.1)$$

Для определенности далее будем считать динамические системы разными. Это позволит различать их сигналы и однозначно сопоставить полученные решения соответствующим системам.

Совокупность сигналов $x_j(k)$ в момент времени k образует вектор $\vec{x}(k)$. На пути к наблюдателю (в канале) сигналы $x_j(k)$ складываются. Кроме того, в канале к сумме хаотических сигналов добавляется шум $\eta(k)$ (см. рис. 4.1). Как результат, наблюдатель получает зашумленную сумму сигналов

$$u(k) = \sum_{j=1}^m x_j(k) + \eta(k), \quad k = 1, \dots, N. \quad (4.2)$$

Задача состоит в том, чтобы получить вектор оценок $\vec{y}(k)$, где $y_j(k)$ – оценка сигнала $x_j(k)$, $j = 1, \dots, m$, и получить эти оценки на всем временном интервале $k = 1, \dots, N$.

Таким образом, требуется построить алгоритм, который на основе поступающего суммарного сигнала $u(k)$ позволял бы получить наилучшие в некотором смысле оценки $y_j(k)$ для компонент $x_j(k)$, $k = 1, \dots, N$.

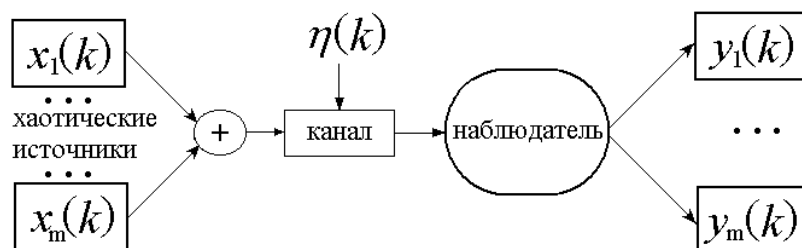


Рис. 4.1. Разделение хаотических сигналов

Сформулируем задачу более строго.

1. Наблюдатель принимает последовательность отсчетов $\{u(k)\}$, $k = 1, \dots, N$.
2. Наблюдателю известен вид всех функций f_j .
3. При отсутствии шума сигналы разделяются, т.е. при $N \rightarrow \infty$ существует временной отрезок $[k_1, k_2]$, на котором $\|\vec{x}(k) - \vec{y}(k)\| \rightarrow 0$, т.е. для каждого малого $\varepsilon > 0$ найдется такой отрезок $[k_1, k_2]$, что для всех $k \in [k_1, k_2]$ выполняется условие $\|\vec{x}(k) - \vec{y}(k)\| < \varepsilon$. Это теоретическое соотношение. При компьютерном моделировании минимально возможная ошибка ограничена снизу машинной точностью δ , т.е. $\varepsilon \geq \delta$.

4.2 Алгоритм разделения хаотических сигналов

Идея, лежащая в основе предложенного метода разделения суммы хаотических сигналов, как и идея очистки хаотического сигнала от шума [325, 326], опирается на базовые механизмы возникновения динамического хаоса. Как известно, рождение хаоса связывают с двумя основными трансформациями фазового пространства динамической системы: «растяжение» и «складывание» (stretching-and-folding) [109, 131, 313]. На рис. 4.2 этот механизм схематично показан на примере отображения «подкова Смейла» (horseshoe map) [109].

Растяжение отвечает за разбегание близких траекторий, в то время как складывание обеспечивает ограниченный фазовый объем хаотического многообразия и запутывание движения фазовой точки по фазовому пространству. Отображение, демонстрирующее хаотическую динамику, может иметь как растягивающие участки фазового пространства,

так и сжимающие, как, например, области фазового пространства вблизи параболической вершины логистического отображения. Однако в среднем при движении по хаотическому аттрактору преобладает растяжение, что обеспечивает положительность показателя Ляпунова λ .

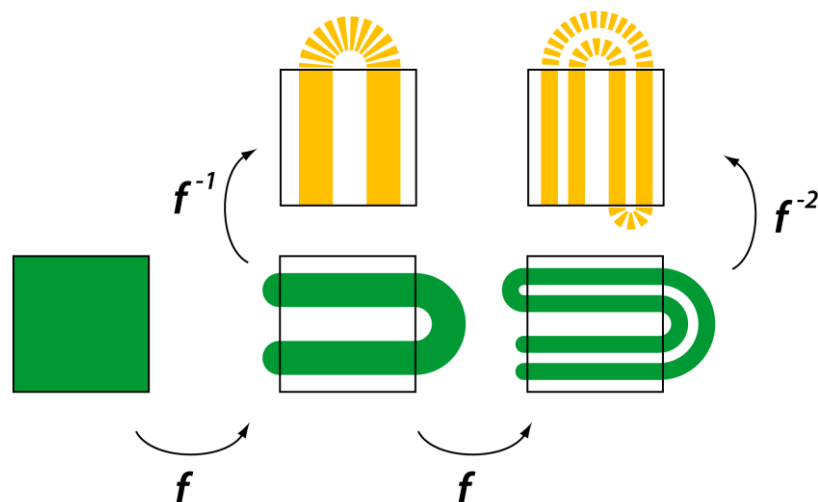


Рис. 4.2. Схематическое изображение преобразований фазового пространства в отображении подковы (рисунок из [329])

При итерировании хаотического отображения f в обратном времени (итерировании обратного отображения f^{-1}) механизм «растяжения» превращается в механизм «сжатия». Это означает, что вместо экспоненциально быстрого разбегания близких траекторий будет наблюдаться их экспоненциально быстрая сходимость друг к другу. Если наблюдателю известен фрагмент зашумленной траектории хаотического отображения $x(k)$, $k = 1, \dots, N$, то при задании начального условия вблизи конечной точки с некоторой ошибкой $\delta(N)$ и итерировании отображения в обратном времени (от $k = N$ в сторону $k = 1$) величина ошибки $\delta(k)$, $k = N, \dots, 1$, будет экспоненциально уменьшаться.

Однако помимо «растяжения» механизм возникновения хаоса включает в себя также «складывание», которое приводит к формированию складок в фазовом пространстве динамической системы. Как следствие, функция обратного отображения становится неоднозначной: одному значению $x(k)$ может соответствовать несколько прообразов $x(k-1)$, как показано на рис. 4.3.

Применительно к задаче очистки или разделения хаотических сигналов это означает, что на каждом шаге итерирования отображения $x(k-1) = f^{-1}(x(k))$ необходимо в соответствии с некоторыми правилами выбирать один из прообразов точки $x(k)$.

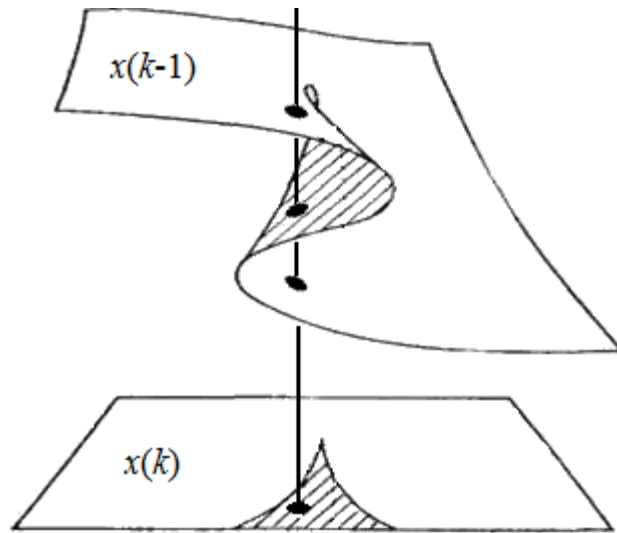


Рис. 4.3. Складки в фазовом пространстве приводят к неоднозначности функции обратного отображения $x(k-1) = f^{-1}(x(k))$

Рассмотрим предложенный принцип разделения суммы хаотических сигналов на компоненты при наличии шума на примере $m = 2$ одномерных отображений вида

$$x_i(k+1) = f(x_i(k)), i = 1, 2. \quad (4.3)$$

На этом примере мы сможем обнаружить особенности общего подхода и исследовать его возможности.

Для определенности в качестве источников хаоса возьмем два отображения логистической параболы с функцией $f(x) = \gamma x(1-x)$, т.е.:

$$\begin{aligned} x_1(k+1) &= \gamma_1 x_1(k)(1 - x_1(k)), \\ x_2(k+1) &= \gamma_2 x_2(k)(1 - x_2(k)), \end{aligned} \quad (4.4)$$

где γ_1, γ_2 – параметры отображений. На рис. 4.4 представлены реализации сигналов двух источников, а на рис. 4.5 сумма сигналов и зашумленная сумма сигналов двух источников, т.е. сигнал в канале. Таким образом, по сигналу в канале (рис. 4.5б) наблюдателю необходимо восстановить каждый из исходных сигналов на рис. 4.4а и 4.4б.

В методе разделения хаотических сигналов используются отображения $f_1^{-1}(\cdot), f_2^{-1}(\cdot)$, обратные к отображениям передатчиков, генерирующих хаотические сигналы:

$$\begin{aligned} y_1(k-1) &= f_1^{-1}(y_1(k)), \\ y_2(k-1) &= f_2^{-1}(y_2(k)). \end{aligned} \quad (4.5)$$

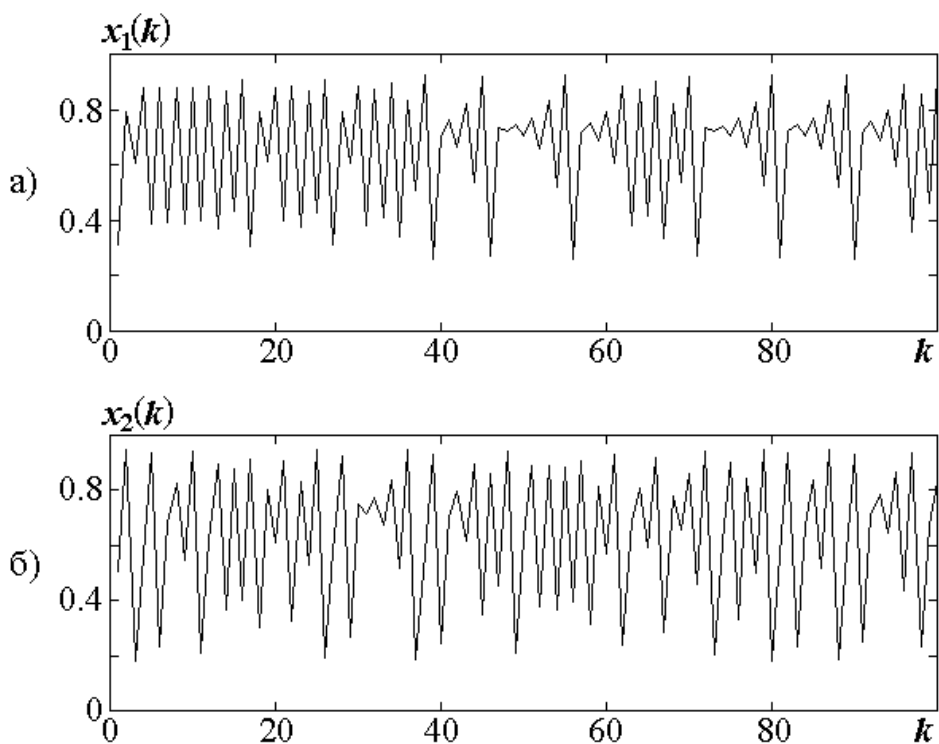


Рис. 4.4. Сигнал а) первого ($\mu_1=3.7$) и б) второго источника ($\mu_2=3.8$)

Обратная функция логистического отображения показана на рис. 4.6. Итерирование отображений (4.5) эквивалентно итерированию отображений (4.4) в обратном времени.

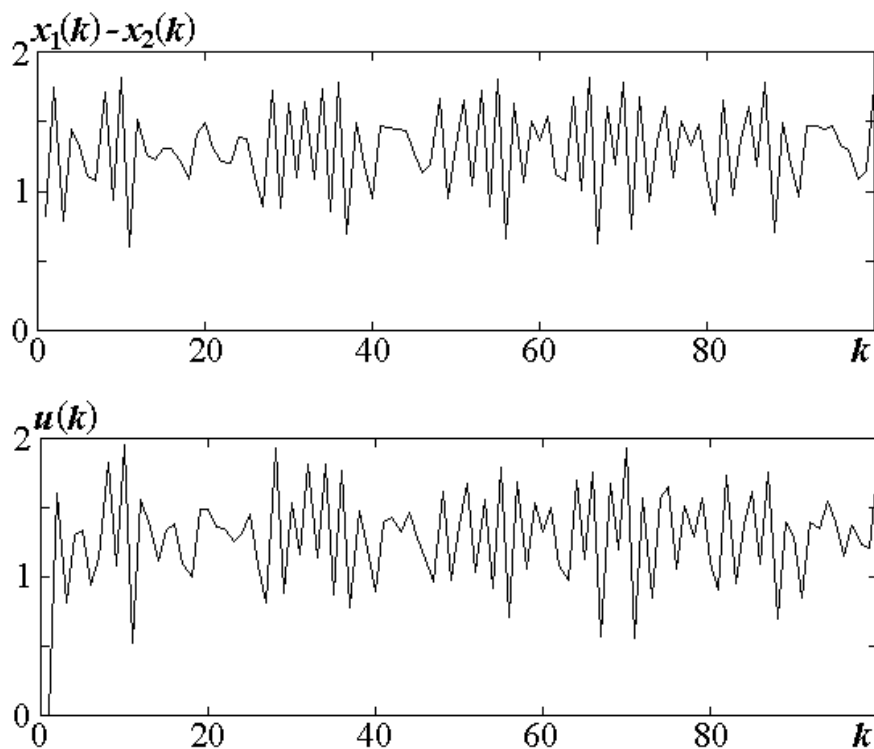


Рис. 4.5. а) Сумма сигналов первого и второго источников;
б) зашумленный сигнал в канале

По условиям задачи, к наблюдателю на временном интервале $k = (1, N)$ поступает зашумленный суммарный сигнал $u(k)$. Допустим, что в некоторый момент времени k в

приемнике не только известна оценка суммы хаотических сигналов в виде $u(k)$, но имеются и отдельные оценки значений хаотических сигналов каждого из отображений, т.е. $y_1(k)$ для $x_1(k)$ и $y_2(k)$ для $x_2(k)$. Итерируя каждое из отображений (4.5), получим оценки разделенных сигналов в момент времени $(k-1)$ (см. рис. 4.6).

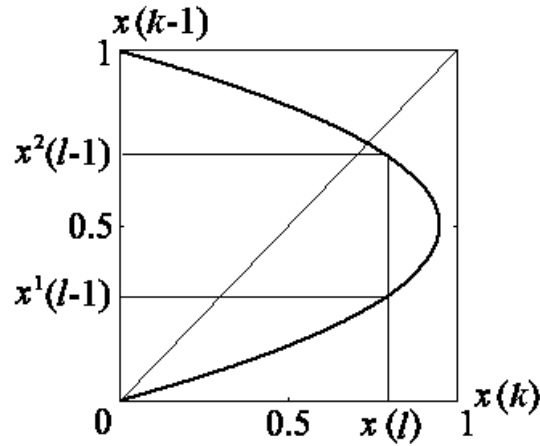


Рис. 4.6. Вид обратного отображения $f^{-1}(\cdot)$

Так как отображения (4.4) в среднем по аттрактору являются растягивающими, обратные отображения (4.5) являются в среднем сжимающими. Поэтому оценки сигналов передатчика для $(k-1)$ -го момента времени, полученные из оценок $y_1(k)$ и $y_2(k)$, в среднем имеют более высокую точность, чем сами оценки $y_1(k)$ и $y_2(k)$. Однако следует учитывать, что отображения (4.5) являются двузначными, так как функция обратного отображения имеет две ветви (см. рис. 4.6). Итерирование отображений (4.5) на один шаг дает для каждого из них не одно, а два значения: две оценки сигнала $y_1^1(k-1)$, $y_1^2(k-1)$ для первого источника и две оценки $y_2^1(k-1)$ и $y_2^2(k-1)$ для второго источника. Эти оценки в свою очередь дают четыре возможных варианта оценки для суммарного сигнала на $(k-1)$ -м шаге: $u_{ij}(k-1) = y_1^i(k-1) + y_2^j(k-1)$, $i, j = 1, 2$.

Рассмотрим сначала самое простое правило выбора ветвей обратных отображений $f_1^{-1}(\cdot)$ и $f_2^{-1}(\cdot)$ (простой алгоритм). С учетом того, что в момент времени $(k-1)$ в приемник поступил сигнал $u(k-1)$, в качестве решения задачи о правильности выбора ветвей возьмем ту комбинацию ветвей (p, q) , которая (при условии малости шумов) минимизирует отклонение R оценки суммы двух хаотических сигналов от реального суммарного сигнала, поступившего в приемник:

$$R = |u(k-1) - u_{pq}(k-1)| = \min_{i,j} |u(k-1) - u_{ij}(k-1)|, \forall (i, j). \quad (4.6)$$

Схема выбора «правильных» комбинаций ветвей в $(k-1)$ -й и в предшествующие ему моменты времени показана на рис. 4.7. Звездочками обозначены значения сигнала $u(l)$. Как видно из рисунка, на l -м шаге из четырех возможных значений $u_{ij}(l)$ выбираем одно, наиболее близкое к значению $u(l)$. Применяя рассмотренную процедуру от конца последовательности $u(l)$ до ее начала, проводим разделение сигналов на интервале $(1, N)$.

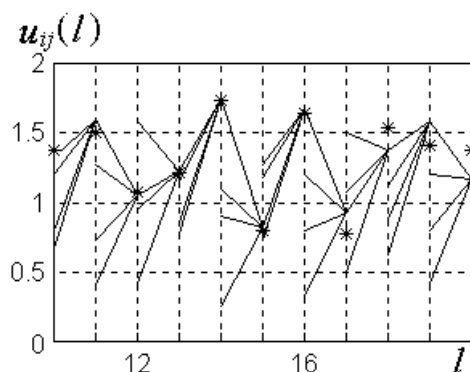


Рис. 4.7. Ветвление решения при итерировании обратных отображений; l – дискретное время, $u_{ij}(l) = y_1^i(l) + y_2^j(l)$, $i, j = 1, 2$. Значения наблюдаемого суммарного сигнала $u(l)$ на входе приемника обозначены звездочками

Пусть λ – показатель Ляпунова отображения (средний по аттрактору отображения), тогда средний коэффициент растяжения для отображения на одном шаге равен $L = \exp(\lambda)$. Для обратного отображения коэффициент сжатия $L^{-1} = \exp(-\lambda)$. Поэтому ошибки $\delta_1(k)$, $\delta_2(k)$ оценки разделенных сигналов $y_1(k)$ и $y_2(k)$ на k -м шаге итерирования:

$$\begin{aligned}\delta_1(k) &= |y_1(k) - x_1(k)|, \\ \delta_2(k) &= |y_2(k) - x_2(k)|\end{aligned}\quad (4.7)$$

будут уменьшаться в среднем по экспоненциальному закону:

$$\begin{aligned}\delta_1(k) &= \delta_1(N) \cdot \exp(-\lambda_1(N - k)), \\ \delta_2(k) &= \delta_2(N) \cdot \exp(-\lambda_2(N - k)),\end{aligned}\quad (4.8)$$

где λ_1 и λ_2 – показатели Ляпунова для первого и второго сигналов соответственно.

Согласно формулам (4.8), точность сигналов $y_1(k)$ и $y_2(k)$, восстановленных наблюдателем, растет экспоненциально на каждом шаге обратного итерирования, достигая предела, связанного с точностью вычислений. В численных экспериментах при точности вычислений δ и старте с произвольных начальных условий предельная возможная точность

разделения достигается не более чем за $p = -\log(\delta)/\lambda$ итераций. Поэтому описанная процедура позволяет разделять сигналы, заданные на интервале $(1, N)$, на интервале $(1, N-p)$ настолько точно, насколько позволяет точность машинной арифметики, и только p отсчетов в конце последовательности разделяются с меньшей точностью, что можно объяснить недостатком информации на интервале $(N-p, N)$, требуемой для точного разделения сигналов.

Выше при описании схемы разделения сигналов предполагали, что на N -м шаге известны оценки $y_1(N)$ и $y_2(N)$ для сигналов передатчиков. Если оценки хорошие (например, начальная ошибка находится на уровне точности вычислений $\delta_{1,2}(N) \approx \delta$), то $p = 0$, т.е. сигналы разделяются со всей доступной точностью на всем временном интервале $(1, N)$. Если же начальные оценки произвольные, то, как следует из соотношений (4.8), от их конкретных значений зависит только время сходимости p .

Чтобы ускорить сходимость траекторий, можно попытаться улучшить начальные оценки сигналов в момент времени N с помощью следующей процедуры. Для первого отображения выберем сетку начальных значений, т.е. набор M значений $y_1^j(N), j = 1, \dots, M$, равномерно распределенных по аттрактору, и вычислим набор M соответствующих начальных значений для второго отображения $y_2^j(N) = u(N) - y_1^j(N), j = 1, \dots, M$, где $u(N)$ – значение суммарного сигнала, принятое из канала в момент времени N . Шаг сетки $\delta = |y_1^j(N) - y_1^{j+1}(N)|$ обеспечивает требуемую начальную точность вычислений.

Из M пар начальных условий оставим те, в которых оба начальных условия попадают на соответствующие аттракторы. Пусть M_1 – число оставшихся пар. Найдем все прообразы набора начальных значений $y_1^j(N), j = 1, \dots, M_1$ первого отображения, т.е. $y_1^j(N-1)$; то же сделаем со вторым отображением. Из всех возможных пар $\{y_1^i(N-1), y_2^j(N-1)\}, i, j = 1, \dots, M_2$, где M_2 – число возможных комбинаций прообразов для двух отображений, отберем пару с индексами (i, j) , дающую минимум отклонения суммы прообразов от наблюдаемого суммарного условия:

$$R = |u(N-1) - y_1^i(N-1) - y_2^j(N-1)|. \quad (4.9)$$

Соответствующую пару начальных значений $\{y_1^i(N), y_2^j(N)\}$ можно считать лучшим начальным приближением сигналов x_1 и x_2 с точностью δ . (Эти рассуждения справедливы при отсутствии шума в канале).

4.3 Моделирование простого алгоритма

Эффективность схемы разделения хаотических сигналов исследована на примере сигналов, генерируемых логистическими отображениями (4.4). Параметры отображений были установлены $\gamma_1 = 3,7$, $\gamma_2 = 3,8$ (показатели Ляпунова $\lambda_1 = +0,355$ и $\lambda_2 = +0,432$).

При отсутствии шума сигналы двух логистических отображений хорошо разделяются, как можно видеть на рис. 4.8.

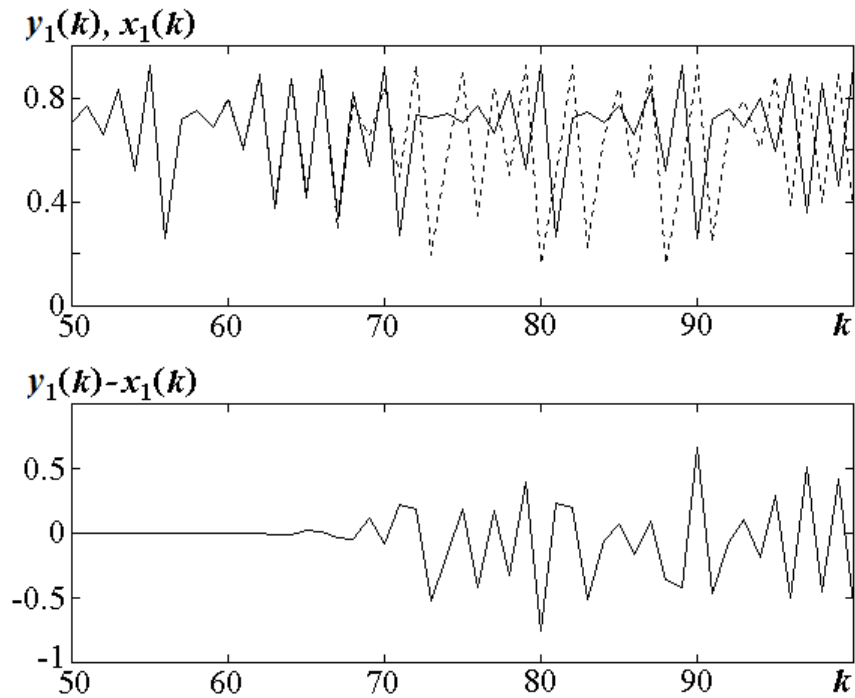


Рис. 4.8. Сходимость оценки хаотического сигнала $y(k)$ к истинному значению сигнала $x(k)$; а) сигнал и его оценка; б) разностный сигнал. Итерирование ведется в обратном времени

В численных экспериментах с двойной точностью предельная возможная точность разделения ($\delta = 10^{-16}$ или -320 дБ по мощности) достигается после переходного процесса длительностью порядка 100 итераций, хотя достаточно хорошая практическая точность 10^{-3} (~ 60 дБ) получается уже после 20 итераций (см. рис. 4.9). Следует отметить, что этот переходный процесс является неотъемлемой частью процесса разделения сигналов даже при отсутствии шума, и его необходимо исключать из рассмотрения при анализе качества разделения сигналов.

Исследована устойчивость метода к шуму в канале передачи. Для этого в канал к сигналам приемников добавлен нормально распределенный гауссовский шум $\eta(k)$ с дисперсией σ . Ошибка восстановления сигнала $|x_j(k) - y_j(k)|$, $j = 1, 2$, трактуется как остаточный шум в принятом сигнале.

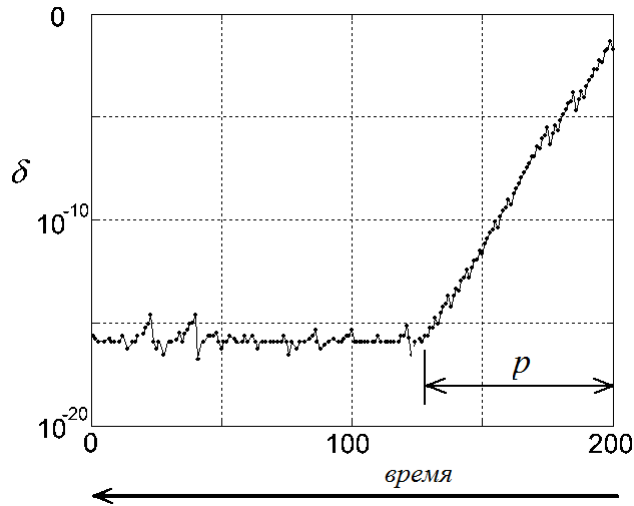


Рис. 4.9. Ошибка распознавания $\delta = |y_i(k) - x_i(k)|$.
Итерирование ведется в обратном времени

Качество восстановления сигналов оценивалось с помощью показателя отношения сигнал/шум ($C/Ш_{\text{ВЫХ}}$) для разделенных сигналов $y_i(k)$ путем сравнения его с показателем $C/Ш_{\text{ВХ}}$ для суммарного сигнала $u(k)$. Определим эти показатели следующим образом

$$\begin{aligned} C/Ш_{\text{ВЫХ}} &= \langle x_i^2 \rangle / \langle (x_i - y_i)^2 \rangle, \\ C/Ш_{\text{ВХ}} &= \langle (x_1 + x_2)^2 \rangle / \sigma^2, \end{aligned} \quad (4.10)$$

или (в децибелах)

$$C/Ш_{\text{ВХ}} [\text{дБ}] = 10 \log(\langle (x_1 + x_2)^2 \rangle / \sigma^2). \quad (4.11)$$

Все сигналы нормированы на нулевое среднее. Усреднение в формулах (4.10) осуществляется либо по всей длине сигнала, либо на его части без переходного процесса (1, $N-p$) (см. рис. 4.9).

Чтобы количественно оценить эффективность метода разделения в условиях шума, необходимо найти «границу разделения», т.е. отношение сигнал/шум в канале $C/Ш_{\text{ВХ}}$, ниже которого сигналы не разделяются с помощью предложенного метода. Для этого сначала требуется выработать критерий эффективности разделения сигналов, чтобы понимать, в каком случае хаотические сигналы можно считать разделенными, принимая во внимание, что сигналы на выходе приемника не совпадают полностью с сигналами передатчиков.

Можно использовать несколько разных критериев. В качестве первого такого показателя можно принять разницу между уровнями шума в разделенных сигналах и уровнем шума в канале, выраженными через отношения сигнал/шум (С/Ш) в децибелах (критерий K_1):

$$K_1 [\text{дБ}] = C/\text{Ш}_{\text{вых}} [\text{дБ}] - C/\text{Ш}_{\text{вх}} [\text{дБ}]. \quad (4.12)$$

Будем считать, что та область значений параметров, где уровень шума в выделенном сигнале ниже уровня шума в канале, т.е. $K_1 > 0$ дБ, представляет собой область эффективного разделения сигналов. Там, где уровень шума в разделенных сигналах значительно выше, чем уровень шума в канале ($K_1 \ll 0$ дБ), разделение неэффективно. Пороговое значение шума в канале, при котором $K_1 = 0$ дБ, представляет собой границу эффективности разделения сигналов по данному критерию.

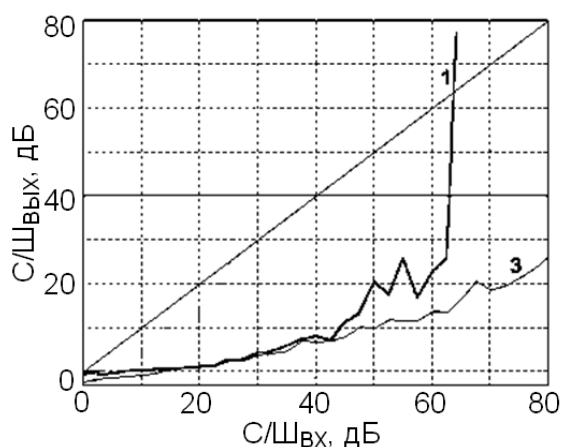


Рис. 4.10. Зависимость отношения $C/\text{Ш}_{\text{вых}}$ от $C/\text{Ш}_{\text{вх}}$:
1 – исследуемый алгоритм разделения; 3 – метод [128]

Результаты расчетов отношений сигнал/шум приведены на рис. 4.10 и представлены кривой 1. Область эффективного разделения сигналов лежит правее уровня $C/\text{Ш}_{\text{вх}} \sim 65$ дБ. Для сравнения приведена кривая 3, соответствующая схеме разделения на основе хаотической синхронизации. Как видно из рис. 4.10, шум в сигналах, разделенных методом на основе синхронизации, всегда выше, чем шум в канале, и условие $K_1 > 0$ дБ для этого метода никогда не выполняется. Отметим, что в предложенном выше и исследуемом здесь алгоритме при $C/\text{Ш}_{\text{вх}} > 65$ дБ степень зашумленности разделенных сигналов быстро уменьшается в соответствии с соотношениями (4.8) и определяется только числом шагов обратного итерирования и машинной точностью вычислений. Это означает, что сигналы не только разделяются, но и эффективно очищаются от шума.

Рассмотрим подробнее, что происходит с сигналами в области «неэффективного» разделения, т.е. когда условие $K_1 > 0$ дБ не выполняется. Анализ показывает, что в диапазоне значений $50 \text{ дБ} < C/\text{Ш}_{\text{вх}} < 65 \text{ дБ}$ сигналы также разделяются, однако во время итерирования динамических систем от конца фрагмента суммарного сигнала к началу (т.е. от $k = N$ к $k = 1$) возникают спорадические сбои (см. рис. 4.11), которые приводят к снижению оценки эффективности по критерию отношения сигнал/шум.

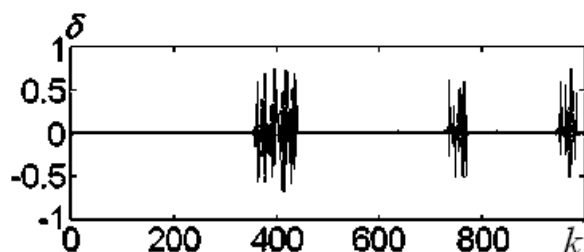


Рис. 4.11. Сбои в процессе разделения сигналов;
 δ – разность между сигналом одного из хаотических источников
и соответствующим сигналом на выходе разделителя

Несмотря на то, что при указанном отношении сигнал/шум сбои происходят редко и хаотические сигналы хорошо разделяются на большей части временного интервала ($1, \dots, N$), даже единичный сбой может значительно изменить величину K_1 . Поэтому целесообразно использовать критерий эффективности, который достаточно слабо реагирует на редкие единичные сбои. В качестве такого критерия K_2 можно использовать относительное время эффективного разделения сигналов τ , которое определяется как доля общего времени, во время которого ошибка оценки сигналов $\delta_j = |x_j(k) - y_j(k)|$, $j = 1, 2$, меньше некоторой величины, например $\delta_j < 0,01$, т.е. -40 дБ (см. рис. 4.12). Очевидно, что разделение эффективно, если критерий K_2 близок к единице. Результаты расчетов показателя эффективности разделения K_2 приведены на рис. 4.12. Как следует из рис. 4.12, соответствующие значения порога разделения для показателей эффективности K_1 и K_2 близки. Расчеты для рисунков 4.10 и 4.12 проведены для одного и того же набора сигналов.

Еще одним критерием эффективности K_3 может служить величина отношения сигнал/шум в канале, при которой отношение сигнал/шум в разделенных сигналах не превышает некоторого заданного значения. Например, для многих практических задач хорошим показателем можно считать отношение $C/\text{Ш}_{\text{вых}} = 40$ дБ. При таком отношении сигнал/шум, относительная точность восстановления разделенных сигналов составляет порядка 10^{-2} . Как следует из рис. 4.10, рассматриваемый метод обеспечивает этот уровень при $C/\text{Ш}_{\text{вх}} = 63$ дБ.

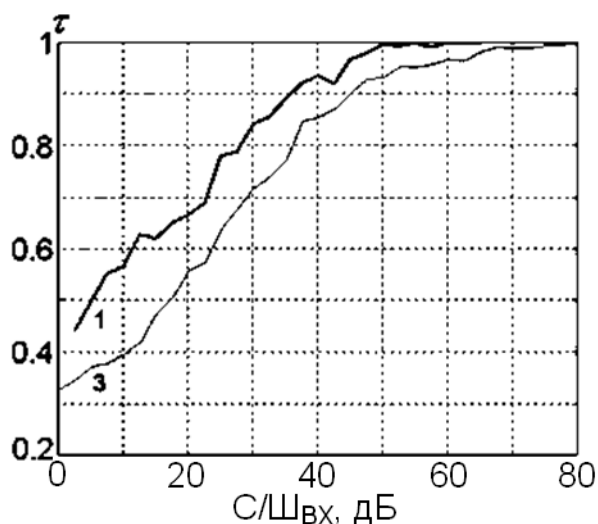


Рис. 4.12. Зависимость относительного времени синхронизации τ от $C/\text{Ш}_{\text{вх}}$:
1 – исследуемый алгоритм разделения; 3 – метод [128]

Таким образом, для рассматриваемых динамических систем все предложенные критерии эффективности разделения дают примерно одинаковое пороговое значение отношения сигнал/шум в канале $C/\text{Ш}_{\text{вх}} = 63\text{--}65$ дБ.

Как следует из результатов моделирования (см. рис. 4.12), с увеличением шума частота сбоев увеличивается. Это приводит к уменьшению отношения сигнал/шум в разделенных сигналах и, соответственно, к ухудшению эффективности разделения. Из анализа реализаций разделенных сигналов следует, что сбои возникают в те моменты времени, когда шум в канале, имеющий большую амплитуду $\eta(k)$, так искажает суммарный хаотический сигнал, что это приводит к неправильному выбору ветви в одном из отображений (см. рис. 4.6).

Такого рода сбои чаще всего происходят вблизи точки смыкания ветвей обратного отображения. На рис. 4.6 это самая правая точка обратного отображения (вершина прямого отображения). Вблизи этой точки даже малый шум может приводить к ошибке в выборе обратной ветви.

Если ветвь выбрана неправильно, то происходит сбой, проявляющийся в виде резкого расхождения исходных и оцениваемых сигналов. После сбоя оценки снова начинают сходиться к исходным сигналам. Именно эти нерегулярные всплески разностного сигнала, возникающие вследствие ошибочного выбора ветвей обратных отображений, и являются причиной остаточного шума в разделенных сигналах.

4.4 Анализ задачи разделения хаотических сигналов с точки зрения теории информации

Как видно на рис. 4.10, при значении отношения сигнал/шум в канале $C/\text{Ш}_{\text{вх}} = 63$ дБ отношение сигнал/шум в разделенных сигналах $C/\text{Ш}_{\text{вых}}$ скачком ухудшается более чем на 40 дБ. Таким образом, предложенный метод разделения имеет явно выраженный пороговый характер. Возникают вопросы: является ли такой порог свойством рассматриваемого метода разделения или общим эффектом при разделении хаотических сигналов, существуют ли принципиальные ограничения на разделение хаотических сигналов и каковы причины таких ограничений?

4.4.1 Информационное содержание хаотических сигналов

Для того чтобы ответить на эти вопросы, рассмотрим задачу разделения суммы хаотических сигналов как задачу передачи информации. Если считать, что каждый из сигналов несет информацию, то задачу разделения сигналов можно описать как передачу информации по каналу с шумом и применить к ней теорию Шеннона [330, 331]. Как следует из теории информации, при передаче информации через канал с шумом существует пороговое значение информационной емкости канала C , связанное с отношением сигнал/шум следующим выражением:

$$C = W \cdot \log_2(1 + C/\text{Ш}), \quad (4.13)$$

где W – ширина полосы частот сигнала. Если скорость передачи сообщений R меньше пропускной способности канала связи, т.е. $R < C$, то средняя и максимальная вероятности ошибки декодирования могут быть сведены к нулю (при длине сообщения $L \rightarrow \infty$). И наоборот, при $R > C$ добиться сколько угодно малой вероятности ошибки нельзя.

Применим данную теорию к задаче разделения хаотических сигналов при наличии шума. Рассмотрим сначала информационные свойства хаотических сигналов.

Одномерное хаотическое отображение, как и любая хаотическая динамическая система, генерирует информацию [242, 332, 333]. Чтобы продемонстрировать, как это происходит, рассмотрим отображение Бернулли для двух символов [275]

$$x_{n+1} = \{2x_n\}, x_n \in [0, 1], \quad (4.14)$$

где $\{ \}$ – операция взятия дробной части числа. (Аналогично можно определить отображение Бернулли для N символов.) Функция отображения приведена на рис. 4.13.

Выполним разбиение фазового пространства этой динамической системы с использованием представлений символической динамики [272, 273]. Если фазовое пространство этого отображения (отрезок $[0, 1]$) разделить на две равные половины (см. рис. 4.13) и сопоставить символы «0» и «1» отрезкам $[0, 0.5]$ и $[0.5, 1]$, то при каждой итерации данного отображения фазовая точка будет попадать в ту или иную половину, тем самым «выдавая на выход» символы «0» или «1». В теории символической динамики доказывается, что при правильном разбиении символическое описание эквивалентно описанию через траекторию $x(k)$.

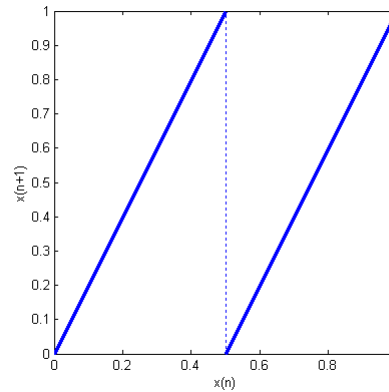


Рис. 4.13. Отображение сдвига Бернулли по основанию 2

Если записать число $x_n \in [0, 1]$ в двоичном представлении $x_n = 0.\alpha_1\alpha_2\dots\alpha_n\dots$, где $\alpha_i \in \{0, 1\}$, то при итерации этого отображения мантисса двоичного представления числа x_n смещается вправо на один разряд, а целочисленный разряд обнуляется:

$$x_n = 0.\alpha_1\alpha_2\dots\alpha_n\dots \Rightarrow x_{n+1} = 0.\alpha_2\alpha_3\dots\alpha_{n+1}\dots \quad 4.15)$$

Представим, что имеется возможность определять значение состояния системы x_n с ограниченной точностью (N двоичных разрядов). Тогда обнаружится, что на каждой итерации последовательность символов $\alpha_i, i = 1, 2, \dots, N$, смещается влево, причем символ α_1 бесследно исчезает, а на месте α_N «ниоткуда» появляется новый символ «0» или «1», что можно интерпретировать так, что на каждой итерации генерируется один бит информации.

Скорость производства информации отображением Бернулли для 2 символов равна показателю Ляпунова, выраженному в битах, т.е. в логарифмах по основанию 2, а не по

основанию e , т.е.

$$I = \log_2(e^\lambda) = \lambda/\ln 2. \quad (4.16)$$

Если рассмотреть отображение Бернулли для 2^m символов, то при каждой итерации при символическом описании динамики отображения генерируется один из 2^m символов, соответственно, такое описание требует m бит, а скорость производства информации составляет $I = m$. Показатель Ляпунова данного отображения равен $\lambda = \ln(|1/2^m|) = m \ln 2$. Нетрудно видеть, что формула (4.16) дает такое же значение скорости производства информации $I = m$.

В рассматриваемом случае энтропия Колмогорова эквивалентна скорости производства информации I , выраженной в битах на итерацию, т.е.

$$I = \lambda/\ln 2. \quad (4.17)$$

Для отображений с параметрами $\gamma_1 = 3,7$ и $\gamma_2 = 3,8$ из рассмотренного выше примера скорость производства информации составляет в среднем $I_1 = 0,51$ и $I_2 = 0,62$ бит/итерацию. Эти значения являются средними; количество информации $I(k)$, генерируемой на каждой итерации, меняется и составляет

$$I(k) = \ln|f'(x(k))|/\ln 2 = \log_2|f'(x(k))|. \quad (4.18)$$

На рис. 4.14а показано распределение мгновенных значений производства информации $I(k)$ при движении по соответствующему аттрактору. Можно видеть, что при среднем значении $I_1 = 0,51$ бит/итерацию размах вариаций $I_1(k)$ составляет почти 2 бита. То же справедливо и для скорости $I_2(k)$ второго отображения и для вариаций мгновенных значений скорости производства информации $I(k)$ одновременно двумя отображениями. Суммарная скорость колеблется в интервале от 0 до $I_{\max} \approx 3,4$ бита на итерацию.

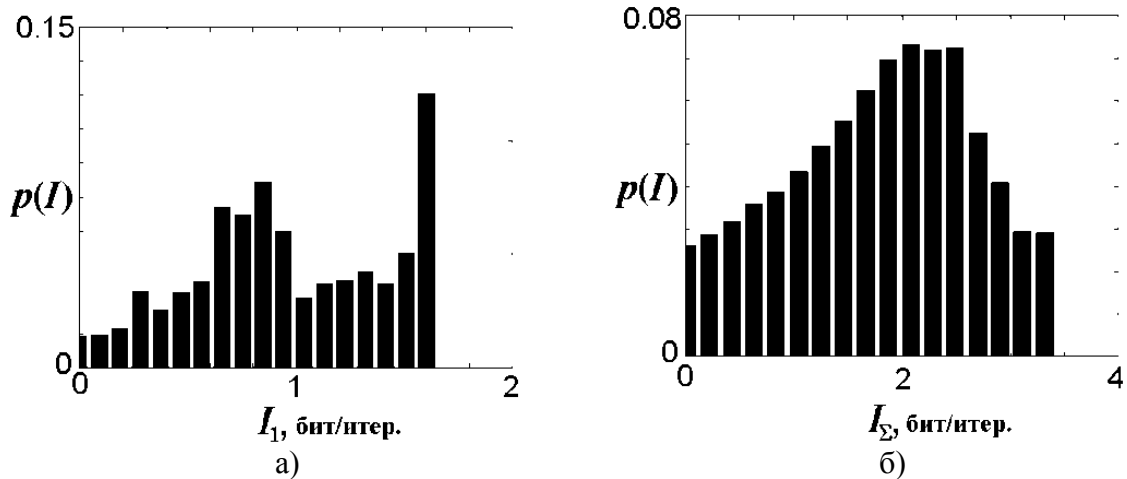


Рис. 4.14. Распределение количества информации, производимой за одну итерацию: а) логистическим отображением с $\gamma_1 = 3,7$ и б) одновременно двумя отображениями с $\gamma_1 = 3,7$ и $\gamma_2 = 3,8$

4.4.2 Пороговый эффект

Согласно выражению (4.2), наблюдатель получает сумму хаотических сигналов x_1 и x_2 , возмущенную шумом η . Заметим, что выражение (4.2) можно рассматривать как модель «коммуникационного канала» с гауссовским шумом, через который передается сигнал $x(k) = x_1(k) + x_2(k)$. Согласно теореме Шеннона [331], пропускная способность канала на итерацию равна

$$C = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{\langle x^2(k) \rangle}{\langle \eta^2(k) \rangle} \right) = \frac{1}{2} \log_2 (1 + C / Ш_{\text{вх}}). \quad (4.19)$$

В рассматриваемом случае максимальное количество информации, которое должен пропускать канал, определяется правой границей плотности распределения $I_{\text{макс}}$ на рис. 4.14б. Отсюда получаем условие для требуемой пропускной способности канала связи, которая одновременно является необходимым условием для разделения сигналов:

$$C > I_{\text{макс}}, \quad (4.20)$$

Соответственно,

$$C / Ш_{\text{вх}} > 2^{2I_{\text{макс}}} - 1 \quad (4.21)$$

или

$$C/\mathcal{N}_{\text{ex}} [\text{дБ}] > 10 \lg(2^{2I_{\text{макс}}} - 1). \quad (4.22)$$

Как следует из рис. 4.14б, $I_{\text{макс}} \approx 3,4$ бита на итерацию, следовательно,

$$C/\mathcal{N}_{\text{ex}} \geq 20 \text{ дБ}. \quad (4.23)$$

Сравнение оценки (4.23) со значением порога $C/\mathcal{N}_{\text{ex}} = 63\text{-}65$ дБ для предложенного в данной работе простого метода, представленного на рис. 4.10 кривой 1, показывает, что разница между ними превышает 40 дБ.

4.5 Оптимизация решения задачи разделения

Рассматриваемая задача разделения суммы хаотических сигналов сводится к задаче правильного определения ветвей отображений при итерировании этих отображений в обратном времени или, что эквивалентно, к правильному выбору символических последовательностей $S_j(k)$ (см., например, [334]), соответствующих хаотическим последовательностям $x_j(k)$. Действительно, символическая динамика подразумевает, что фазовое пространство динамической системы можно поделить на области, приписать им символы и, таким образом, описать поведение динамической системы символической последовательностью [272, 273]. В рассматриваемом случае, разбиение для логистического отображения состоит из следующих двух областей: $x(k) < 0.5$, которой приписан символ «а», и область $x(k) > 0.5$, которой приписан символ «b». Тогда последовательность символов «а» и «b», соответствующая хаотическому сигналу, может быть использована для однозначного восстановления исходного сигнала.

Если информация о ветвях отображения (символические последовательности) известна на интервале времени $T = (1, \infty)$, то хаотические последовательности можно восстановить по ним однозначно. Решение задачи не содержит при этом никаких элементов оптимизации, оно сводится просто к итерированию отображений в обратном времени.

В практических задачах интервал времени, на котором задана последовательность, всегда конечен, т.е. $T = (1, N)$. Как отмечено выше, в этом случае последние p элементов (их число зависит от требований к точности, которые предъявляются к восстановлению), не могут быть восстановлены по символической последовательности. Таким образом, ес-

ли для восстановления хаотических последовательностей используются только символические последовательности, то решение задачи правильного выбора символических последовательностей на интервале $(1, N)$ является решением задачи о восстановлении хаотических последовательностей на интервале $(1, N-p)$. Для того чтобы эти задачи были эквивалентны на всем интервале $(1, N)$, необходимо дополнительно задать начальные условия в виде значений хаотических отсчетов в момент времени N , т.е. $x_j(N)$ или их оценок $y_j(N)$ с требуемой точностью.

Итак, для восстановления хаотических последовательностей нужно оптимально выбирать соответствующие символические последовательности. При малом уровне шума выбор нужных ветвей достаточно эффективно обеспечивается путем нахождения комбинации ветвей, минимизирующих на каждом шаге выражение (4.6). При высоком уровне шума такой «одномоментный» алгоритм разделения, основанный на выборе ветви исходя из текущих значений суммарного сигнала $u(k)$ и оценок $y_1^i(k)$ и $y_2^j(k)$, работает неэффективно.

4.5.1 Критерий оптимальности

Анализ показал, что появление ошибок при высоком уровне шума обусловлено тем, что решение о выборе ветвей отображения принимается только по текущей информации. По результатам анализа предложен модифицированный алгоритм разделения, в котором осуществляется выбор не одного (оптимального) прообраза в текущий момент, а рассчитывается набор цепочек прообразов и из них выбирается оптимальная на некотором временном интервале.

Постановка задачи при этом следующая: имеется временной ряд $u(k)$, $k = 1, \dots, N$, представляющий собой зашумленную сумму хаотических последовательностей $x_1(k)$ и $x_2(k)$. Требуется определить фрагменты символических последовательностей (совокупность «правильных ветвей» соответствующих отображений) на интервале времени $(1, N)$. Предположим, что значения $y_1(N)$ и $y_2(N)$ известны. Для каждого из этих «начальных» условий выполним итерирование соответствующих функций $f_i^{-1}(k)$ на интервале времени $(1, N)$. Очевидно, на каждой итерации динамических систем $f_i^{-1}(k)$ (см. рис. 4.6) количество прообразов удваивается, так что в итоге для каждого отображения получается дерево с 2^{N-1} вариантами путей, из которых нужно выбрать один оптимальный. Поскольку ставится задача разделения двух сигналов, число возможных пар путей для двух отображений равно 2^N . Каждый путь имеет определенную вероятность. Нужно оценить вероятность каждого из этих вариантов и в соответствии с принципом максимального правдоподобия выбрать вариант с максимальной вероятностью. Если эта вероятность близка к единице,

получаем оптимальное решение и наилучшую оценку для разделенных сигналов на всем интервале времени $(1, N)$.

Пусть $u^{(i)}(k) = y_1^{(i)}(k) + y_2^{(i)}(k)$ – сумма хаотических сигналов на i -ом пути; $\vec{S}^{(i)}$ – векторная символическая последовательность для i -го пути. При двух источниках хаоса размерность вектора $\vec{S}^{(i)}(k)$ равна двум. Тогда для любой заданной последовательности векторов $\vec{S}^{(i)}$ совместная условная вероятность для $u(1), \dots, u(N)$ может быть выражена как произведение N одномерных условных вероятностей

$$\begin{aligned}
 P(u(1), \dots, u(N) | \vec{S}^{(i)}) &= \prod_{j=1}^N P(u(j) | S^{(i)}(j)) = \\
 &= \prod_{j=1}^N P(u(j) | u^{(i)}(j)) = \\
 &= \prod_{j=1}^N \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \cdot \exp\left[-\frac{(u(j) - u^{(i)}(j))^2}{2\sigma^2}\right] = \\
 &= \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}}\right)^N \cdot \exp\left[-\sum_{j=1}^N \frac{(u(j) - u^{(i)}(j))^2}{2\sigma^2}\right].
 \end{aligned} \tag{4.30}$$

Выбирая соответствующим образом цепочку оценок суммарного сигнала $u^{(i)}(1), \dots, u^{(i)}(N)$, наблюдатель тем самым определяет и последовательность, которая максимизирует $P(u(1), \dots, u(N) | \vec{S}^{(i)})$ по i . Метрика определяется как логарифм условной вероятности появления отсчета $u(j)$ для ветви, соответствующей на j -м шаге i -му варианту пути:

$$\mu^{(i)}(j) = \log P(u(j) | S^{(i)}(j)). \tag{4.31}$$

Полная метрика для i -го варианта пути определяется выражением

$$\mu^{(i)} = \sum_{j=1}^N \mu^{(i)}(j). \tag{4.32}$$

Важно отметить, что векторы $\vec{S}^{(i)}(k)$ для данной ветви известны точно. Следовательно, известны с высокой точностью и значения $u^{(i)}(k)$. Поскольку к сумме сигналов в канале добавляется гауссовский некоррелированный шум, условная вероятность $P(u(j) | \vec{S}^{(i)}(j))$ определяется статистическими свойствами шума на каждом шаге в от-

дельности. Из выражений (4.30)–(4.32) следует, что полная метрика с точностью до аддитивной константы определяется соотношением

$$\mu^{(i)} = \sum_{j=1}^N (u(j) - u^{(i)}(j))^2, \quad (4.33)$$

поэтому в рассматриваемом случае выбора оптимального варианта (пути) критерии максимального правдоподобия и минимального среднеквадратичного отклонения эквивалентны. Следовательно, получить наилучшую оценку генерируемых источниками хаоса сигналов можно путем минимизации среднеквадратичного критерия качества. Заметим однако, что получаемое при этом значение критерия (4.33) не определяет ошибку в оценке сигналов (4.7), которая задается нормой разности $\|\vec{x}(k) - \vec{y}(k)\|$ и может быть значительно меньше, чем значение критерия. Например, при отношении $C/\text{Ш}_{\text{вх}} > 65$ дБ значение критерия качества на один отсчет составляет $\sim 5 \cdot 10^{-4}$, а ошибки в оценках сигналов источников не превышают 10^{-7} .

4.5.2 Многоветочный алгоритм

На основе анализа эффективности простого алгоритма разделения, был сделан вывод о том, что его недостаточная эффективность обусловлена тем, что решение о выборе ветви обратного отображения принимается на каждом шаге (в каждый момент времени) только на основе текущей информации, без учета прошедшей и/или последующей эволюции суммарного сигнала. Предложен модифицированный «многоветочный» алгоритм разделения, в котором рассчитывается «пучок» возможных траекторий («ветвей»), стартующих из оценок $y_1(N)$, $y_2(N)$, из которых выбирается оптимальная не на одном текущем шаге, а на некотором интервале, в идеале, по всему временному интервалу $(1, N)$.

Процедура заключается в следующем. Будем искать среди всех возможных траекторий с заданными начальными условиями $y_1(N)$, $y_2(N)$ траекторию, минимизирующую метрику (4.33). Для поиска минимума метрики (4.33) применим обратное итерирование уравнений динамических систем и построим дерево возможных траекторий на интервале $(1, N)$, проходящих в момент времени N через известную оценку $y_1(N)$, $y_2(N)$. Решением задачи будет пара траекторий y_1 , y_2 , минимизирующая метрику (4.33) на множестве всех допустимых траекторий.

Общее число траекторий, которое образуется на фрагменте длиной N при итерировании в обратном времени из единственного начального условия $y_1(N)$, $y_2(N)$, равно 2^N . Ясно, что осуществлять непосредственный поиск оптимальной траектории путем перебо-

ра всех траекторий при $l > 10-20$ практически невозможно, поэтому поступим следующим образом: при итерировании отображений будем ограничивать число ветвей на каждом шаге процесса, оставляя не более M , в некотором смысле «оптимальных» ветвей.

Пусть в $(N-k)$ -й момент времени имеется M пар оценок $(y_1^{(i)}(N-k), y_2^{(i)}(N-k))$, $i = 1, \dots, M$. Они соответствуют M фрагментам траекторий, стартующих в момент времени N и доведенных до момента времени $(N - k)$. Для каждой из этих траекторий рассчитываем значение метрики:

$$\mu_k^{(i)} = \sum_{j=0}^k [u(N-j) - u^{(i)}(N-j)]^2. \quad (4.34)$$

На следующем $(k-1)$ -м шаге итерирования число возможных ветвей в случае пары логистических отображений учетверяется: $(y_1^{(i)l}(N-k-1), y_2^{(i)q}(N-k-1))$, $l, q = 1, 2$. Из этих $4M$ ветвей отбираем M «лучших». Отбор лучших ветвей проводим по критерию минимизации метрики на временном интервале $(N-k-1, N)$. Процедуру повторяем для моментов времени $(N-k-2)$, $(N-k-3)$, ..., 1 . В результате получаем M траекторий для всего интервала времени $(1, N)$ с уже рассчитанной метрикой для каждого из M вариантов, из которых и выбираем лучший.

Описанная процедура требует некоторого уточнения. Поскольку обратные отображения являются сжимающими, часть полученных ветвей будет собираться в пучки (кластеры). Ясно, что после попадания нескольких траекторий в один кластер при дальнейшем итерировании уравнений (4.5) эти траектории практически не будут различаться. Поэтому для дальнейших итераций достаточно оставить только одну из них. А именно ту траекторию из кластера, которой соответствует минимальное значение метрики на участке $(N, N-1, \dots, N-k)$. Из всего пучка траекторий, сходящихся в кластер, именно эта траектория обеспечивает минимальное значение метрики на всем интервале времени $(1, N)$. Остальные траектории выбираем из других кластеров, причем так, что из одного кластера остается не более одной траектории.

В результате применения уточненной процедуры N раз снова получаем не более M траекторий на интервале времени $(1, N)$ с уже рассчитанными значениями метрики. Ту траекторию, которой соответствует минимальное значение метрики, принимаем за решение. В некотором смысле, данная процедура аналогична алгоритму Витерби [335] и другим алгоритмам решения задач перебором (backtracking) [336, 337].

4.6 Моделирование оптимизированного алгоритма

Результаты расчетов по разделению хаотических сигналов при помощи многоветочного алгоритма для $M = 16$ приведены на рис. 4.15 (кривые 2). Они показывают, что хаотические сигналы удается разделить при уровне шума примерно $C/\text{Ш}_{\text{вх}} = 30$ дБ, что на 35 дБ лучше, чем при помощи алгоритма с единственной ветвью.

Априорно можно предположить, что чем больше отслеживается ветвей, тем выше качество разделения, причем увеличение числа ветвей до некоторого значения будет существенно влиять на качество решения, затем наступит некоторое «насыщение», и дальнейшее увеличение числа ветвей практически не будет сказываться на результатах. С вычислительной точки зрения выгодно иметь как можно меньше ветвей при сохранении качества решения.

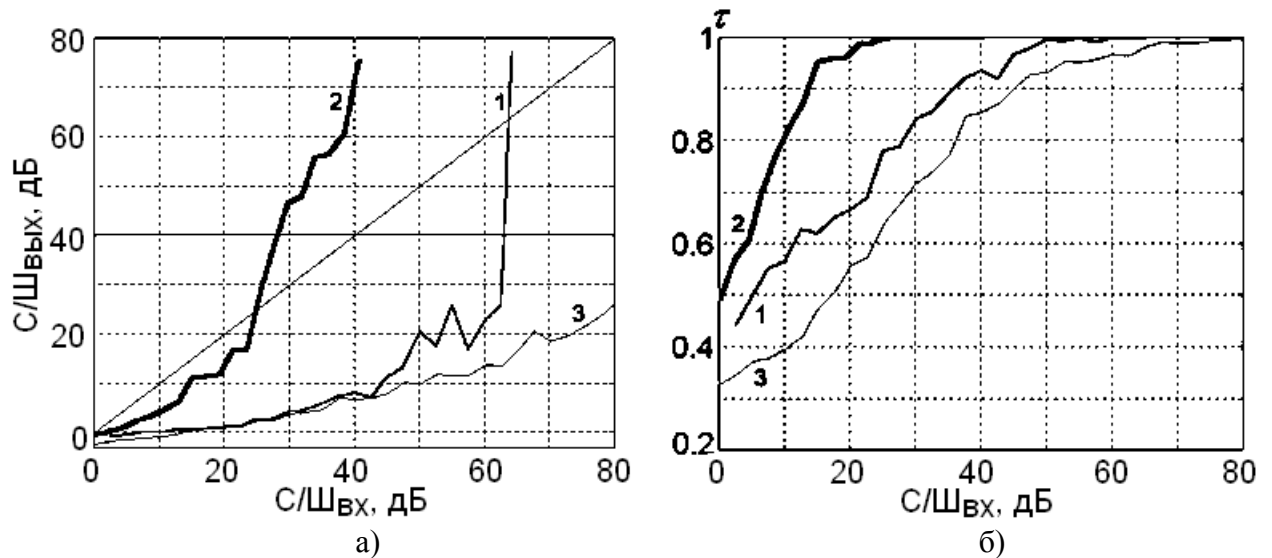


Рис. 4.15. Эффективность разделения по критерию: а) отношения $K_1 = C/\text{Ш}_{\text{вых}} - C/\text{Ш}_{\text{вх}}$, б) относительного времени синхронизации $K_2 = \tau$.
1 – алгоритм с единственной ветвью; 2 – алгоритм с M ветвями ($M = 16$); 3 – метод [128].

Чтобы оценить оптимальное значение количества ветвей M , проведены расчеты задачи по разделению сигналов из раздела 4.4 при использовании от $M = 1$ до $M = 64$ ветвей. Расчеты проведены для одних и тех же реализаций хаотических сигналов длиной $N = 10^4$. Результаты расчетов в виде зависимостей $K_1 = (C/\text{Ш}_{\text{вых}} / C/\text{Ш}_{\text{вх}})$ и $K_2 = \tau$ от уровня шума приведены на рис. 4.16.

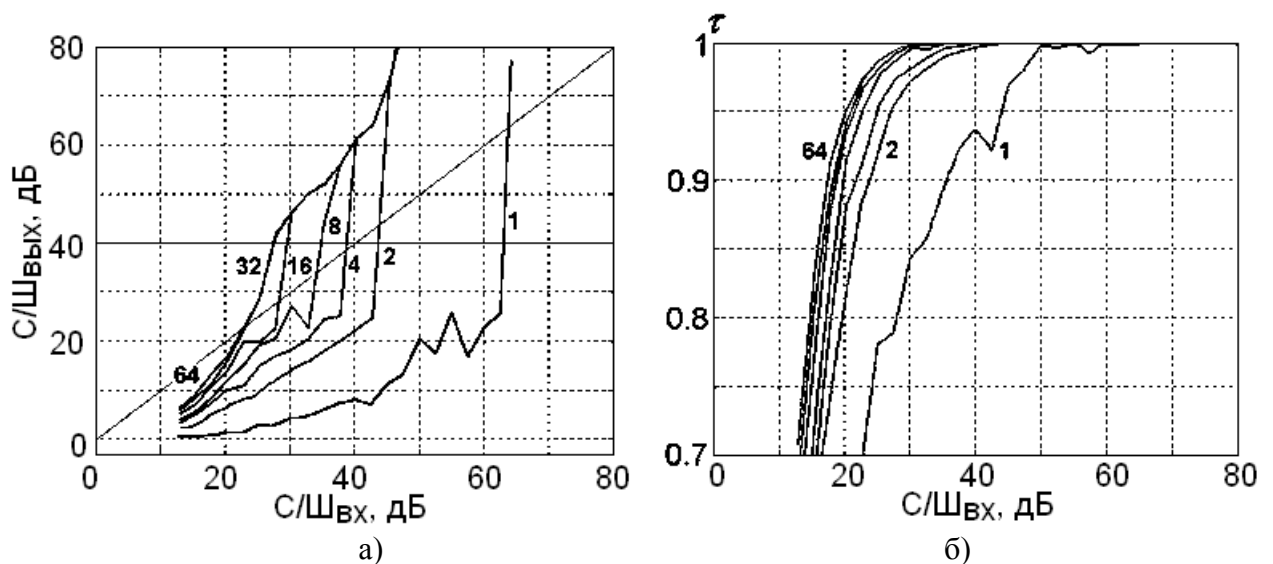


Рис. 4.16. Эффективность разделения по критерию: а) K_1 , б) K_2 .
Цифры возле кривых соответствуют числу отслеживаемых ветвей M

Из рис. 4.16а видно, что, если для одноветочного метода эффективное разделение сигналов ($C/Ш_{\text{вых}} > C/Ш_{\text{вх}}$) начинается на уровне $C/Ш_{\text{вх}} = 63$ дБ, то для двух- и четырехветочного методов – уже при $C/Ш_{\text{вх}} = 44$ дБ и 38 дБ соответственно, для 8- и 16-веточного при $C/Ш_{\text{вх}} = 34$ и 28 дБ, а для 32- и 64-веточных – при $C/Ш_{\text{вх}} = 23$ дБ.

Таким образом, уровень шума, при котором еще возможно эффективное разделение сигнала, растет с увеличением числа ветвей до тех пор, пока число ветвей не достигнет 32. Затем наступает насыщение, и дальнейшее увеличение числа ветвей не имеет смысла. Этот же вывод можно сделать из анализа рис. 4.16б. Важно заметить, что при $M = 32$ эффективность метода разделения достигает $C/Ш_{\text{вх}} = 23$ дБ, что довольно близко к теоретическому пределу $C/Ш_{\text{вх}} = 20$ дБ, полученному с помощью теории информации.

Следует иметь в виду, что указанные выше числовые значения относятся к конкретному рассмотренному случаю двух логистических отображений с фиксированными параметрами. В то же время, сам метод и общие выводы являются универсальными и могут быть применены к другим хаотическим динамическим системам.

4.7 Разделение нескольких сигналов

Выше проблема разделения хаотических сигналов рассматривалась для двух хаотических систем. Однако предложенный принцип разделения хаотических сигналов легко может быть обобщен и на большее число хаотических источников. Ниже приведены результаты численных экспериментов по разделению суммы хаотических сигналов на исходные составляющие для $m > 2$ источников.

На рис. 4.17 представлены результаты расчетов зависимостей отношения сигнал/шум в разделенных сигналах от шума в канале для случаев трех, четырех, пяти и шести различных хаотических источников. Источники представлены следующими динамическими системами: источники 1-4 – логистические отображения с параметрами $\gamma_1 = 3,7$ (показатель Ляпунова $\lambda_1 = 0,3658$), $\gamma_2 = 3,8$ ($\lambda_2 = 0,4423$), $\gamma_3 = 3,9$ ($\lambda_3 = 0,4923$), $\gamma_4 = 3,99$ ($\lambda_4 = 0,6432$); источники 5 и 6 – отображения типа *tent map* вида:

$$x(k+1) = \begin{cases} x(k)/p, & x(k) \leq p \\ (1-x(k))/(1-p), & x(k) > p \end{cases} \quad (4.35)$$

с параметрами $p_1 = 0,51$ и $p_2 = 0,3$. Расчеты проведены при помощи обобщенного многовещного алгоритма. Длительность дискретных сигналов 10000 отсчетов.

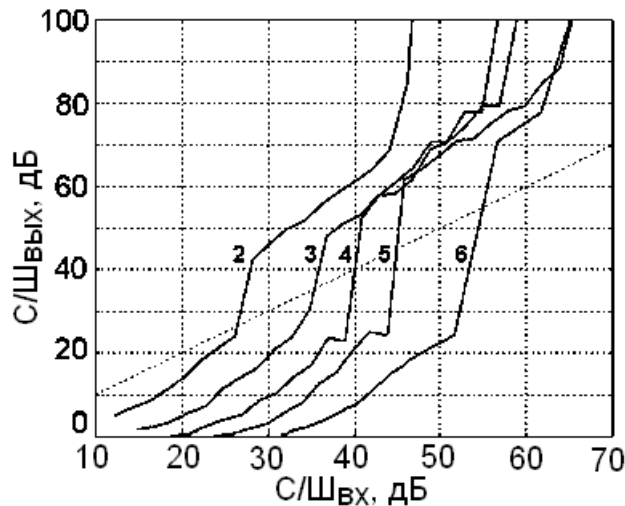


Рис. 4.17. Зависимость отношения $C/Ш_{\text{вых}}$ от $C/Ш_{\text{вх}}$ при разделении сигналов от 2 до 6 хаотических источников (цифры возле кривых соответствуют числу разделяемых сигналов)

При разделении m хаотических сигналов брали зашумленную сумму сигналов (4.2) m источников, например, при разделении пяти сигналов суммировались сигналы четырех логистических отображений (системы 1–4) и одного отображения *tent map* (система 5).

Как и можно было ожидать, увеличение числа хаотических источников приводит к ужесточению требований к каналу передачи информации. Так, если использовать критерий K_1 , то два хаотических сигнала разделяются при уровне шума в канале $C/Ш_{\text{вх}} \approx 27$ дБ, три сигнала – при 35 дБ, четыре – сигнала при 40 дБ, пять сигналов – при 45 дБ, а шесть сигналов – при 55 дБ. Примерно такие же результаты получаются при использовании третьего критерия (K_3) для значения $C/Ш_{\text{вых}} = 40$ дБ.

При увеличении числа хаотических источников возрастает вычислительная нагрузка на разделительное устройство, поскольку при этом необходимо отслеживать большее число ветвей. Как показывают расчеты, нижняя граница числа ветвей приблизительно равна $M = n_1 \dots n_m$, где m – число хаотических источников, а n_i – число ветвей у соответствующих функций обратных отображений f_i^{-1} . Таким образом, для хаотических источников, представленных логистическими отображениями с $n_i = 2$, с увеличением числа источников число ветвей, которые необходимо отслеживать многоветочным алгоритмом, растет пропорционально 2^m . При расчетах на рис. 4.17 для случая $m = 2$ отслеживалось $M = 16$ ветвей, а при добавлении каждого нового хаотического источника число ветвей увеличивалось в 2 раза. Как следует из рисунка, добавление шестого источника привело к увеличению порога $C/Ш_{\text{вх}}$ не на 5-7, а на 10 дБ; возможно, это объясняется недостаточным количеством M отслеживаемых ветвей.

Как можно видеть на рис. 4.17, эффект разделения носит отчетливо выраженный пороговый характер, так как при переходе через пороговое значение $C/Ш_{\text{вх}}$ выходное значение отношения сигнал/шум в разделенных сигналах $C/Ш_{\text{вых}}$ меняется скачком на 20-40 дБ. При увеличении количества источников m граница по $C/Ш_{\text{вых}}$ сдвигается на 5–10 дБ, что объясняется увеличением значения максимального мгновенного совместного производства информации $I_{\text{макс}}$ хаотическими источниками.

4.8 Разделение хаотических сигналов в режиме реального времени

Рассмотренный выше алгоритм позволяет разделять сумму хаотических сигналов на составляющие, проходя от последнего элемента суммарной последовательности до первого. Однако не всегда возможно накопить и обработать всю последовательность целиком. В ряде задач желательно проводить разделение сигналов по мере их поступления (режим обработки потока).

В качестве примера, можно представить систему связи, в которой несколько пользователей одновременно используют один канал, кодируя передаваемые сигналы отрезками хаотических последовательностей. В этом случае, получение всего временного ряда с его последующей обработкой некоторым мультиплексором может оказаться неприемлемым по времени.

В таком случае, разделение хаотических сигналов в реальном времени можно осуществлять поблочно. Для этого можно накапливать блок данных (фрагмент суммарной последовательности), обрабатывать его, т.е. разделять сигналы с возможной точностью, в это время накапливать следующий блок и т.д. Длину блоков следует выбирать, исходя из

точности вычислений, требуемой точности разделения, объема памяти вычислителя и др. Как показано в разделе 4.2, точность разделения сигналов растет по мере итерирования назад во времени от конца блока со скоростью $e^{-\lambda l}$, где λ – показатель Ляпунова хаотического отображения, l – число шагов обратного итерирования. Если точность вычислений составляет δ , то данная точность будет достигнута за $p = -\log(\delta)/\lambda$ итераций (см. рис. 4.9). Таким образом, длина блока L должна быть $p < L < T_3$, где T_3 – допустимая временная задержка.

Рассмотрим потоковый алгоритм, использующий описанный выше многоветочный метод разделения.

В потоковом алгоритме суммарную последовательность будем обрабатывать по блокам длиной $N_{обр}$. Результатом обработки каждого блока являются два фрагмента последовательностей разделенных сигналов, длина каждого $N_{вых}$ ($N_{вых} < N_{обр}$).



Рис. 4.18. Алгоритм разделения хаотических сигналов в режиме реального времени

Временная диаграмма потокового алгоритма разделения хаотических сигналов показана на рис. 4.18. Из канала поступают отсчеты $u(k)$, $k = 1, 2, \dots, N$. Вычислитель накапливает $N_{обр}$ отсчетов $u(k)$ (на рис. 4.18 $N_{обр} = 100$), проводит разделение накопленной последовательности и передает $N_{вых}$ отсчетов разделенных сигналов $y_1(k)$ и $y_2(k)$, $k = 1, 2, \dots, N_{вых}$, на выход (на рис. 4.18 $N_{вых} = 20$). Разделение проводится путем итерирования обратных отображений (4.5), а в качестве начальных условий $y_1(N_{обр})$ и $y_2(N_{обр})$ взяты произвольные точки на аттракторах соответствующих отображений. При отсутствии сбоев точность восстановления исходных хаотических сигналов растет экспоненциально с каждым шагом итерирования и после переходного процесса длиной p достигает предельного значения, определяемого точностью вычислений. Оставшиеся $N_{вых} = N_{обр} - p$ отсчетов разде-

ляются с этой предельной точностью и поступают на выход алгоритма как фрагменты разделенных сигналов. Первые p отсчетов, полученные в процессе разделения, отбрасываем. На этот момент в приемнике остаются отсчеты входного сигнала $u(k)$ с номерами $k = N_{\text{вых}}+1, \dots, N_{\text{обр}}$.

В следующие $N_{\text{вых}}$ моментов времени в приемнике накапливаются отсчеты $u(k)$, пока их число не станет снова равным $N_{\text{обр}}$ (момент времени 120 на рис. 4.18). После этого снова включается механизм разделения, и $N_{\text{вых}}$ отсчетов разделенных сигналов поступают на выход и т.д.

Таким образом, через каждые $N_{\text{вых}}$ моментов времени на выход приемника поступают $N_{\text{вых}}$ отсчетов разделенных сигналов, задержанных на время $\sim N_{\text{обр}}$. Согласно (4.8), количество шагов k обратного итерирования определяет точность восстановления сигналов хаотических источников, поэтому за счет соответствующего выбора $N_{\text{вых}}$ и $N_{\text{обр}}$, можно обеспечивать требуемое качество восстановления. Если, например, ограничить длину переходного процесса 20 итерациями, т.е. $k = (N_{\text{обр}} - N_{\text{вых}}) = 20$, то будет обеспечена точность восстановления $\sim 10^{-3}$. Если же $k = p = 100$, то точность восстановления будет $\sim 10^{-16}$. Поскольку это предельная точность вычислений, длины блоков $N_{\text{обр}}$ и $N_{\text{вых}}$ целесообразно выбирать так, чтобы удовлетворялось неравенство $(N_{\text{обр}} - N_{\text{вых}}) < 100$.

4.9 Выводы

В данной главе изложены результаты исследования проблемы разделения сигналов хаотических источников. Как говорилось выше, возможны ситуации, когда наблюдатель получает определенную комбинацию сигналов двух и более хаотических источников. Чтобы изучить сигнал каждого из источников, необходимо разделить наблюдаемый сигнал на составляющие его компоненты. Конечно, на пути к наблюдателю хаотические сигналы этих источников могут не только складываться, но и затухать, подвергаться фильтрации или претерпевать другие преобразования. Однако прежде чем решать задачу в общей постановке, имеет смысл выяснить, имеет ли она решение в более простом случае. Этим обусловлены постановка задачи, выбор количества источников, их динамики, размерности и сложности. Здесь исследована проблема разделения хаотических сигналов из их зашумленной суммы, а в качестве источников хаотических сигналов рассмотрены динамические системы с дискретным временем (одномерные отображения).

Предложен и исследован метод разделения хаотических сигналов, основанный на знании динамики источников, порождающих хаотические колебания. В нем применяется итерирование уравнений, обратных к уравнениям, описывающим динамику хаотических

источников (итерирование в обратном времени). Метод характеризуется экспоненциальной сходимостью, и обеспечивает эффективное разделение хаотических сигналов не только при отсутствии, но и при наличии аддитивного гауссовского шума на пути суммарного сигнала к наблюдателю. Обнаружен пороговый эффект разделения, заключающийся в том, что существует значение отношения сигнал/шум в канале $C/\text{Ш}_{\text{вх}}$, ниже которого сигналы не разделяются, а выше которого они могут быть разделены с заданной точностью.

Показано, что наличие такого порога является не «артефактом» метода, а принципиальным ограничением, связанным с информационным содержанием хаотических сигналов. Получена теоретическая оценка предельного порогового значения отношения $C/\text{Ш}_{\text{вх}}$, которая может использоваться в качестве эталонного значения при численной оценке эффективности конкретных алгоритмов разделения.

Разработаны и исследованы алгоритмы, реализующие предложенный метод. Показано, что при использовании многоветочного алгоритма обеспечивается эффективное разделение двух хаотических сигналов логистических отображений при отношении сигнал/шум в канале близком к теоретическому пределу. Предложен вариант алгоритма, обеспечивающий разделение сигналов в режиме реального времени, что может быть интересно для технических приложений.

Эффективность предложенного метода подтверждена путем численного моделирования на примере разделения сигналов хаотических источников, представленных логистическими отображениями. В частности, для задачи разделения сигналов двух логистических отображений с параметрами $\gamma_1 = 3,7$ и $\gamma_2 = 3,8$ получена теоретическая оценка порога по отношению сигнал/шум $C/\text{Ш}_{\text{вх}} = 20$ дБ, и показано, что многоветочный алгоритм разделения, в котором формируется решение оптимальное на всем временном интервале наблюдения сигнала, позволяет обеспечивать эффективное разделение при отношении сигнал/шум в канале $C/\text{Ш}_{\text{вх}} = 23$ дБ, что всего на 3 дБ отличается от теоретического предела. Также промоделирована задача разделения сигналов от $m = 2$ до $m = 6$ хаотических источников, представленных также логистическими отображениями. Обнаружено, что в этом случае добавление каждого нового источника сдвигает (увеличивает) пороговое значение отношения $C/\text{Ш}_{\text{вх}}$ на 5...10 дБ.

Работы, основанные на учете динамики детерминированных хаотических систем, посвященные очистке от шума хаотических сигналов динамических систем с непрерывным временем [338], очистке от шума хаотических сигналов отображений с размерностью больше единицы [339-341], а также идеологически близкие работы по синхронизации хаотических динамических систем путем передачи информации об их состоянии [339, 342-346], позволяют рассчитывать, что предложенный подход может быть распространен и на

задачи разделения хаотических сигналов многомерных отображений и динамических систем с непрерывным временем.

Таким образом, в данной главе исследован метод разделения суммы хаотических сигналов на компоненты. Хотя это исследование дано на примере пары логистических отображений, изложенный в данной главе подход к разделению хаотических сигналов одномерных отображений является полным и последовательным и позволяет получать как теоретические оценки, так и практические результаты для любых одномерных отображений.

Описанный подход к разделению сигналов на основе знания их динамики может найти применение при организации множественного доступа в системах передачи информации на хаотических сигналах.

ГЛАВА 5. Исследование характеристик распространения сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов в многолучевой среде

Данная глава посвящена вопросам теоретического и экспериментального исследования характеристик распространения хаотических сигналов в многолучевой среде. Актуальность этого исследования связана с введением в практику массовой радиосвязи сверхширокополосных (СШП) систем и сигналов [149, 347], для которой в разных странах на вторичной основе выделены широкие участки СВЧ диапазона частот (до 60 ГГц). При этом национальными регуляторами наложены жесткие ограничения на мощность излучения СШП устройств [133, 134], как результат, дальность их действия не превышает $d = 10-30$ м. Таким образом, СШП устройства предназначены в основном для беспроводной радиосвязи внутри помещений, т.е. в среде, характеризуемой выраженным многолучевым характером распространения сигналов.

Создание и использование сверхширокополосных средств связи внутри помещений требует знания особенностей распространения СШП радиосигналов в многолучевой среде. К настоящему времени, выполнен ряд теоретических и экспериментальных исследований характеристик распространения СШП сигналов, однако практически все они либо опираются на измерения с гармоническими сигналами [348], либо на измерения с СШП сигналами в форме сверхкоротких импульсов (см., например, [349-357]).

В ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН в начале 2000-х гг. были предложены т.н. прямохаотические системы связи, в которых динамический хаос используется в качестве несущего сигнала, информация в таких системах передается потоком хаотических радиоимпульсов, а прием осуществляется некогерентным приемником [135-137]. Хаотические динамические системы имеют ряд уникальных характеристик, таких, как быстроспадающая автокорреляционная функция, странный аттрактор, естественно широкополосный или сверхширокополосный сплошной спектр [131, 132], благодаря чему системы связи на хаотических сигналах получают свойства, нехарактерные для традиционных узкополосных систем передачи информации. К настоящему времени, ПХСС на основе сверхширокополосных хаотических сигналов доказали свою эффективность в СШП системах и сетях связи [192, 358-360] и были включены в международные стандарты [138, 139].

Для сверхширокополосных хаотических сигналов в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН выполнен ряд теоретических исследований вопросов распространения с использованием СШП моделей многолучевой среды, в которых получены оценки характеристик систем передачи информации на СШП хаотических сигналах [361-365]. Кроме того, теоретические исследования выявили необычные свойства таких систем, включая явление многолу-

чевого усиления за счет некогерентного сложения основного и отраженных (а также рассеянных) лучей на входе приемника [160, 161, 196]. Так как теоретические характеристики СШП ПХСС заметно отличались от характеристик традиционных узкополосных систем СВЧ связи, теоретические результаты требовали экспериментального подтверждения.

Экспериментальное исследование вопросов распространения СШП хаотических радиоимпульсов, результаты которого приводятся в данной главе, а также анализ возможности реализуемости этих результатов для узкополосных и других типов сверхширокополосных сигналов показали, что именно для СШП хаотических систем радиосвязи особенно ярко проявляются такие явления, как почти полное отсутствие интерференции, лучшие условия прохождения через препятствия (стены зданий) и многолучевое усиление.

Материал главы излагается следующим образом. Раздел 5.1 представляет собой краткое введение в проблематику сверхширокополосной радиосвязи. В разделе 5.2 приводятся результаты исследования распространения СШП хаотических радиоимпульсов в помещениях, выявившего практическое отсутствие интерференции. В разделе 5.3 вопрос прохождения СШП хаотических радиосигналов через стены зданий рассматривается также с позиций многолучевого распространения, а экспериментально полученные результаты сравниваются с характеристиками узкополосных сигналов. Для объяснения различий предложена простая качественная модель. В разделе 5.4 численно и экспериментально исследуется явление многолучевого усиления хаотических сигналов (усиление мощности сигнала на входе приемника в многолучевой среде) в СШП прямохаотических системах связи. В разделе 5.5 обсуждается возможность наблюдения описанных явлений в системах связи, использующих СШП сигналы других типов.

Материалы данной главы изложены в работах [156-162, 184, 191-204, 219].

5.1 Сверхширокополосные системы связи. Определения и регулирование

С начала 2000-х годов в практику массовой радиосвязи вводятся сверхширокополосные (СШП) сигналы [133, 134, 138, 139, 149, 347]. Как правило, к ним причисляют сигналы с относительной шириной полосы частот $\Delta F = 2\Delta f / (f_n + f_v) = \Delta f / f_{cp} > 0,25$, где $\Delta f = f_v - f_n$, а f_v и f_n – верхняя и нижняя границы полосы частот, занимаемой сигналом, f_{cp} – средняя частота. Наряду с определенными выше, к сверхширокополосным сигналам отнесены также сигналы с полосой $\Delta f > 500$ МГц [133].

СШП системы связи могут быть реализованы на основе сверхкоротких импульсов длительностью порядка 100-250 пс [347, 149–152], коротких радиоимпульсов длительно-

стью 1-2 нс, сигналов с OFDM модуляцией с полосой 500 МГц (и выше) [153], ЛЧМ-сигналов [154] и хаотических радиоимпульсов [135–137] (подробнее см. в [159, 360]).

Сверхкороткие импульсы и короткие радиоимпульсы являются элементарными сигналами, т.е. имеют базу $B = \Delta F \Delta t = 1$. Для формирования из них сигналов с большой базой используют пачки сверхкоротких импульсов и пачки коротких радиоимпульсов [138]. Из упомянутых сигналов только у хаотических радиоимпульсов база B может меняться в широких пределах путем изменения длительности импульса T , так как спектр хаотического радиоимпульса $S(f)$ практически не зависит от его длительности.

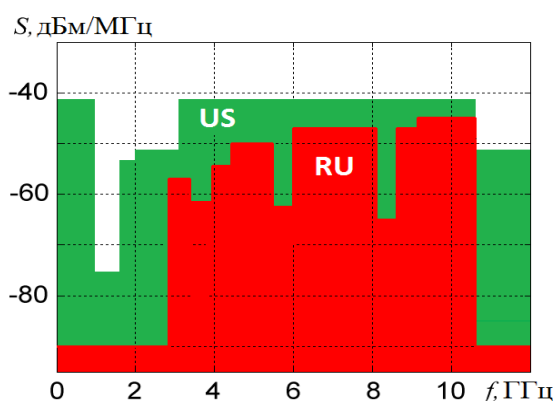


Рис. 5.1. Спектральная маска для безлицензионной СШП связи с США и РФ

В Российской Федерации нелицензируемое применение СШП радиосвязи разрешено с 2009 г. решением Государственной комиссии по радиочастотам [134] в диапазоне частот $F = 2,85 - 10,6$ ГГц. На спектральную плотность мощности излучения наложены ограничения («спектральная маска»), переменные по диапазону; максимальное значение $S(f)$ не превышает -45 дБм/МГц (см. рис. 5.1). В США для беспроводной СШП связи со спектральной плотностью мощности $S(f) \leq -41,3$ дБм/МГц выделен диапазон частот $F = 3,1 \dots 10,6$ ГГц [133]. Аналогичные правила приняты или находятся в стадии разработки в ряде других стран [159]. Полная мощность P излучения СШП передатчика во всей выделенной полосе частот 7,5 ГГц не должна превышать $-2,3$ дБм (около 600 мкВт), а в минимальной полосе $\Delta F = 500$ МГц интегральная мощность не должна превышать $P = 15$ мкВт в России и $P = 37$ мкВт в США. Допускается использование только всенаправленных антенн. Совокупность этих ограничений определяет сферу применения СШП сигналов прежде всего для беспроводной связи на относительно коротких расстояниях $d = 1 \dots 30$ м. Предполагается, что основная среда применения СШП систем – связь внутри помещений, а также беспроводные сети связи и беспроводные сенсорные сети малого радиуса действия (беспроводные локальные и персональные сети, WLAN и WPAN), в том числе сети без фиксированной структуры типа ad-hoc и мобильные сети MANET [366-370].

Одна из ключевых идей применения СШП сигналов внутри помещений для радиосвязи на коротких расстояниях – вторичное использование спектра, т.е. применение сигналов крайне низкой спектральной плотности, которые не оказывают помех традиционным узкополосным системам радиосвязи, попадающим в их полосу. В то же время, ширина полосы частот СШП сигналов достаточно велика, для того чтобы на расстояниях порядка $d = 1\text{--}30$ м в приемном устройстве выполнялись необходимые требования по величине отношения сигнал/шум (точнее, отношения энергии на символ к спектральной плотности шума E_b/N_0).

Помимо возможности вторичного использования спектра, еще одним аргументом в пользу СШП сигналов является то, что они имеют ряд свойств, существенно отличающих их от узкополосных сигналов, в частности, малое время автокорреляции. Это приводит к тому, что в многолучевой среде помещений СШП сигналы распространяются иначе, чем узкополосные. Отраженные или преломленные лучи, приходя в приемник с разных направлений, для некоторых типов СШП сигналов и приемников оказываются некоррелированными и могут складываться по мощности. Благодаря этому при многолучевом распространении некоторых типов СШП сигналов при определенных условиях, рассмотренных ниже, могут наблюдаться такие явления, как отсутствие интерференции и многолучевое усиление [156, 161, 200].

5.2 Исследование интерференции при многолучевом распространении СШП хаотических радиоимпульсов

При распространении узкополосных СВЧ сигналов в многолучевой среде возникает сложная интерференционная картина, связанная с когерентным сложением отраженных лучей [335]. В узкополосных системах передачи информации эта картина проявляется в замираниях сигнала и в резком изменении качества связи при незначительном изменении положения приемника относительно передатчика. В качестве примера, рассмотрим зависимость мощности сигнала приемника от расстояния между передатчиком и приемником из монографии [371], полученную в помещении для системы мобильной связи GSM (см. рис. 5.2). Как видно из этого рисунка, вместо постепенного ослабления сигнала с увеличением расстояния d (в соответствии с формулой $P_{rx} \propto d^{-2}$) наблюдаются быстрые высокоамплитудные колебания мощности. В то время как средняя мощность при изменении расстояния от $d = 14$ до 28 м уменьшается на графике примерно на 6 дБ, размах быстрых колебаний достигает 25 дБ.

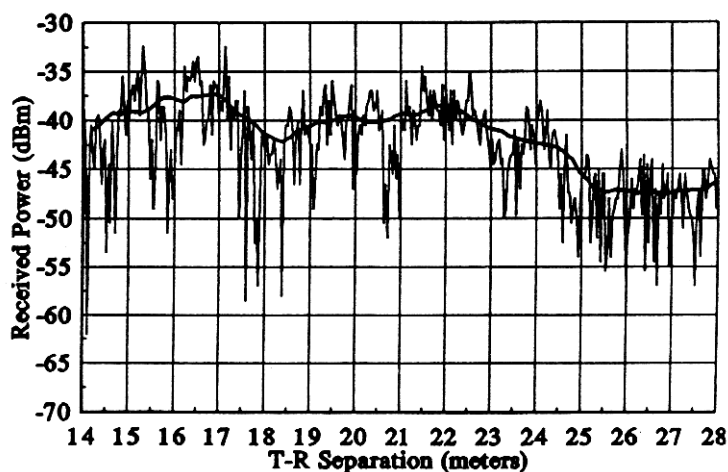


Рис. 5.2. Колебания мощности сигнала приемника узкополосного сигнала при многолучевом распространении в помещении (рисунок из книги [371])

Другой типичный пример можно найти в работе [372], в которой исследовалась узкополосная система связи ZigBee (диапазон частот $F = 2,400 \dots 2,485$ ГГц, ширина канала $F = 5$ МГц) в условиях городской квартиры. В этой работе, в частности, отмечалось, что «при слабом уровне сигнала ... смещение приемника ZigBee на 2–3 см приводит к увеличению количества потерянных пакетов с 20% до 90%».

Необходимость компенсации потерь качества связи вследствие интерференции в многолучевой среде вынуждает разработчиков узкополосных систем передачи информации обеспечивать запас по мощности передатчика не менее 10 дБ и применять схемы приема, компенсирующие большой динамический диапазон сигнала.

Сверхширокополосные хаотические сигналы имеют совершенно иной характер распространения внутри помещений. Сложение СШП сигнала прямого луча с отраженными лучами не приводит к возникновению интерференции, так как отраженные лучи оказываются некоррелированными. Это происходит потому, что автокорреляционная функция хаотических сигналов является быстроспадающей [131, 132] (см. рис. 5.3), и отраженные лучи оказываются некоррелированными при относительной задержке, превышающей время автокорреляции сигнала τ .

Время автокорреляции τ СШП непрерывного хаотического сигнала определяется его шириной полосы частот ΔF [373]

$$\tau = 1/\Delta F. \quad (5.1)$$

Для СШП хаотических радиоимпульсов с полосой частот $F = 3\text{--}5$ ГГц время автокорреляции составляет величину порядка $\tau = 0,5$ нс, поэтому некоррелированными являются лучи с относительным сдвигом по времени более $\tau = 0,5$ нс (т.е. относительным

набегом более $l = c\tau = 15$ см). На входе некогерентного приемника некоррелированные лучи складываются по мощности и замираний сигнала практически не наблюдается.

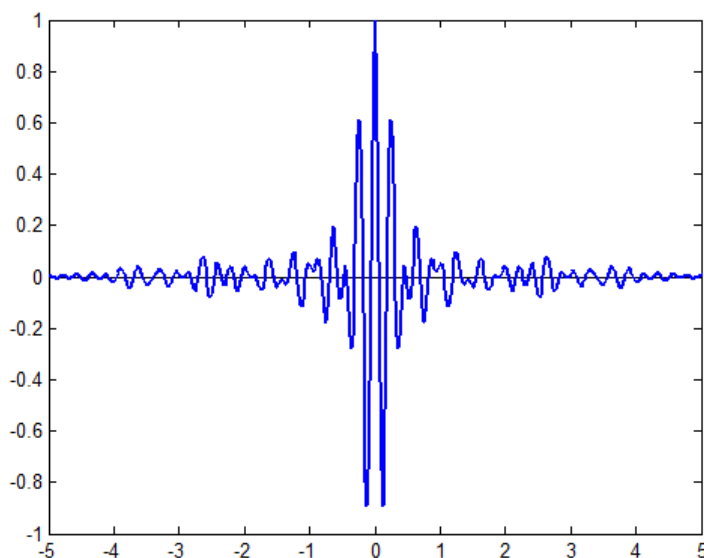


Рис. 5.3. Автокорреляционная функция хаотического сигнала

Для исследования особенностей распространения СШП хаотического сигнала в многолучевой среде проведены эксперименты по измерению степени затухания сигнала приемника при увеличении расстояния d между передатчиком и приемником. Эксперименты проводились с парой СШП прямохаотических приемопередатчиков серии ППС-4х [360] в узком высоком длинном помещении (коридоре шириной $W = 3$ м, высотой $H = 4,5$ м, длиной $L = 40$ м) в условиях прямой видимости. Передатчик в эксперименте перемещался вдоль помещения, приемник оставался неподвижным. Передатчик и приемник располагались на высоте около $h = 80$ см от пола напротив друг друга, смещенные на $0,5$ м относительно оси помещения. Антенны передатчика и приемника всенаправленные. Приемник хаотических радиоимпульсов, построенный на логарифмическом приемнике AD8317, в связке с цифровым запоминающим осциллографом Tektronix DPO 4104 позволяет оценивать относительные изменения мощности сигнала на входе приемника с точностью порядка $0,5$ дБ. (Более подробно приемник описан в разделе 5.3.) В диапазоне расстояний $d = 0,1 - 10$ м измерения проводились с шагом 10 см, а в диапазоне $d = 10 - 35$ м — с шагом 20 см.

На рис. 5.4 приведен типичный график ослабления СШП хаотических радиоимпульсов с полосой частот $F = 3-5$ ГГц в помещении при увеличении расстояния d . Значения мощности сигнала приемника на графике нормированы так, чтобы на расстоянии $d_0 = 1$ м мощность была равна $P(d_0) = 0$ дБ.

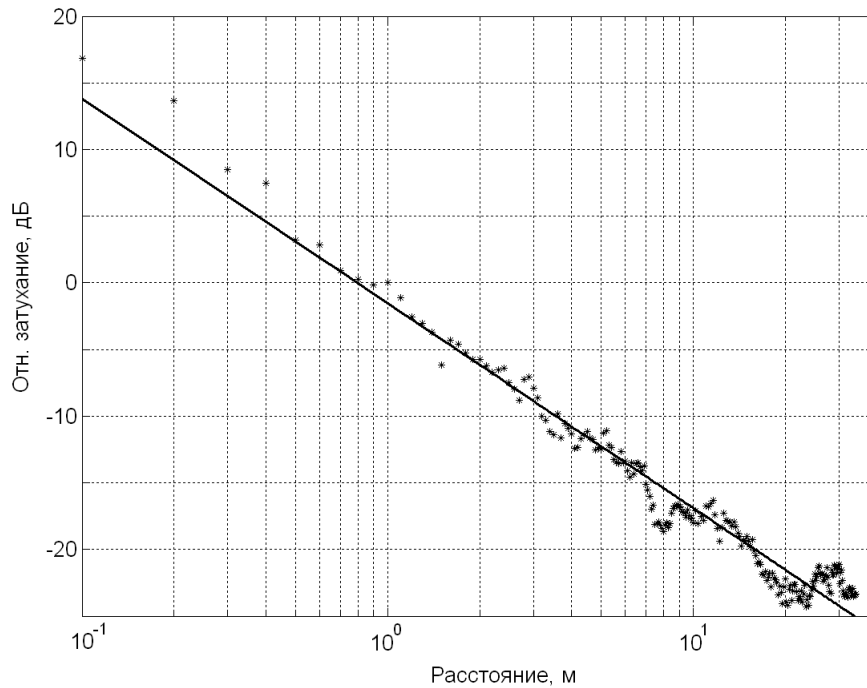


Рис. 5.4. Зависимость мощности сигнала на входе приемника СШП хаотических радиоимпульсов от расстояния при многолучевом распространении

На рис. 5.4 отчетливо просматривается тренд затухания сигнала с расстоянием по степенному закону $P(d) \propto d^{-n}$, причем показатель степени n в данном помещении равен $n \approx 1,5$. Заметим, что в диапазоне расстояний $d = 0,1 - 1$ м показатель n ближе к $n = 2$. Такая картина хорошо соответствует ранее полученным теоретическим оценкам: так, в работах [364, 365] указывалось, что на графике ослабления мощности сигнала передатчика с расстоянием $P(d)$ в многолучевой среде можно выделить 2 зоны с существенно разными характеристиками. В первой зоне $d = 0 \dots 1$ м, непосредственно примыкающей к передатчику, сигнал распространяется как в свободном пространстве с показателем $n \approx 2$. Это связано с тем, что на этих расстояниях многолучевым распространением можно пренебречь, так как мощность прямого луча на входе приемника на несколько порядков больше мощности отраженных лучей, а их вклад пренебрежимо мал. Во второй зоне $d > 1$ м, мощность прямого луча на входе приемника становится соизмерима с мощностью отраженных лучей, и, если сигналы на входе приемника не коррелированы, их мощности складываются.

Показатель степени $n \approx 1,5$, наблюдаемый в данном эксперименте, меньше показателя затухания электромагнитных волн в свободном пространстве ($n = 2$), что свидетельствует о том, что в многолучевой среде сигнал затухает медленнее. Это можно объяснить тем, что в многолучевой среде на вход приемника за счет переотражений поступает больше энергии передатчика, так как в свободном пространстве энергия непрямых лучей безвозвратно теряется. Так как отраженные сигналы на входе приемника и сигнал прямого луча являются некоррелированными вследствие быстроспадающей автокорреляционной

функции СШП хаотической несущей (5.1), а длительность хаотических радиоимпульсов превышает характерные времена задержки сигналов в многолучевой среде и время автокорреляции τ , суммирование отраженных откликов с сигналом прямого луча приводит к сложению их мощностей, таким образом, мощность принятого сигнала оказывается выше, чем в свободном пространстве. В этом проявляется явление усиления принятого сигнала в многолучевой среде (более подробно многолучевое усиление исследуется в разделе 5.3).

Так как при суммировании прямого и отраженных сигналов на входе приемника складываются их мощности, которые всегда положительны, замираний, т.е. резкого уменьшения сигнала не наблюдается, а колебания мощности принятого сигнала невелики. Сравнивая график на рис. 5.4 с графиком на рис. 5.2, видим, что, в то время как размах колебаний мощности сигнала приемника в случае узкополосных сигналов может достигать 25 дБ, в случае СШП сигналов он не превышает 3 дБ, т.е. на 2 порядка меньше.

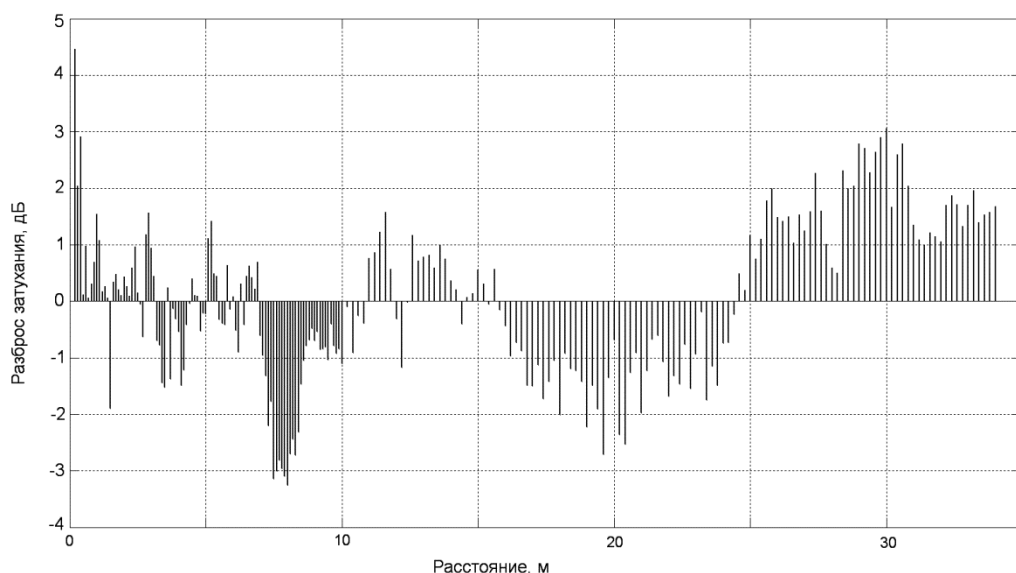


Рис. 5.5. Мелкомасштабные колебания мощности СШП хаотических радиоимпульсов на входе приемника при многолучевом распространении

Чтобы определить природу мелкомасштабных колебаний графика мощности $P(d)$ сигнала приемника СШП хаотических радиоимпульсов, на рис. 5.5 рассмотрим ошибку аппроксимации сигнала приемника степенным законом $P(d) \propto d^{-n}$, т.е. график функции рассмотрим $P(d) - P(d_0) \cdot (d_0/d)^n$ (заметим, что в отличие от рис. 5.4 шкала расстояний на рис. 5.5 линейная).

Можно видеть, что размах быстрых мелкомасштабных колебаний мощности СШП сигнала, в основном, не превышает 1–1,5 дБ, и что на рисунке имеются области знакопостоянного отклонения, которые и дают ошибку аппроксимации до 3 дБ. Природу скачков мощности более чем на 1,5 дБ в соседних точках графика на рис. 5.5 (при $d \approx 1,5$ м, 3 м,

12 м, 20 м и др.), а также областей знакопостоянного отклонения колебаний мощности от степенного закона (области $d = 7-8$ м, $16-24$ м и $24-35$ м), можно, по-видимому, объяснить, сопоставив график на рис. 5.5 с планом помещения, в котором проводился эксперимент. По обе стороны коридора расположены рабочие помещения, закрытые металлическими или деревянными дверями; также имеются боковые ответвления и выходы на лестничные площадки. При перемещении передатчика вдоль помещения характер отражений сигнала постоянно меняется, при этом может иметь место как усиление принятого сигнала, например, при попадании в приемник лучей, отраженных от металлических дверей или конструкций (см. рис. 5.6а), так и ослабление, когда часть энергии передатчика теряется через деревянные двери и открытые боковые проходы (см. рис. 5.6б).

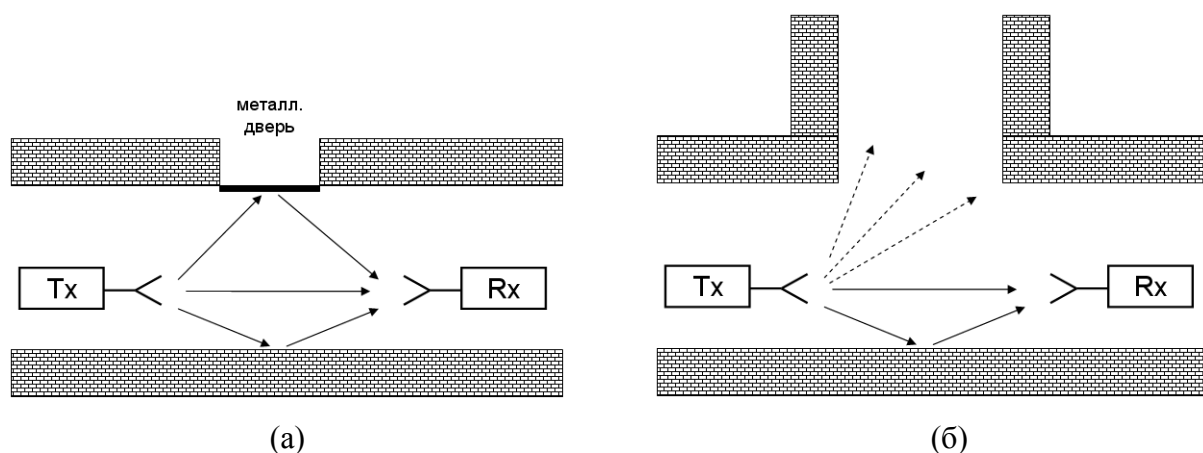


Рис. 5.6. Усиление (а) или ослабление (б) сигнала приемника (Rx) при перемещении передатчика Tx вдоль помещения

Что же касается быстрых мелкомасштабных колебаний с размахом $\sim 1 \dots 1,5$ дБ, то их наличие, по-видимому, свидетельствует о наличии «остаточной» интерференции. Как говорилось выше, время автокорреляции хаотических сигналов мало и при полосе сигнала $\Delta F = 2$ ГГц, согласно выражению (5.1), составляет $\tau = 0,5$ нс. Лучи с относительной задержкой более τ являются некоррелированными и складываются по мощности. Однако, если на входе приемника оказываются лучи с относительной задержкой меньше τ , они являются коррелированными, и могут при сложении приводить как к усилению, так и к ослаблению сигнала, что и приводит к колебаниям мощности сигнала. Так как доля лучей с относительной задержкой $t < \tau$ мала, их влиянием на величину сигнала в приемнике можно пренебречь и говорить о практическом отсутствии интерференции при распространении сверхширокополосных хаотических сигналов в многолучевой среде.

Подобные эксперименты были проведены в различных помещениях (коридор, рабочее помещение, конференц-зал и т.д.). Характер ослабления сигнала при распространении, в основном, остается тем же. При смене помещения меняются полученные в эксперименте значения показателя затухания n , от $n \approx 1,4$ для рабочего помещения площадью

около 20 м^3 до $n \approx 1,8$ для конференц-зала. В целом, можно сделать вывод, что чем более «многолучевой» является обстановка в помещении (малые размеры, наличие хорошо радиоотражающих поверхностей), тем сильнее значение показателя n отклоняется от $n = 2$ в меньшую сторону, и наоборот.

Таким образом, распространение сверхширокополосных хаотических сигналов (радиоимпульсов) в многолучевой среде имеет существенные отличия от распространения узкополосных сигналов. Основными особенностями СШП хаотических сигналов является практическое отсутствие интерференционной картины: размах колебаний мощности сигнала на входе приемника 1,5-2 дБ по сравнению с 25-30 дБ для узкополосных сигналов, а также более медленное ослабление мощности сигнала приемника с удалением от передатчика в многолучевой среде, чем в свободном пространстве: показатель затухания $n < 2$ (типичные значения $n = 1,4 - 1,8$).

Полученные экспериментальные результаты исследований распространения СШП хаотических радиоимпульсов в многолучевой среде согласуются с моделями многолучевых СШП каналов Комитета по стандартизации IEEE 802.15.4a, разработанными на основе массива измерений в диапазоне 2–10 ГГц с помощью гармонических сигналов [348]. В частности, в моделях 802.15.4a LOS (с прямым лучом) заложены показатели затухания порядка $n = 1,2 - 1,8$ (в зависимости от среды). Как показано ниже в разделе 5.4, это является одним из выражений явления усиления хаотических радиоимпульсов при распространении в многолучевой среде за счет некогерентного сложения отраженных лучей.

5.3 Прохождение СШП хаотических радиоимпульсов через препятствия

Еще одним проявлением эффекта многолучевого усиления является лучшее прохождение СШП хаотических сигналов через препятствия (ситены и перекрытия зданий). Наибольшей сложностью при создании систем, предназначенных для радиосвязи внутри помещений, является частотно-зависимое поглощение радиоволн в элементах строительных конструкций. Практически все среды с ростом частоты, включая и строительные материалы, демонстрируют возрастающее с ростом частоты затухание. Ввиду практического отсутствия в научной и технической литературе данных об ослаблении непрерывных СШП хаотических сигналов в стенах зданий и сооружений, для оценки ослабления приходится использовать данные измерений с помощью узкополосных сигналов [158, 374-381].

Если взглянуть на типичный график зависимости ослабления узкополосных сигналов в стенах зданий от частоты (см. рис. 5.7) [158], то можно увидеть, что с увеличением частоты поглощение радиоволн в строительных материалах растет почти экспоненциаль-

но (см. например, [380, 381]), однако на фоне экспоненциального тренда наблюдаются высокоамплитудные осцилляции, подобные тем, что имеются на графике ослабления узкополосного сигнала в многолучевой среде (см. рис. 5.2).

Возникает предположение, что такие «быстрые» осцилляции и в этом случае связаны с когерентным сложением лучей на входе приемника. Чтобы разобраться с тем, какие лучи могут здесь складываться, заметим, что типичные стеновые строительные материалы (кирпич, бетон) являются структурно неоднородными. Они содержат большое количество разномасштабных вкраплений, от микроскопических ($\sim 10^{-3}$ – 10^{-1} см) пустот в кирпиче до относительно крупных (~ 1 см) прослоек раствора между кирпичами или частиц гравия в бетоне. Поскольку на границе вкраплений наблюдается скачкообразное изменение диэлектрической проницаемости ϵ , происходит рассеяние падающей на стену электромагнитной волны.

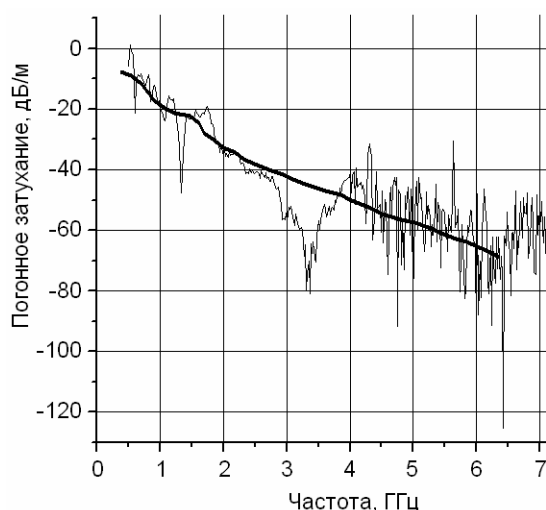


Рис. 5.7. Экспериментальная зависимость коэффициента прохождения узкополосного сигнала через кирпичную стену от частоты (в пересчете на стену толщиной 1 м)

Поэтому прохождение сигнала через стену можно рассматривать как два одновременных процесса: ослабление электромагнитной волны в строительном материале (зависящее от частоты) и рассеяние волны на неоднородностях материала стены. По-видимому, ослабление волны в материале дает усредненный, почти экспоненциальный тренд, а когерентное сложение множества лучей, рассеянных на неоднородностях стены может объяснить быстрые осцилляции показателя ослабления сигнала.

5.3.1 Модель стены

Для того чтобы проверить эту гипотезу, построим простую качественную модель прохождения радиосигнала через стену (см. рис. 5.8). Представим препятствие в виде про-

тяжелого параллелепипеда из однородного материала, который вносит ослабление $A_{\text{стен}}$ в зависимости от частоты сигнала f (длины волны λ) и длины пути l сигнала внутри стены согласно выражению:

$$A_{\text{стен}} \propto e^{\alpha fl} = e^{\alpha cl/\lambda}, \quad (5.2)$$

где α – погонный коэффициент ослабления, c – скорость света.

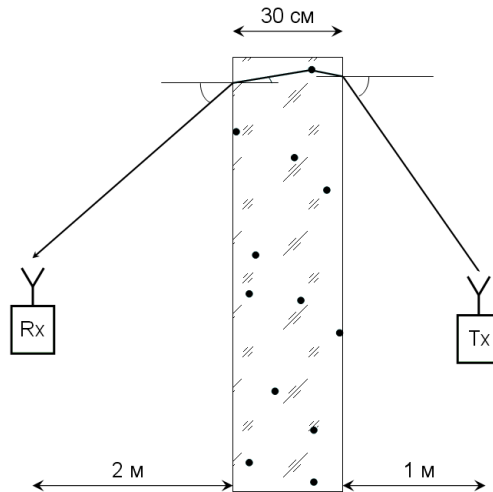


Рис. 5.8. Модель прохождения сигнала через стену

Примем также, что в стене случайным образом расположены точечные неоднородности Q , на которых и происходит рассеяние электромагнитной волны.

Для описания распространения электромагнитной волны используем геометрический подход. Сферическая волна $S_{Tx}(x,y,z,t)$ от источника (передатчика Tx) преломляется на границе стены и распространяется в материале стены до «столкновения» с неоднородностью Q_i , так что данная неоднородность становится источником новой сферической волны $S_i(x,y,z,t)$. После преломления на второй границе стены часть волны рассеяния $S_i(x,y,z,t)$ попадает в приемник Rx. Волны рассеяния от всех неоднородностей в приемнике суммируются. Прохождение сферической волны $S_{Tx}(x,y,z,t)$ от передатчика Tx в приемник Rx в данной модели описывается суммой лучей, рассеянных на неоднородностях Q_i :

$$S_{Rx}(t) = \sum_{i=1}^N S_{Tx}(t - l_i/c) \frac{k_i}{A_i}, \quad (5.3)$$

где $S_{Rx}(t)$ – сигнал приемника Rx, $S_{Tx}(t)$ – сигнал передатчика Tx, N – количество центров рассеяния, $k_i \in (0, 1)$ – коэффициент отражения от центра рассеяния Q_i в сторону приемника (с учетом отражений на границах сред), A_i – ослабление сигнала на луче, проходя-

щем через Q_i , l_i – длина луча, проходящего через Q_i , $i = 1, \dots, N$. Ослабление луча A_i складывается из ослабления сигнала в средах I и III, т.е. в воздушных промежутках до и после стены (не зависящего от частоты f), и ослабления в среде II, т.е. в материале стены:

$$A_i = A_i^I A_i^{II} A_i^{III}. \quad (5.4)$$

Ослабление в воздухе A^I и A^{III} рассчитывается по формуле

$$A^I = l_I^{-2}, A^{III} = l_{III}^{-2}, \quad (5.5)$$

где l_I и l_{III} – нормированные длины лучей в воздушных промежутках I и III. Ослабление в стене A^{II} рассчитывается по формуле (5.2) или (в дБ) по формуле

$$A^{II} [\text{дБ}] = \alpha \cdot f \cdot l_{II}, \quad (5.6)$$

где l_{II} – длина луча в стене.

В данной модели не делается никаких предположений о природе центров рассеяния, зависимости характеристик рассеяния от частоты, плотности расположения и проч. Также в модели не ставится задача подбора параметров и нормировки, так как от нее требуется только качественная демонстрация особенностей прохождения узкополосных и сверхширокополосных сигналов.

5.3.2 Моделирование прохождения узкополосного сигнала через стену

При расчетах задавались следующие значения параметров. Количество точечных центров рассеяния $N=10000$. Размеры стены $10 \times 10 \times 0,3$ м; расстояние от передатчика до стены $d_I = 1$ м; от стены до приемника $d_{III} = 2$ м; толщина стены $d_{II} = 30$ см; погонный коэффициент ослабления сигнала в стене $\alpha = 10$ дБ/м·ГГц. Коэффициенты рассеяния $k_i \in (0, 1)$ задавались случайным образом. Длины лучей в средах I, II, III рассчитывались по правилам геометрической оптики, учитывалось преломление при переходе лучей из среды в среду, диэлектрическая постоянная воздуха $\epsilon_I = \epsilon_{III} = 1$, для материала стены $\epsilon_{II} = 4$.

Расчет этой модели дает график ослабления узкополосного сигнала на рис. 5.9, который качественно подтверждает основные предположения о характеристиках прохождения узкополосных сигналов. На рисунке можно видеть «быстрые» высокоамплитудные осцилляции, наложенные на экспоненциальный тренд. Амплитуда осцилляций в модели, как и в экспериментальной кривой, достигает 25-30 дБ.

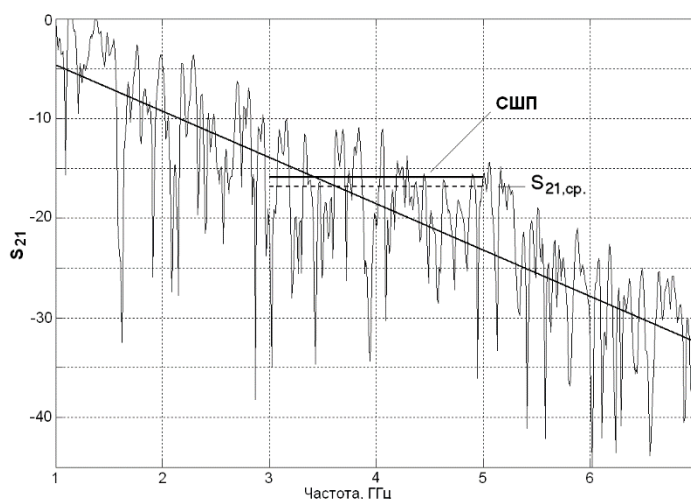


Рис. 5.9. Расчет коэффициента прохождения S_{21} узкополосного сигнала в простой модели стены

Сравнивая рисунки 5.7 и 5.9, можно увидеть и отличия. Например, в области более низких частот, от $F = 1$ до 3,5 ГГц, реальный график ослабления узкополосного сигнала более гладкий, а зона «сплошных» осцилляций начинается примерно от $F = 4$ ГГц. Это связано, по-видимому, с частотными свойствами центров рассеяния, которые не учитывались в модели, например, с соотношением их характерных размеров с длиной падающей электромагнитной волны. Возможно, также играют роль неучтенные множественные отражения волны внутри материала и на границах стены и другие факторы.

Таким образом, из сопоставления результатов моделирования на рис. 5.9 и экспериментальных данных на рис. 5.7, можно сделать вывод о том, что причиной «быстрых» высокоамплитудных осцилляций графика ослабления сигнала в стене является коррелированность вторичных волн в точке приема.

5.3.3 Расчет коэффициента прохождения сверхширокополосного сигнала по данным гармонических измерений

В случае СШП сигнала, после прохождения через стену вторичные волны в точке приема оказываются некоррелированными и складываются по мощности. Модель стены (5.3) описывает прохождение сигнала во временной области и потому может быть применена также к СШП сигналам. В то же время, для описания прохождения СШП сигнала через стену можно использовать частотное представление, т.е. представить СШП сигнал в виде его Фурье-образа, использовать данные рис. 5.7 для расчета ослабления отдельных спектральных компонент и затем рассчитать мощность сигнала в точке приема. Оба эти подхода должны обеспечивать близкие результаты (полное совпадение возможно только для бесконечно длинных сигналов, для которых и определено преобразование Фурье [382]).

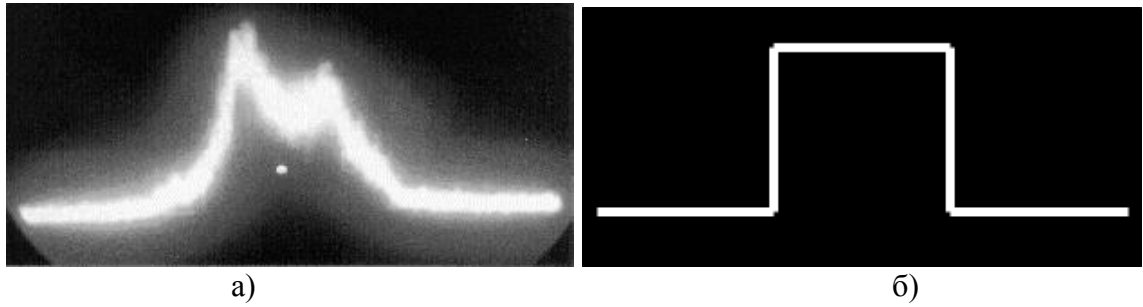


Рис. 5.10. Спектр СШП полосо-ограниченного хаотического сигнала:
а) реальный, б) идеальный

Рассмотрим задачу в частотной области. Пусть известна спектральная характеристика мощности СШП сигнала $P_{\text{UWB}}(f)$, $f \in [f_1, f_2]$ (см. рис. 5.10а), а также частотная характеристика коэффициента прохождения $S_{21}(f)$ узкополосного сигнала через стену (если коэффициент $S_{21}(f)$ измерен для амплитуды сигнала, то вместо него возьмем $S_{21}^2(f)$).

Задачу прохождения через стену можно рассматривать как задачу передачи по каналу с переходной характеристикой $S_{21}(f)$. Коэффициент прохождения СШП сигнала $S_{21, \text{СШП}}$ определяется как отношение мощности сигнала после стены к мощности падающего СШП сигнала. Тогда коэффициент прохождения $S_{21, \text{СШП}}$ выражается через $S_{21}(f)$ следующим образом:

$$S_{21, \text{UWB}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{\int_{f_1}^{f_2} P_{\text{UWB}}(f) S_{21}(f) df}{\int_{f_1}^{f_2} P_{\text{UWB}}(f) df}. \quad (5.7)$$

Рассмотрим частный случай «идеально» ровного спектра. Пусть хаотический СШП сигнал имеет «прямоугольную» огибающую спектра, как показано на рис. 5.10б, т.е.

$$P_{\text{UWB}}(f) = \begin{cases} 1, & f_1 \leq f \leq f_2 \\ 0, & f < f_1, f > f_2 \end{cases}. \quad (5.8)$$

В этом случае, выражение для коэффициента прохождения СШП сигнала $S_{21, \text{UWB}}$ упрощается:

$$S_{21,UWB} = \frac{\int_{f_1}^{f_2} S_{21}(f) df}{f_2 - f_1} = S_{21,cp}. \quad (5.9)$$

Фактически, оценка $S_{21,UWB}$ получается путем усреднения характеристики $S_{21}(f)$ стены в интервале частот $[f_1, f_2]$. Для характеристики на рис. 5.9 данная оценка для СШП сигнала в полосе $F = 3-5$ ГГц равна $S_{21,cp} \approx -17$ дБ (показана горизонтальным пунктиром). Заметим, что эта оценка находится, в основном, выше прямой «среднего» затухания. Связано это с тем, что масштаб вертикальной шкалы логарифмический, поэтому среднее значение оказывается сдвинуто в сторону максимальных значений.

При другом случайном наборе центров рассеяния (что можно интерпретировать как выбор другой стены) вид характеристики $S_{21}(f)$ изменится, как и средняя оценка $S_{21,cp}$. При расчетах коэффициент $S_{21,cp}$ принимал значения от -14 до -19 дБ.

С помощью описанной качественной модели (5.3) также численно исследовано прохождение через стену СШП хаотического сигнала с полосой $\Delta F = 2$ ГГц (диапазон частот $F = 3-5$ ГГц). Для оценки ослабления сигнала ($\alpha:f$) использована средняя частота СШП сигнала $f_{cp} = \sqrt{f_1 f_2} \approx 3,9$ ГГц. Как показывают расчеты, расчетная величина показателя прохождения СШП сигнала $S_{21,UWB}$ примерно равна средней оценке $S_{21,cp}$; для различных случайных наборов центров рассеяния Q_i разница не превышает 1 дБ. Например, для характеристики на рис. 5.9 показатель прохождения СШП хаотического сигнала в данной модели оказался $S_{21,UWB} \approx -16$ дБ, в то время как средняя оценка для узкополосных сигналов $S_{21,cp} \approx -17$ дБ. Эти расхождения можно объяснить неидеальностью спектра модельного хаотического сигнала (см. рис. 5.10). В целом, по-видимому, можно говорить о том, что оценка $S_{21,cp}$ может служить хорошей оценкой показателя прохождения СШП хаотического сигнала через стену.

По экспериментальным данным на рис. 5.7, с использованием описанного подхода рассчитана величина $S_{21,cp}$ (см. рис. 5.11). Согласно выражению (5.9), коэффициент прохождения СШП сигнала диапазона частот $F = 3-5$ ГГц составил $S_{21,cp} = -35$ дБ/м. На рис. 5.11 это значение отчеркнуто жирным горизонтальным отрезком в пределах указанной полосы частот. Заметим, что эта линия проходит вблизи максимальных по диапазону значений показателя $S_{21}(f)$.

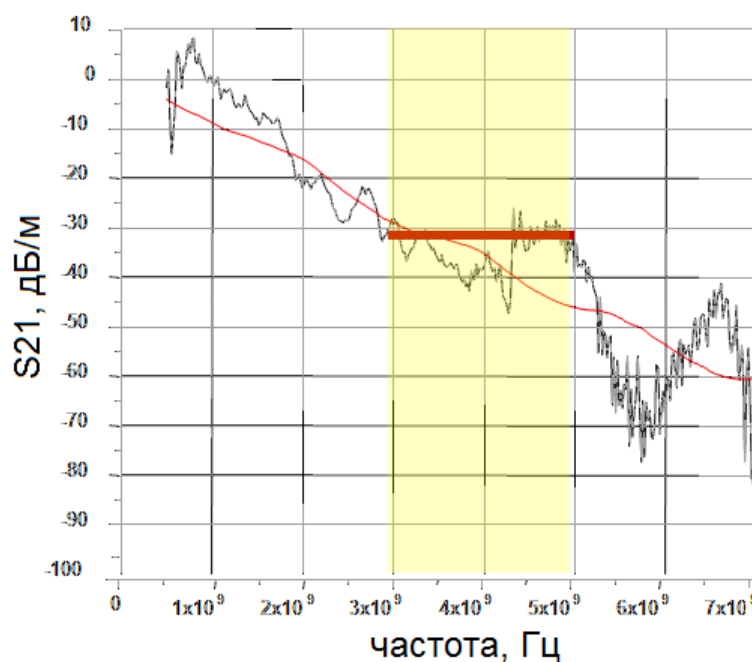


Рис. 5.11. Оценка ослабления СШП сигнала диапазона $F = 3\text{--}5$ ГГц по экспериментальным данным гармонических измерений

5.3.4 Измерения коэффициента прохождения сверхширокополосного сигнала

Поскольку проведенное моделирование носит качественный характер, ориентироваться на его численные результаты не стоит. Для верификации качественных выводов моделирования проведены экспериментальные измерения ослабления СШП хаотических сигналов в стенах зданий.

Измерения проводились с помощью СШП приемопередатчиков ППС-40А диапазона $F = 3\text{--}5$ ГГц [360]. На скорости передачи $R = 5$ Мбит/с сигнал этих приемопередатчиков представляет собой поток СШП хаотических радиоимпульсов длительностью $T_{\text{и}} = 100$ нс со скважностью 2. Ослабление сигнала оценивалось путем измерения амплитуды хаотических радиоимпульсов при помощи цифрового осциллографа Tektronix DPO-4054 до и после прохождения через стену. Точность измерений около 1 дБ.

Измерялось ослабление сигнала в кирпичных стенах толщиной $t = 34$ и 64 см. Измерения проводились в трех различных положениях (см. рис. 5.12):

- 1) Передатчик и приемник прижаты к стене.
- 2) Передатчик прижат к стене, приемник находится за стеной на расстоянии 1 м от передатчика.
- 3) Передатчик прижат к стене, приемник находится за стеной на расстоянии 2 м от передатчика.

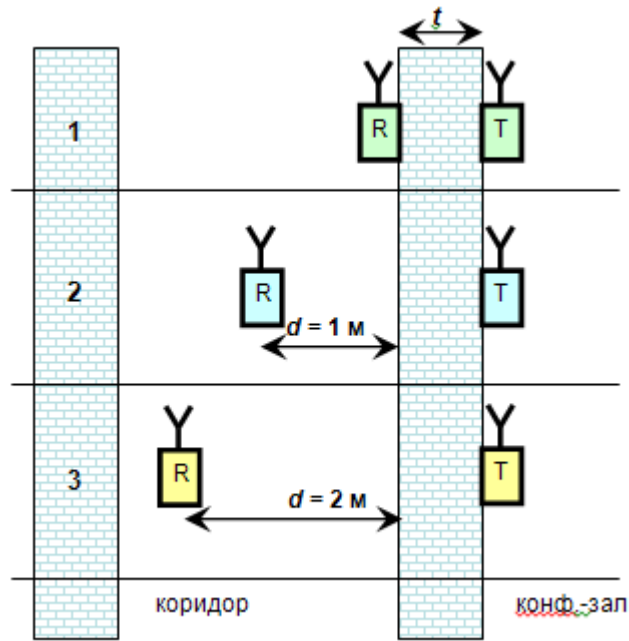


Рис. 5.12. Схема эксперимента

При обработке результатов измерений принимались во внимание такие эффекты, как отражение СШП сигнала на стены при нормальном падении радиоволны и «фокусировка» волнового потока вследствие рефракции (подробнее о методике и результатах измерений см. [158]). Некоторые оценки ослабления СШП сигнала представлены на рисунке 5.13. Кроме экспериментальных данных по СШП сигналам (диапазон $F = 3\text{--}5$ ГГц, обозначены квадратиками вдоль средней частоты 4 ГГц), на рисунке 5.13 звездочками показаны данные, доступные из литературы [374–381], а линиями – результаты измерений, проведенных ранее в МФТИ с использованием узкополосных сигналов [158].

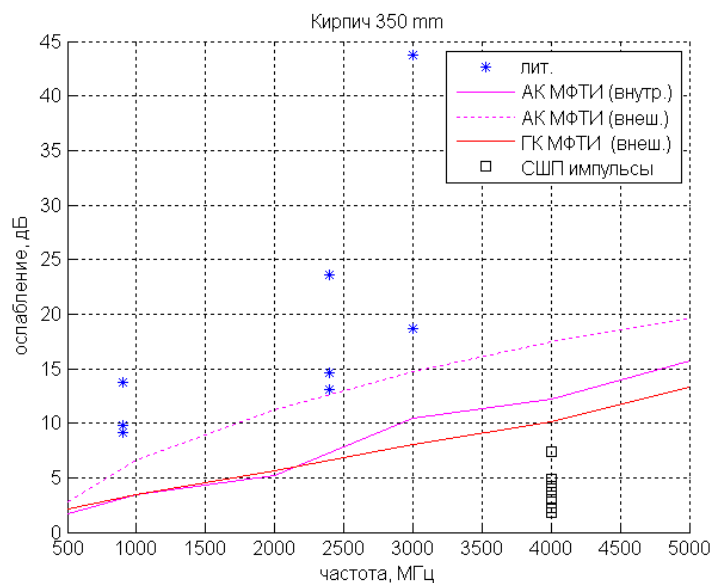


Рис. 5.13. Ослабление узкополосных и СШП сигналов

Как показывает сравнение результатов измерений ослабления СШП сигналов в кирпичной стене с известными из литературы данными по ослаблению узкополосных сигналов, ослабление СШП сигналов оказывается меньше. Однако, рассмотренных данных недостаточно, чтобы утверждать, что это всегда будет так, поскольку здесь сравниваются данные из разных источников, полученные на разных материалах.

Тем не менее, полученные экспериментальные данные могут быть использованы в качестве оценки возможного ослабления сигнала при разработке СШП аппаратуры связи в диапазоне частот $F = 3\text{--}5$ ГГц.

5.4 Многолучевое усиление хаотических радиоимпульсов

Значительная доля задач, которые возлагаются на системы СШП связи, должна решаться в жилых помещениях, офисах и промышленных зданиях, т.е. в среде с ярко выраженным многолучевым распространением сигналов. Известно, что в классических узкополосных системах связи многолучевое распространение приводит различным негативным эффектам, таким, как замирания и межсимвольная интерференция [335, 383]. Замирания проявляются как непредсказуемые провалы (на десятки дБ) мощности сигнала на входе приемника во времени или при перемещении по пространству, а межсимвольная интерференция (межсимвольные помехи) связана с относительными задержками лучей на время, сравнимое или превышающее длительность информационного бита.

В традиционных системах связи, в которых в качестве несущей используются узкополосные сигналы, многолучевое распространение считается «неизбежным злом». В таких системах связи лучи, приходящие в приемник с разных направлений, являются коррелированными, и результат их сложения определяется в общем случае случайным соотношением фаз. При принятии специальных мер и способов приема сигнала характеристики системы могут быть улучшены по отношению к характеристикам при однолучевом распространении. В частности, такая ситуация реализуется в системах с rake-приемниками [335].

В системе связи с СШП хаотическими сигналами лучи на входе приемника некоррелированы, и складываются по мощности [161]. Благодаря этому, характеристики систем связи с СШП хаотическими сигналами существенно отличаются от характеристик узкополосных систем.

В данном разделе исследуется влияние многолучевой среды на характеристики сверхширокополосной беспроводной прямохаотической системы связи, использующей в качестве носителя информации хаотические радиоимпульсы [81, 135–137, 334, 384]. Об-

наружено, что в такой системе возникает эффект «усиления хаотических радиоимпульсов», который приводит к увеличению отношения сигнал/шум на входе приемника и, соответственно, к увеличению дальности СШП системы связи. Данный эффект также тесно связан с малым временем автокорреляции хаотических сигналов.

Физический смысл эффекта многолучевого усиления становится ясен, если рассмотреть модельный случай на рис. 5.14, где передатчик Tx и приемник Rx расположены в помещении с отражающими поверхностями, и где на вход приемника помимо прямого луча приходят задержанные во времени отраженные лучи.

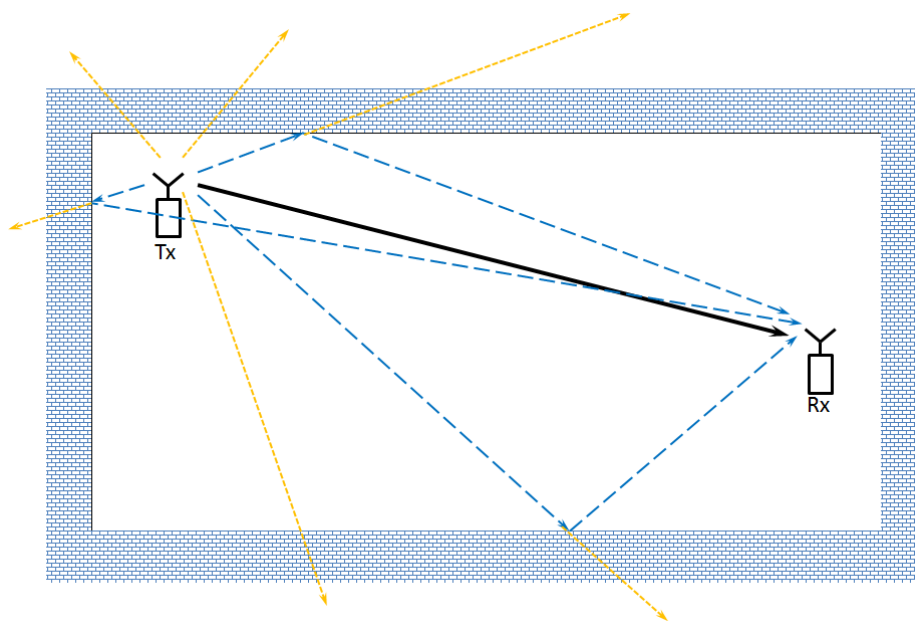


Рис. 5.14. Многолучевая среда как система «зеркал». Толстая линия – прямой луч; прерывистые линии – отраженные лучи; пунктир – лучи, уносящие энергию передатчика при отсутствии отражений

Анализируя распространение сигнала от передатчика к приемнику в многолучевой среде, нетрудно заметить, что количество энергии, поступающей на вход приемника, в общем случае, выше, чем в свободном пространстве, так как энергия доставляется на вход приемника не только по прямому лучу, но и по отраженным лучам. Поэтому многолучевую среду можно рассматривать как «систему зеркал», собирающую на входе приемника энергию передатчика, которая иначе была бы рассеяна в пространстве.

В связи с этим, имеет смысл говорить об усилении сигнала в многолучевой среде. Для того чтобы численно охарактеризовать это явление, введем коэффициент многолучевого усиления сигнала K_M , определив его как *отношение мощности полного сигнала на входе приемника P_M к мощности сигнала P_1 , доставляемого одним самым сильным лучом:*

$$K_M = P_M/P_1. \quad (5.10)$$

При наличии прямого луча это определение равносильно отношению мощности сигнала на входе приемника P_M в многолучевой среде к мощности сигнала на входе приемника в свободном пространстве $P_{св.пр.} = P_1$ при том же относительном положении передатчика и приемника.

В канале связи без прямого луча, определение (5.10) также имеет смысл. Поскольку в этом случае приемник обычно настраивают на самый мощный луч из доступных, то под P_1 в этом случае надо понимать мощность, доставляемую этим самым мощным лучом.

5.4.1 Теоретические оценки многолучевого усиления в прямохаотических системах связи

В прямохаотических системах передача информации осуществляется с помощью хаотических радиоимпульсов, длительность и положение которых во времени определяют скорость передачи информации и ее содержание. В частности, одной из простейших является схема передачи, в которой символ «1» передается путем излучения хаотического радиоимпульса на фиксированной временной позиции длительностью T_c , а символа «0» – фактом отсутствия импульса на этой позиции. Временные позиции для передачи двоичных символов разделяются защитными интервалами длительностью T_z (см. рис. 5.15). Длительность позиции информационного бита $T_b = T_c + T_z$ определяет максимальную скорость передачи информации $C = 1/T_b$.

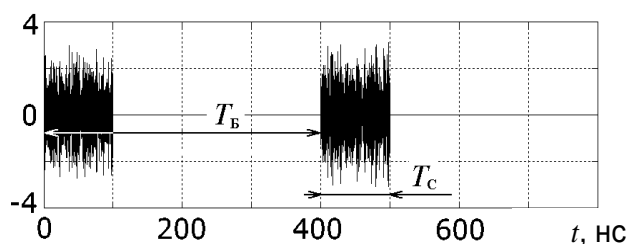


Рис. 5.15. Хаотические радиоимпульсы

Ясно, что характеристики системы связи зависят не только от вида используемого сигнала, но и от типа приемника. В рассматриваемой системе связи в качестве приемника используется детектор огибающей (который может быть реализован, например, в виде связки «квадратичный детектор» плюс «фильтр нижних частот»).

5.4.1.1 Многолучевое распространение хаотического сигнала

Пусть имеется непрерывный хаотический сигнал с постоянной спектральной плотностью в полосе частот Δf . Характерное время автокорреляции такого сигнала равно $\tau \approx$

$1/\Delta f$ [373]. Например, для полосы частот $\Delta f = 1$ ГГц время $\tau = 1$ нс. Это означает, что два сигнала (луча), пребывающие в точку приема с запаздываниями, отличающимися более чем на $\Delta t = 1$ нс, являются некоррелированными, а квадратичный детектор реагирует на них как на сумму двух псевдослучайных некоррелированных сигналов. Мощность суммарного сигнала равна сумме мощностей первого и второго сигналов. При наличии многих сигналов (лучей), разнесенных по времени друг относительно друга более чем на $\Delta t = 1$ нс, мощность суммарного сигнала в точке приема равна сумме мощностей всех пришедших сигналов.

Сложение импульсов отличается от сложения непрерывных сигналов тем, что процесс продолжается ограниченное время, продолжительность которого определяется длительностью импульсов и запаздываниями лучей (см. рис. 5.16). В том случае, когда максимальное запаздывание значительно меньше длины импульса, ситуация приближается к случаю непрерывных сигналов, и происходит сложение мощностей сигналов. В другом предельном случае – импульсов коротких по сравнению со средним запаздыванием, суммирование мощностей сигнала отсутствует и итоговый сигнал в точке приема намного продолжительнее исходного импульса.

Сравним два типа приема – когерентный и энергетический. Рассмотрим также два крайних варианта соотношения длительности импульса и многолучевой задержки.

Случай 1: когерентный прием, длительность импульса значительно превосходит максимальное запаздывание. В приемнике производится корреляционная свертка поступающего сигнала с эталонным. Свертка производится только с сигналом, поступающим по одному из лучей, чаще всего по первому пришедшему. Остальные лучи не синхронизованы с эталонным сигналом, запаздывают по отношению к нему и поэтому воспринимаются как аддитивный шум.

Например, если поступает десять примерно равных по мощности лучей, 90% поступающей в приемник мощности будет восприниматься как шум и давать соответствующий вклад в увеличение вероятности ошибок. Увеличить эффективность корреляционного приема можно за счет применения rake-схемы, в которой эталонный сигнал сворачивается с несколькими лучами. Однако такие приемники значительно сложнее и дороже простых корреляционных.

Случай 2: энергетический прием, длительность импульса значительно превосходит максимальное запаздывание. Над сигналом производится квадратичное преобразование, затем фильтрация в полосе частот информационного сигнала. При этом выделяется огибающая принимаемого сигнала, которая поступает в цифровую часть приемника.

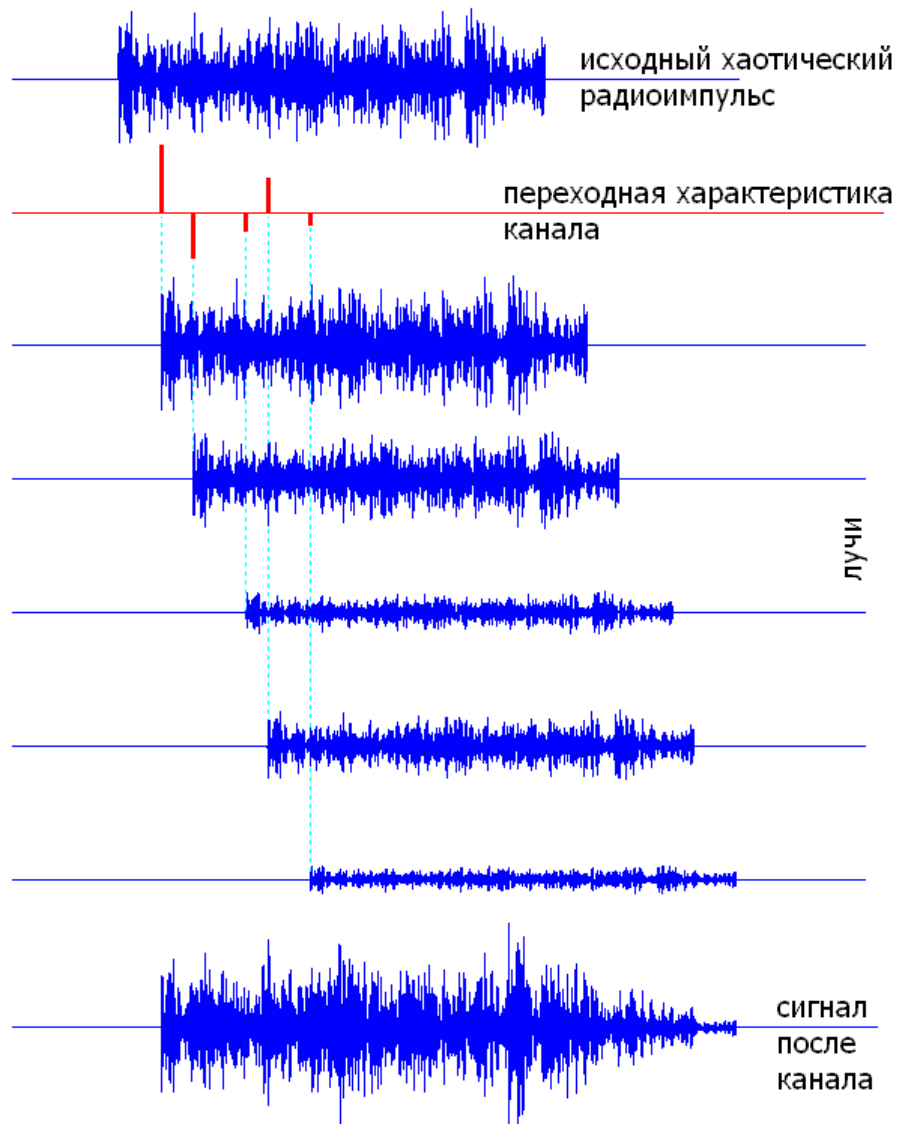


Рис. 5.16. Прохождение хаотического радиоимпульса через многолучевой канал

Количественно прием описывается следующими соотношениями (используем дискретную модель). Пусть на вход приемника поступает набор лучей, представленных сигналами $x_i(k\Delta t)$, где Δt – время квантования сигнала, определяемое в соответствии с теоремой Котельникова полосой его частот; k – текущее дискретное время; $i = 1, \dots, L$ – номер луча. Таким образом, сигнал на входе квадратичного детектора равен

$$x(k\Delta t) = \sum_{i=1}^L x_i(k\Delta t). \quad (5.11)$$

Сигнал на выходе квадратичного детектора в момент времени $k\Delta t$ представляет собой мгновенную мощность входного сигнала. Учитывая, что мощность сигнала i -го луча равна

$$W_i(k\Delta t) = x_i^2(k\Delta t), \quad (5.12)$$

на выходе квадратичного детектора имеем сигнал

$$\begin{aligned}
 W(k\Delta t) &= \left(\sum_{i=1}^L x_i(k\Delta t) \right)^2 = \sum_{i=1}^L x_i^2(k\Delta t) + \sum_{i \neq j}^L \sum_{j \neq i}^L x_i(k\Delta t)x_j(k\Delta t) = \\
 &= \sum_{i=1}^L W_i(k\Delta t) + \sum_{i \neq j}^L \sum_{j \neq i}^L x_i(k\Delta t)x_j(k\Delta t).
 \end{aligned} \tag{5.13}$$

Фильтр нижних частот (ФНЧ), стоящий после квадратичного детектора, действует как интегрирующая цепочка (усредняет сигнал). На выходе ФНЧ получаем суммарную энергию лучей на входе приемника, собранную на интервале времени, равном характерному времени фильтра:

$$E(k\Delta t) = \sum_{n=1}^M W((k+n-1)\Delta t) \approx \sum_{n=1}^M \sum_{i=1}^L W_i((k+n-1)\Delta t) = \sum_i^L E_i, \tag{5.14}$$

где $M\Delta t$ – характерное время (окно) фильтра. После прохождения через фильтр (усреднения) в силу некоррелированности сигналов второе слагаемое в (5.13) становится пренебрежимо малым. Постоянная времени фильтра должна быть согласована с длительностью излучаемых хаотических радиоимпульсов.

Таким образом, энергия сигнала на выходе аналоговой части приемника растет с увеличением числа лучей. Это приводит увеличению отношения энергии на бит к спектральной плотности шума E_b/N_0 . Поскольку при такой схеме приема собирается энергия всех проходящих лучей, приемник оказывается очень эффективным. При этом наблюдается многолучевое усиление хаотического радиоимпульса, т.е. увеличение энергии импульса в точке приема за счет суммирования энергии импульсов, поступающих по совокупности лучей, по отношению к энергии импульса на прямом луче, если этот луч есть, или по отношению к энергии импульса на самом сильном луче в случае отсутствия прямого.

Удастся ли этот эффект использовать для повышения эффективности приема, определяется типом приемника. Приемник на основе квадратичного детектора и фильтра нижних частот, полоса пропускания которого согласована с длительностью хаотических радиоимпульсов, излучаемых передатчиком, позволяет сделать это и является эффективным приемником хаотических радиоимпульсов в многолучевом канале в рассматриваемом предельном случае.

Случаи 3, 4. В другом предельном случае, когда относительные задержки лучей велики по сравнению с длительностью импульса, происходит значительное увеличение длительности итогового импульса. Качество когерентного приема повышается, а эффект многолучевого усиления выражен слабее. Как результат, ситуация примерно соответствует случаю канала с белым шумом, если длительность защитных интервалов достаточно велика.

5.4.1.2 Условия положительного влияния многолучевого усиления на характеристики системы связи

Из проведенного анализа следует, что для возникновения эффекта многолучевого усиления необходимо, чтобы:

а) длительность радиоимпульса T_c превышала время автокорреляции хаотического сигнала τ , т.е.

$$T_c > \tau; \quad (5.15)$$

б) длительность переходной характеристики многолучевого канала t_k превышала время автокорреляции хаотического сигнала τ (см. рис. 5.17), т.е.

$$t_k > \tau. \quad (5.16)$$

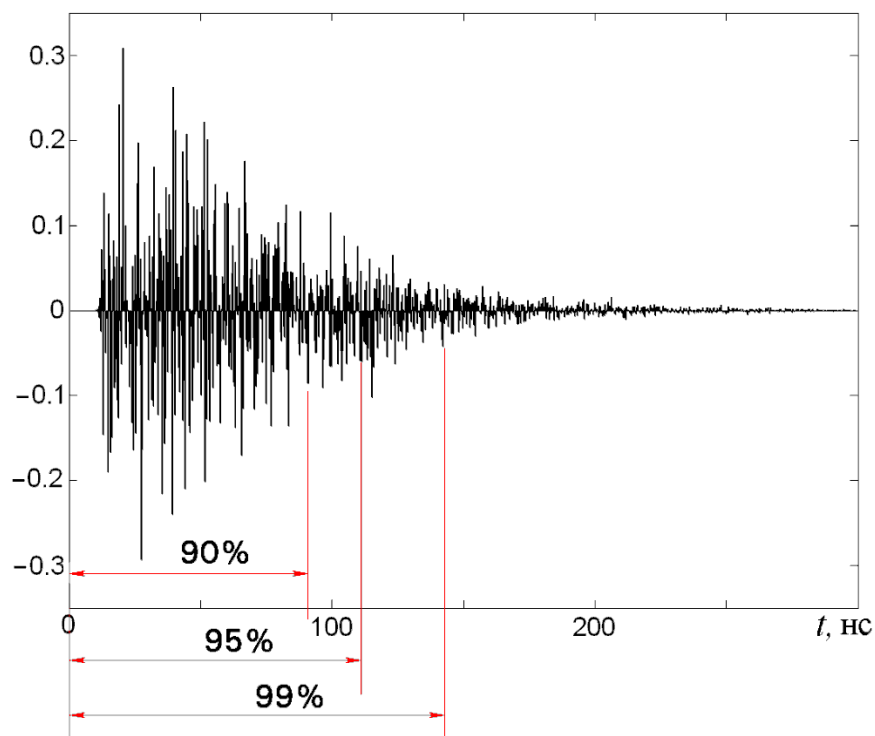


Рис. 5.17. Типичная импульсная характеристика H_n многолучевого канала (модель СМ4а-2 для жилища без прямого луча)

Выполнение этих условий означает, что на длине импульсной характеристики канала уложится некоторое количество некоррелированных лучей, которые могут складываться, а их энергия – накапливаться.

Однако эти условия являются только необходимыми. С технической точки зрения, остаются вопросы эффективности системы связи, скорости передачи информации, дальности передачи и влияния многолучевого распространения на эти параметры. Часть этих вопросов рассмотрена в работе [365]. Здесь выполняются оценки многолучевого усиления.

Как было показано выше, в системах связи на хаотических сигналах не наблюдается явление замирания, характерное для узкополосных носителей. Однако для устранения межсимвольной интерференции необходимо предпринять определенные меры.

Увеличение средней мощности сигнала в точке приема вследствие многолучевого усиления приводит, в случае применения детектора огибающей в качестве приемника, к увеличению амплитуды импульса огибающей на выходе аналоговой части приемника, что способствует улучшению характеристик приема. Однако при этом происходит и увеличение длины импульса огибающей, часть которого начинает попадать на защитный интервал (см. рис. 5.15). При коротком защитном интервале импульс огибающей может перекрыться с позицией следующего символа.

Поэтому для исключения межсимвольной интерференции длительность защитного интервала T_z должна превышать длительность переходной характеристики многолучевого канала t_k или, по крайней мере, той ее части, что несет большую (90...95%) часть энергии (см. рис. 5.17). В этом случае энергия, излученная при передаче символа, не будет попадать на позицию соседнего символа либо попадать будет ее малая часть, не приводящая к существенному росту вероятности ошибок приема.

При выборе длительностей хаотических радиоимпульсов и защитных интервалов нужно принимать в расчет не только время автокорреляции и длину импульсной характеристики канала, но и требуемую скорость передачи информации. Это видно из следующего примера.

Пусть импульсная характеристика многолучевого канала H_n имеет длину порядка $t_k = 150$ нс, а длительность радиоимпульса равна $T_c = 10$ нс. Тогда после прохождения через многолучевой канал длительность импульса станет равна $T'_c \approx 160$ нс. Для устранения эффекта межсимвольной интерференции нужно вводить защитный интервал длительностью не менее $T_z = 100$ нс (основная энергия многолучевого хвоста сосредоточена, как правило, на его первой трети, не считая начальной задержки). С одной стороны, это накладывает ограничения на скорость передачи $R = 1/T_\delta = 1/(T_c + T_z)$. В рассматриваемом случае, $T_c = 10$ нс, $T_z = 100$ нс, поэтому скорость составит $R = 1/(110 \text{ нс}) \approx 9$ Мбит/с. С дру-

гой стороны, если при этом в приемнике энергия радиоимпульса принимается на временном интервале $\Delta t = T_c = 10$ нс, равном исходной длительности импульса, то значительная часть энергии импульса, дошедшей до приемника, будет потеряна на защитном интервале.

Если же длительность радиоимпульса сделать $T_c = 100$ нс и добавить $T_3 = 100$ нс защитного интервала, то основная часть энергии импульса будет приходиться на позицию импульса, и эффективность приема станет существенно выше. Правда, скорость передачи в этом случае окажется почти в два раза ниже: $R = 5$ Мбит/с.

При выполненных условиях на существование эффекта многолучевого усиления и отсутствия межсимвольной интерференции, эффективность системы связи растет при увеличении длительности хаотического радиоимпульса (желательно, чтобы она превышала длительность защитного интервала). Однако достигается это за счет уменьшения скорости передачи.

5.4.1.3 Модели радиоканалов для сверхширокополосных сенсорных сетей

Чтобы иметь возможность сравнивать различные схемы сверхширокополосной передачи информации, в рамках разработки стандарта для сверхширокополосных сенсорных сетей (стандарт IEEE 802.15.4a) Комитет по стандартизации IEEE разработал модельную систему каналов для различных сред распространения. Всего таких моделей девять, и они предназначены для следующих сред [348]: SM4a-1, 2 – жилые помещения (residential) – распространение с прямым лучом и без прямого луча (ПЛ/БПЛ); SM4a-3, 4 – офисные помещения (office) ПЛ/БПЛ; SM4a-5, 6 – открытые пространства (сельская местность) (open outdoor) ПЛ/БПЛ; SM4a-7, 8 – промышленные здания (industrial) ПЛ/БПЛ; SM4a-9 – для носимых устройств с дальностью действия до 1 м (здесь не рассматривается).

На рис. 5.18а в качестве примера приведена одна реализация многолучевого канала для модели SM4a-1, Residence LOS (жилая среда, с прямым лучом). Отдельным лучам многолучевого канала на рис. 5.18а соответствуют отклики функции на соответствующей временной позиции; амплитуда отклика определяет величину энергии, переносимой соответствующим лучом. Амплитудно-частотная характеристика, дуальная данной импульсной характеристике канала, приведена на рис. 5.18б.

Все модели Комитета по стандартизации IEEE являются статистическими. Расчеты для каждого конкретного типа среды проводятся следующим образом: генерируется ряд реализаций модели, рассчитываются характеристики системы связи для всех этих реализаций, полученные результаты усредняются.

Помимо моделей Комитет IEEE определяет единые правила их использования, а также предоставляет программные модули для расчета каналов, которые могут быть

включены разработчиками в собственные программные комплексы. Все это сделано для того, чтобы дать возможность всем разработчикам оценить характеристики для одинаковых условий и обеспечить тем самым получение сопоставимых результатов моделирования.

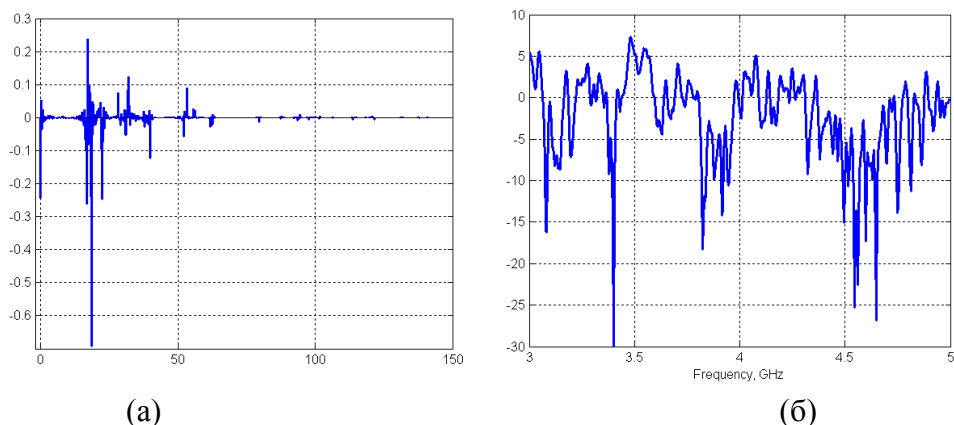


Рис. 5.18. Характеристики многолучевого канала: а) импульсная и б) амплитудно-частотная

В основу системы многолучевых каналов IEEE положена двухмасштабная модель Салеха и Валенсуэлы [385]. В ней предполагается, что все входящие в приемник лучи собираются в относительно плотные пакеты (“кластеры”), характеризуемые запаздыванием своего головного луча. Внутри кластеров располагаются группы лучей с близкими запаздываниями (см. рис. 5.19).

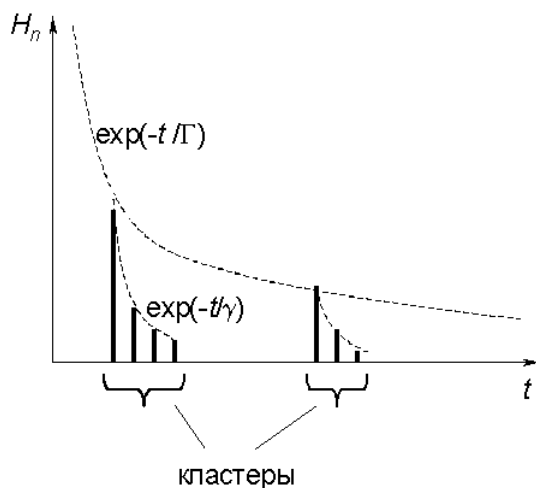


Рис. 5.19. Двухмасштабная модель многолучевого распространения

Такое двухуровневое описание позволяет учитывать особенности распространения электромагнитных волн внутри помещений, в которых могут присутствовать относительно крупные однородные отражающие поверхности (стены, крупные предметы и др.), формирующие близкие по своим свойствам группы лучей. Различие в лучах внутри каждого

кластера обуславливается особенностями данной конкретной поверхности (неоднородность, характерная геометрия и др.).

В модели Салеха–Валенсуэлы многолучевой канал статистически представляется набором лучей со случайной амплитудой $\alpha_{k,l}$ и величиной запаздывания $\tau = T_l + \tau_{k,l}$ [385]. Функция отклика $h(t)$ на δ -импульс формируется как двойная сумма случайных слагаемых – по кластерам и по лучам внутри кластеров:

$$h(t) = X \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}), \quad (5.17)$$

где $\alpha_{k,l}$ – множитель амплитуды k -го луча внутри l -го кластера; $\{T_l\}$ – задержка первого луча l -го кластера; $\{\tau_{k,l}\}$ – задержка k -го луча внутри l -го кластера относительно первого луча кластера; X – множитель, задающий полную энергию лучей канала. Поток откликов в структуре $h(t)$ подчиняется статистике Пуассона со следующими параметрами: Λ – средняя частота появления кластеров; λ – средняя частота лучей в кластере; Γ – постоянная затухания энергии лучей кластера; γ – постоянная затухания энергии луча в кластере.

Модели каналов СМ-1–СМ-8 различаются наборами параметров Γ , γ , Λ и λ ; модель СМ-9 представляет собой набор экспериментальных данных. В следующем разделе они будут использованы для оценки величины эффекта многолучевого усиления, а также для оценки увеличения дальности работы радиосистемы за счет этого эффекта.

5.4.1.4 Оценка многолучевого усиления для беспроводной сверхширокополосной сенсорной сети

Стандарт IEEE 802.15.4a для сверхширокополосных беспроводных сенсорных сетей определяет сети, которые могут включать в себя многие тысячи датчиков, время от времени выходящих в эфир для передачи небольшого объема информации. Согласно требованиям IEEE, устройства в узлах сети должны быть снабжены сверхширокополосными (ширина полосы ΔF от 0,5 до 7,5 ГГц) приемопередатчиками диапазона $F = 3,1 \dots 10,6$ ГГц со скоростью передачи $R = 1 \dots 1000$ Кбит/с. В качестве специфических требований к приемопередатчикам будущего стандарта – крайне низкий уровень излучения (максимальная средняя спектральная плотность $S = -41,3$ дБм/МГц в указанной полосе частот), низкое энергопотребление (одного комплекта батарей должно хватать минимум на два года) и стоимость.

Рассмотрим функционирование прямохаотической системы связи, удовлетворяющей требованиям разрабатываемого стандарта IEEE 802.15.4a, с учетом многолучевого усиления. Оценку величины коэффициента многолучевого усиления можно провести как во временной, так и в частотной области (см. Табл. 5.1). Процедура оценки следующая.

Таблица 5.1. Алгоритм оценки коэффициента многолучевого усиления

Во временной области	В частотной области
Хаотический радиосигнал	
реализация $x(t)$	спектральная плотность мощности $X(f)$
Функция «прямоугольной» огибающей	
$p(t, T) = \begin{cases} 0, & t < 0, \quad t > T \\ 1, & 0 \leq t \leq T \end{cases}$	$P(f, T) = 2T \sin(\pi f T) / (\pi f T)$
Формирование хаотического радиоимпульса	
$x(t) \cdot p(t, T)$	$X(f) \otimes P(f, T)$
Прохождение радиоимпульса через канал	
$[x(t) \cdot p(t, T)] \otimes H(t)$	$[X(f) \otimes P(f, T)] \cdot H(f)$
Обрезание радиоимпульса	
$\{ [x(t) \cdot p(t, T)] \otimes H(t) \} \cdot p(t, T)$	$\{ [X(f) \otimes P(f, T)] \cdot H(f) \} \otimes P(f, T)$
Вычисление коэффициента многолучевого усиления K_M	
$E_M = \int_0^T (\{ [x(t) \cdot p(t, T)] \otimes H(t) \} \cdot p(t, T))^2 dt$	$E_M = \int_{f_1}^{f_2} \{ [X(f) \otimes P(f, T)] \cdot H(f) \} \otimes P(f, T) df$
$E_1 = \int_0^T [x(t) p(t, T)]^2 dt \cdot H^2(t_k)$	$E_1 = \int_{f_1}^{f_2} [X(f) \otimes P(f, T)] df \cdot H^2(t_k)$
$K_M = E_M / E_1$	

Прежде всего, нужно сформировать хаотический радиоимпульс в нужной части спектра, пропустить его через два канала, один многолучевой (многолучевой канал с импульсной характеристикой $H(t)$), а другой – воображаемый однолучевой канал $H_1(t)$, полученный из $H(t)$ путем обнуления всех откликов кроме максимального. Для этого в переходной импульсной характеристике (см. рис. 5.20a) выбираем отклик с максимальной амплитудой $H(t_k)$ и формируем воображаемый канал с переходной характеристикой $H_1(t)$

$$H_1(t) = H(t_k) \cdot \delta(t - t_k). \quad (5.18)$$

Требуемую оценку коэффициента многолучевого усиления получаем по формуле

$$K_M = E_M/E_1. \quad (5.19)$$

где E_M и E_1 – энергия радиоимпульса соответственно после многолучевого $H(t)$ и однолучевого $H_1(t)$ каналов.

Важное замечание: энергию радиоимпульса E_M считается только на временном интервале исходного радиоимпульса. Для этого «расплывшийся» в канале радиоимпульс надо обрезать до исходной длительности T .

При вычислениях во временной области, получается оценка коэффициента многолучевого усиления для конкретного хаотического радиоимпульса. Для большей достоверности нужно повторить вычисления для группы радиоимпульсов и усреднить результат.

В частотной области результат можно получить без усреднений. Здесь хаотический сигнал задается своей функцией спектральной плотности мощности $X(f)$. Поэтому для расчетов удобно взять идеальный хаотический сигнал, спектр которого строго заключен в полосе $[f_1, f_2]$, т.е.

$$X(f) = \begin{cases} 0, & f < f_1, \quad f > f_2 \\ 1, & f_1 \leq f \leq f_2 \end{cases}. \quad (5.20)$$

Проиллюстрируем процедуру оценки многолучевого усиления во временной области на примере канала без прямого луча для жилых помещений (модель канала CM-2 – Residential NLOS, No Line-Of-Sight). На рис. 5.20а показана переходная характеристика канала. Примем самую мощную компоненту переходной характеристики амплитудой $H_k \sim 0.23$ за основной луч. Учет только этого луча равносильно прохождению сигнала через однолучевой канал с переходной характеристикой, представленной на рис. 5.20б.

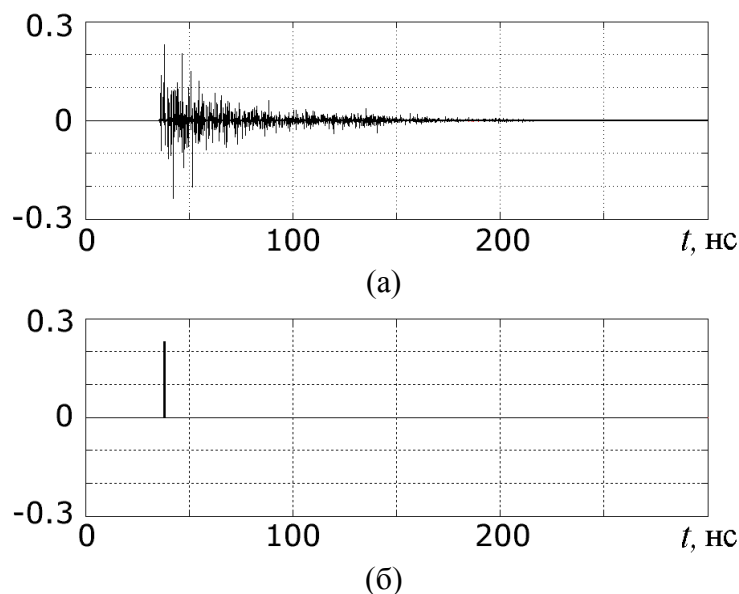


Рис. 5.20. а) ИПХ многолучевого канала; б) ИПХ однолучевого канала

Информацию будем передавать с помощью хаотических радиоимпульсов длительностью $T_c = 100$ нс (+ защитный интервал $T_s = 100$ нс). Это обеспечит максимальную скорость передачи $R = 5$ Мбит/с. Прохождение последовательности импульсов через однолучевой канал дает сигнал, изображенный на рис. 5.21б. С этим сигналом будем сравнивать сигнал на рис. 5.21а, прошедший через многолучевой канал с характеристикой, показанной на рис. 5.20а. Проинтегрируем сигнал в приемнике на интервале T_c . Часть энергии при этом теряется на защитном интервале, однако даже в этом случае энергия импульса, принятого с учетом всех лучей заметно выше энергии, доставляемой одним лучом. Здесь многолучевое усиление есть отношение энергии импульсов на рис. 5.21а и 5.21б (энергия импульса считается только на интервале T_c).

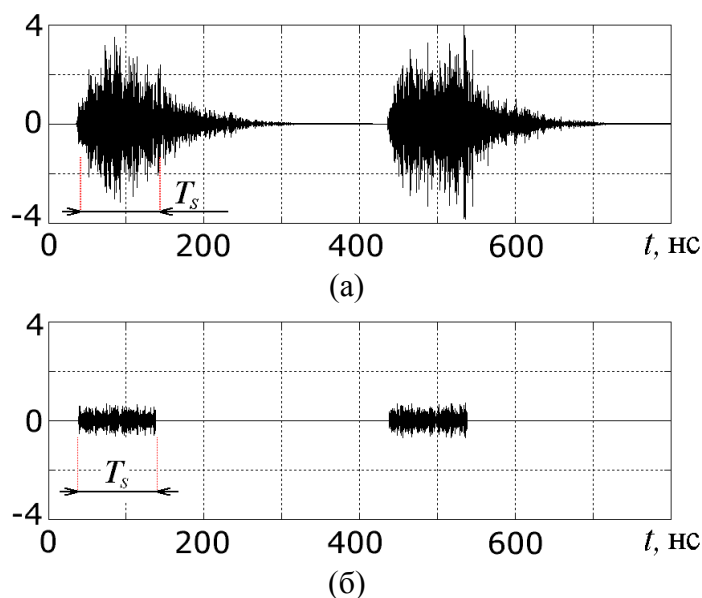


Рис. 5.21. Сигнал после а) многолучевого и б) однолучевого канала

Для оценки величины эффекта многолучевого усиления в различных условиях проведены расчеты для моделей каналов 1–8. Расчеты производились по 100 реализациям для каждой модели канала и 1000 импульсам в каждом канале. Усредненные результаты расчетов для каналов 1–8 приведены в таблице 5.2.

Таблица 5.2. Расчетные оценки многолучевого усиления в различных моделях канала стандарта IEEE 802.15.4a

Модель канала	Многолучевое усиление K_M , дБ	
	с прямым лучом	без прямого луча
Жилище	9	14
Офис	5	12
Открытое пр-во	5	5
Промзона	8	13

Для каждой модели канала в таблице 5.2 указаны медианные оценки K_M по 100 реализациям канала. Разброс величин K_M довольно велик, как можно видеть из рис. 5.22, где показана гистограмма K_M для модели CM4a-2 (офисная среда, LOS). Средняя (медианная) величина в этом случае составляет $K_M = 5$ дБ, разброс достигает 4 дБ.

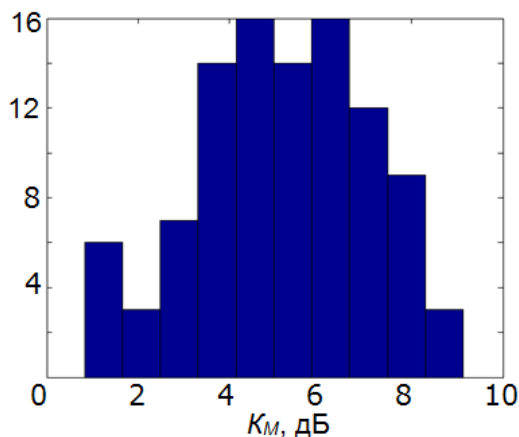


Рис. 5.22. Разброс величин K_M для модели CM4a-3 (офисная среда, LOS)

Как видно из таблицы 5.2, коэффициент многолучевого усиления K_M в разных многолучевых каналах составляет величину от 5 до 14 дБ. Можно заметить, что в каналах связи без прямого луча многолучевое усиление в среднем заметно выше, чем в каналах той же среды с прямым лучом: 5-14 дБ против 5-9 дБ. Это связано с тем, что в каналах с прямым лучом (LOS) основная часть энергии поступает на вход приемника именно по прямому лучу, а энергия отраженных лучей относительно мала, так как отраженные лучи проходят большее расстояние, испытывают потери на отражение и т.п. Соответственно, на импульсной характеристике LOS-канала это проявляется как сильный отклик, отвечающий прямому лучу, который заметно превышает по амплитуде остальные отклики. В канале без прямого луча такого мощного отклика нет, а на импульсной характеристике NLOS-канала имеется большое количество откликов с близкими значениями амплитуды. В таком канале учет энергии дополнительных лучей заметно повышает суммарную энергию хаотического радиоимпульса на входе приемника. Следует однако заметить, что в моделях CM4a в NLOS-каналах начальное значение потерь на 15 дБ выше, чем в LOS-каналах.

Расчеты коэффициента многолучевого усиления K_M , данные которых приведены в таблице 5.2, получены в пределе $T \rightarrow \infty$, $p(t, T) = 1$, что соответствует бесконечно длинным импульсам, при этом собирается энергия всех лучей, и поэтому результаты расчетов представляют максимальные значения K_M . Очевидно, что при уменьшении длительности хаотических радиоимпульсов эффективность некогерентного сложения энергии лучей будет

ухудшаться, за счет того, что все большая часть энергии задержанных лучей будет попадать на защитный интервал T_3 . В пределе, перестанет выполняться необходимое условие возникновения эффекта многолучевого усиления (5.15).

Чтобы оценить зависимость коэффициента многолучевого усиления K_M от длительности хаотического радиоимпульса, проведены соответствующие расчеты. Для примера на рис. 5.23 для двух моделей канала приведены результаты расчета K_M (показаны несколько реализаций для каждого типа канала).

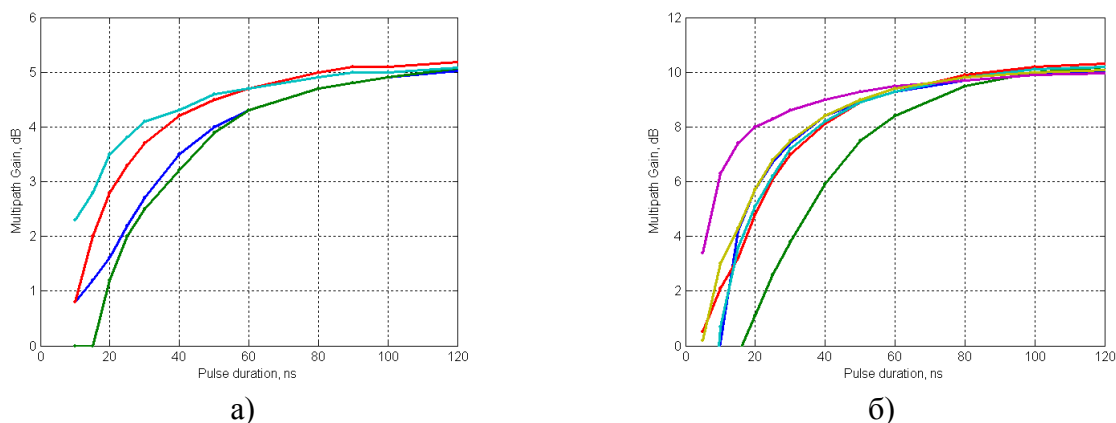


Рис. 5.23. Зависимость коэффициента многолучевого усиления K_M от длительности хаотического радиоимпульса T :
 а) модель CM4a-3 (Office LOS), б) CM4a-4 (Office NLOS)

Как следует из рис. 5.23, с увеличением длительности хаотического радиоимпульса T величина K_M приближается к пределу, показанному в таблице 5.2. Начиная с длительности радиоимпульса $T = 80 \dots 100$ нс, что соответствует скорости передачи информации до $R = 10$ Мбит/с, величина K_M практически равна максимальной для данного канала.

При уменьшении длительности хаотического радиоимпульса ниже $T = 40 \dots 60$ нс величина K_M резко падает, что говорит о том, что все большая доля дополнительной энергии не попадает на временной интервал T основного сигнала (падает на защитный интервал) и теряется. На рис. 5.23 также можно видеть, что для разных реализаций скорость уменьшения K_M с уменьшением длительности хаотического радиоимпульса довольно сильно различается.

Из анализа расчетных данных можно сделать вывод, что в использованных моделях канала многолучевое усиление начинает наблюдаться при длительностях радиоимпульсов от 10–20 нс, что соответствует скоростям передачи $R > 25\text{--}50$ Мбит/с (скважность 2).

Очевидно, что многолучевое усиление должно приводить к увеличению дальности функционирования системы связи. В рассматриваемых моделях канала зависимость мощности принимаемого сигнала P_{rx} от расстояния d описывается степенной функцией

$$P_{\text{rx}} \propto 1/d^n, \quad (5.21)$$

где показатель n определяет скорость ослабления сигнала. В свободном пространстве $n = 2$. Общее ослабление принимаемого сигнала (в децибелах) с увеличением расстояния описывается следующим выражением

$$L(d) = L_0 + 10n \log_{10}(d/d_0), \quad (5.22)$$

где $L(d)$ – ослабление на расстоянии d , L_0 – ослабление на опорном расстоянии $d_0 = 1$ м. Параметр L_0 тоже является модельным параметром, зависящим от среды распространения (см. Табл. 5.3).

Расчеты проводились для следующего набора параметров:

- а) средняя мощность передатчика $P_{\text{tx}} = -8,3$ дБм;
- б) скорость передачи $R = 1$ Мбит/с;
- в) диапазон частот $f = 3,1-5,1$ ГГц;
- г) усиление передающей антенны $G_{\text{tx}} = 0$ дБ;
- д) усиление приемной антенны $G_{\text{rx}} = -3$ дБ;
- е) коэффициент шумов, отнесенных ко входу антенны $N_f = 7$ дБ;
- ж) технические потери $I = 3$ дБ;

з) минимальное значение $E_{\delta}/N_0 = 18,5$ дБ для свободного пространства; 19,5–21 дБ для многолучевых каналов (для каждой модели канала оценивалось отдельно). При этом значении E_{δ}/N_0 вероятность ошибки на бит в приемнике составляет $4 \cdot 10^{-5}$.

На рис. 5.24 показана зависимость отношения энергии на бит к спектральной плотности шума E_{δ}/N_0 от расстояния между приемником и передатчиком. Для сравнения жирной линией на графике показан случай свободного пространства. Отметим, что каналы без прямого луча характеризуются заметно большим показателем ослабления $n > 3$, чем каналы с прямым лучом, в которых $n < 2$ (см. Табл. 5.3). Следует также заметить, что и ослабление L_0 на расстоянии 1 м в каналах без прямого луча на 0–15 дБ больше, чем для соответствующих каналов с прямым лучом. Поэтому дальность передачи в каналах без прямого луча, как правило, значительно меньше, чем в свободном пространстве.

Дальность работы прямохаотической системы связи определяется расстоянием, на котором отношение E_{δ}/N_0 уменьшается до предельно допустимой величины $E_{\delta}/N_0 = S$, при которой вероятность ошибки на бит составляет, например, $P = 4 \cdot 10^{-5}$. Для прямохаотиче-

ской системы связи в свободном пространстве $S = 18,5$ дБ, в многолучевой среде $S = 19,5$ – 21 дБ в зависимости от канала. Оценки дальности приведены в таблице 5.3.

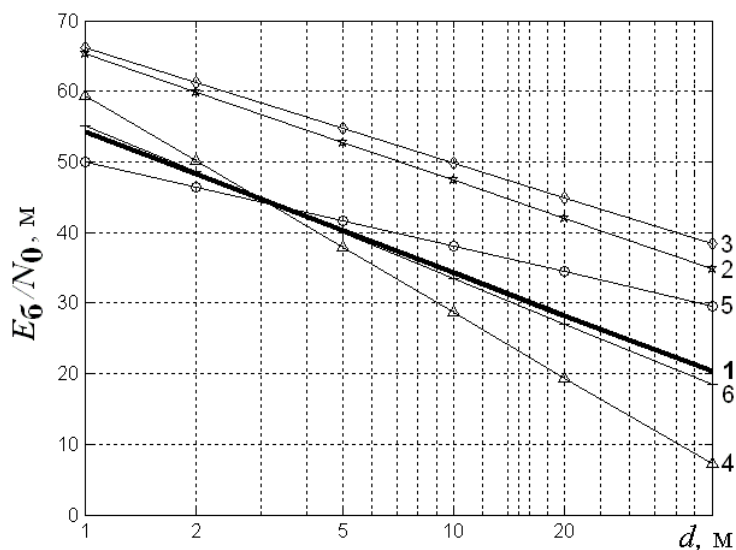


Рис. 5.24. Зависимость отношения сигнал/шум сигнала на входе приемника от расстояния с учетом многолучевого усиления
 1 – свободное пространство; 2 – жилище, ПЛ; 3 – офис, ПЛ;
 4 – офис, БПЛ; 5 – промзона, ПЛ; 6 – промзона, БПЛ

Как можно видеть из рис. 5.24, многолучевое усиление существенно улучшает характеристики системы связи, в частности, для большей части рассмотренных каналов связи расчетное отношение E_c/N_0 , а значит и дальность связи, выше, чем в свободном пространстве.

Таблица 5.3. Дальность СШП прямохаотической системы связи в многолучевой среде

Модель канала	n	Затухание L_0 на расстоянии 1 м, дБ	Дальность с учетом многолучевого усиления, м
Свободное пространство	2	44,4	33
Жилище, ПЛ	1,79	44,4	203
Жилище, БПЛ	4,58	44,4	9
Офис, ПЛ	1,63	36,6	384
Офис, БПЛ	3,07	51,4	14
Открытое пространство, ПЛ	1,76	43,3	117
Открытое пространство, БПЛ	2,5	43,3	38
Промзона, ПЛ	1,2	56,7	147
Промзона, БПЛ	2,15	56,7	28

Таким образом, использование для передачи информации сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов и детектора огибающей в качестве приемника позволяет решить некоторые проблемы многолучевого распространения (замирания), а благодаря эффекту многолучевого усиления – увеличить дальность работы системы связи по сравнению со свободным пространством.

5.4.2 Экспериментальное обнаружение эффекта многолучевого усиления

Для того чтобы проверить на практике полученные теоретические оценки, был проведен ряд экспериментов в помещениях различного типа с помощью СШП прямохаотических приемопередатчиков ППС-40А (описание приемопередатчиков см. в [360]).

Как следует из введенного выше определения коэффициента многолучевого усиления (5.10), чтобы продемонстрировать эффект многолучевого усиления, требуется измерить и сравнить мощность сигнала на входе приемника в свободном пространстве P_1 и в многолучевой обстановке P_M при одном и том же взаимном расположении передатчика и приемника. Для эксперимента выбраны три помещения с разным характером распространения сигнала. Так как при перемещении стенда даже внутри одного помещения уровень мощности сигнала на входе приемника может варьироваться, в каждом помещении проводился ряд измерений мощности – в центре, в углах, у стены и т.д.

Схема экспериментального стенда приведена на рис. 5.25. Передатчик и приемник жестко закреплены на длинной деревянной рейке на расстоянии $d = 2$ м друг от друга, так что при перемещении рейки в пространстве относительное положение приемопередающих устройств не меняется. Передатчик излучает непрерывную последовательность хаотических радиоимпульсов длительностью 100 нс с 300-нс защитными интервалами. Частотный диапазон хаотического сигнала $F = 3\text{--}5$ ГГц (полоса частот $\Delta F = 2$ ГГц).

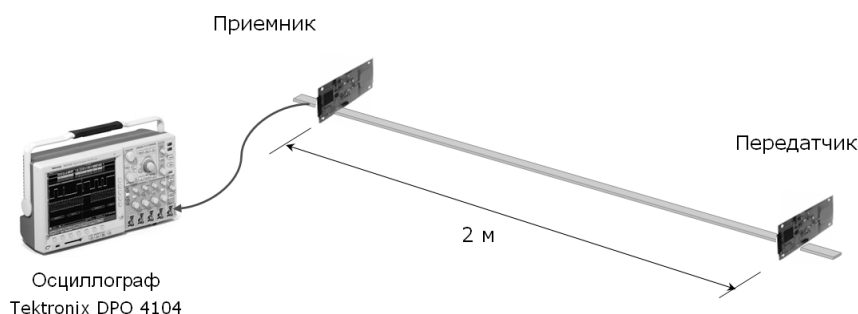


Рис. 5.25. Схема измерительного стенда

Для приема хаотических радиоимпульсов используется детектор огибающей, построенный на логарифмическом детекторе. Этот детектор отличается от квадратичного существенно большим динамическим диапазоном, кроме того изменение напряжения на

выходе детектора легко пересчитывается в децибелы изменения мощности входного сигнала. Блок-схема приемника приведена на рис. 5.26. Радиопulses принимаются антенной, усиливаются в малошумящем усилителе и поступают на логарифмический детектор, напряжение на выходе $V_{\text{вых}}$ которого пропорционально логарифму мощности входного сигнала $P_{\text{вх}}$, т.е.

$$V_{\text{вых}} = S \cdot \log(P_{\text{вх}}). \quad (5.23)$$

Коэффициент пропорциональности S называют крутизной детектора. В данном эксперименте использован логарифмический детектор AD8317ACPZ, имеющий крутизну $S = 22$ мВ/дБ [386].



Рис. 5.26. Блок-схема приемника хаотических радиопulses

При изменении мощности входного сигнала, например, на 3 дБ напряжение на выходе логарифмического детектора V_{out} изменяется на 66 мВ, что может быть достаточно надежно измерено. В данном эксперименте сигнал с выхода логарифмического детектора V_{out} (оглабающая хаотических радиопulses) подавался на цифровой запоминающий осциллограф Tektronix DPO 4104 (частота оцифровки 2,5 Гсэмпл/с), где сигнал оцифровывался и запоминался. Затем данные передавались на ПК, где в программе на MatLab выделялись импульсы и оценивалась их средняя амплитуда. По изменениям средней амплитуды импульсов делались выводы об изменении мощности сигнала на входе приемника.

По оценкам, описанная экспериментальная установка позволяет зафиксировать изменение мощности с точностью не хуже 0,5 дБ.

Поскольку довольно сложно воспроизвести условия распространения в свободном пространстве, в качестве приближения свободного пространства было использовано большое открытое помещение типа конференц-зала, размеры которого сравнимы или превышают дальность действия использованного хаотического приемопередатчика ($d_{\text{макс}} \sim 10\text{--}15$ м).

Итак, эксперименты проходили в трех помещениях: в конференц-зале, в коридоре и на складе. Конференц-зал имеет размеры (Ш × Д × В) 11 × 19 × 4,5 м, коридор 3 × 45 × 4,5 м, склад 5,5 × 6,5 × 2,4 м. Помещения имеют следующие особенности. В конференц-зале практически отсутствуют крупные металлические отражающие поверхности; с двух

сторон оно имеет высокие окна; размеры помещения делают влияние сигналов, отраженных от стен, незначительным (на пределе дальности связи). Согласно измерениям, диэлектрическая проницаемость (действительная часть) сухих кирпичных стен составляет $\varepsilon = 3,5 \dots 4$. Коэффициент отражения по мощности от такой стены при перпендикулярном падении, вычисляемый по формуле

$$\eta = \left(\frac{\sqrt{\varepsilon} - 1}{\sqrt{\varepsilon} + 1} \right)^2, \quad (5.24)$$

равен примерно 10%. В связи с этим, было решено пренебречь отражением сигнала от стен конференц-зала для результатов измерений. В то же время, влиянием сигналов, отраженных от пола и потолка, пренебречь, по-видимому, нельзя. Поэтому мощность сигнала на входе приемника в зале несколько выше, чем в свободном пространстве. Тем не менее, будем считать это помещение приближением «свободного пространства».

Коридор представляет собой длинную «трубу» прямоугольного сечения размером $3 \times 4,5$ м. Стены коридора кирпичные, перекрытия кирпично-деревянные. Поскольку в этом помещении возможны множественные отражения сигнала от стен и перекрытий, эта среда является средой с многолучевым распространением, и здесь должно наблюдаться усиление сигнала за счет отраженных лучей. По классификации Комитета по СШП моделям IEEE802.15.4 [348], его можно, по-видимому, отнести к помещениям офисного типа.

В помещении третьего типа, на складе, имеется большое количество металлических поверхностей (металлический потолок, большие металлические шкафы, широкий металлический короб воздуховода и т.д.). Как среда распространения СШП сигнала, это помещение характеризуется большим количеством сильных отраженных лучей. Согласно классификации Комитета по СШП моделям IEEE802.15.4 [348], оно ближе к среде промышленного типа.

Амплитуду импульсов сигнала огибающей в конференц-зале была принята за опорное значение и относительно него оценивалось изменение мощности в помещениях с выраженным многолучевым распространением.

Процедура проведения измерений следующая. В помещении каждого типа проводилось несколько измерений в разных местах (в центре, вблизи угла, в промежуточных положениях). (В зале измерения проводились в основном в центральной части, чтобы по возможности исключить ненужные отражения от стен.) Измерительный стенд располагался на высоте около $h = 1$ м от пола. Каждое измерение включало в себя передачу и прием 100 хаотических радиоимпульсов, запись огибающей радиоимпульсов и получение на ПК

усредненного значения их амплитуды.

Результаты измерений в помещениях трех данных типов приведены на рис. 5.27. Для каждого помещения приведены кривые огибающей радиоимпульсов (среднее по 100 импульсам). Каждая кривая соответствует одному из положений экспериментального стенда внутри помещения.

Как видно из рис. 5.27, в каждом помещении наблюдается разброс амплитуды импульса при перемещении измерительного стенда по помещению. Для зала и коридора этот разброс составляет около $\Delta V_{\text{out}} = 60 \text{ мВ}$, что соответствует разбросу около 3 дБ для мощности сигнала на входе приемника; на складе разброс составляет около $\Delta V_{\text{out}} = 100 \text{ мВ}$ (соответственно, около 4,5 дБ по мощности). Однако, что более важно, при переходе из зала в коридор или на склад, как и ожидалось, мощность сигнала на входе приемника ощутимо увеличивается: на 7–9 дБ в коридоре и на 7–14 дБ на складе.

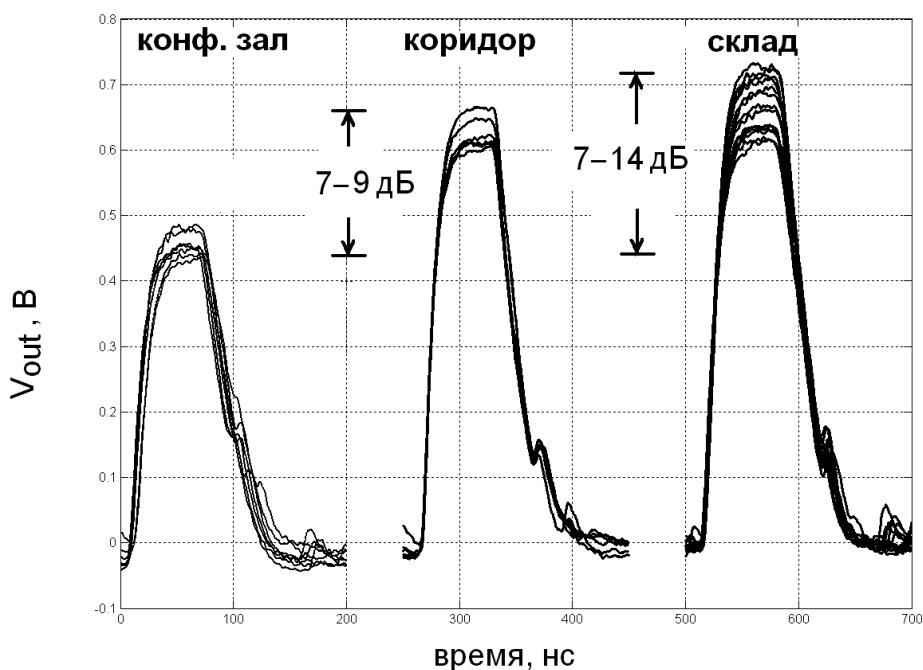


Рис. 5.27. Огибающие хаотических радиоимпульсов в помещениях разных типов

Таким образом, при переходе от среды, близкой к «свободному пространству», к многолучевой среде распространения мощность хаотических радиоимпульсов на входе приемника заметно возрастает, что приводит к увеличению выходного сигнала приемника. Это подтверждает существование эффекта многолучевого усиления. Из сравнения результатов экспериментов в коридоре и на складе следует, что с усилением многолучевого характера распространения сигнала многолучевое усиление увеличивается.

Следует также отметить, что экспериментальные значения коэффициента многолучевого усиления довольно близки к теоретическим оценкам, полученным численно при помощи сверхширокополосных моделей многолучевого распространения IEEE [348].

5.5 Возможность наблюдения исследованных явлений распространения с другими типами СШП сигналов

В предыдущих разделах были рассмотрены особенности, связанные с распространением сверхширокополосных хаотических радиосигналов в многолучевой среде помещений. К этим особенностям относятся: отсутствие замираний при распространении СШП хаотических радиосигналов, лучшее прохождение через стены зданий, многолучевое усиление хаотических радиоимпульсов. Как показал анализ, в основе всех этих эффектов лежит отсутствие корреляции между отраженными, преломленными, рассеянными и т.п. лучами на входе приемника, обусловленное быстроспадающей автокорреляционной функцией хаотического сигнала, порождаемого динамической системой. Возникает вопрос, являются ли описанные свойства СШП хаотических радиоимпульсов уникальными, или же некогерентное сложение лучей возможно и для других типов СШП сигналов, и они также могут иметь подобные характеристики. Для ответа на этот вопрос, выпишем сначала условия для наблюдения описанных выше явлений.

1. Как показано выше (см. раздел 5.4.1.2), одним из основных условий отсутствия интерференции в многолучевой среде является малое время автокорреляции сигналов τ , благодаря чему лучи, пришедшие с разных направлений, складываются по мощности. Чтобы это могло произойти, время автокорреляции τ должно быть много меньше характерной длительности многолучевого «хвоста» $t_{\text{мл}}$, т.е.

$$\tau \ll t_{\text{мл}} . \quad (5.25)$$

В качестве нижней оценки $t_{\text{мл}}$ можно взять характерное время распространения сигнала в помещении $t_{\text{распр}} = L/c$, где L – характерный размер помещения, c – скорость света. Если условие (5.25) выполнено, на длительности $t_{\text{мл}}$ найдется, по крайней мере, несколько некогерентных лучей, энергия которых будет просуммирована.

2. Для того чтобы приемник мог реализовать преимущество того, что лучи с разных направлений складываются на входе по мощности, выходной сигнал приемника $V_{\text{вых}}$ должен быть функцией мощности сигнала на его входе $P_{\text{вх}}$, т.е.

$$V_{\text{вых}} = F(P_{\text{вх}}). \quad (5.26)$$

Этому условию удовлетворяют как некорреляционные (энергетические), так и корреляционные приемники.

3. Для реализации эффекта многолучевого усиления также необходимо, чтобы длительность радиоимпульса $t_{\text{и}}$ была много больше времени автокорреляции τ , чтобы нашлось достаточно много некоррелированных лучей, энергия которых суммируется. А для большей эффективности многолучевого усиления желательно, чтобы длительность радиоимпульса $t_{\text{и}}$ была больше характерной длительности многолучевого «хвоста» $t_{\text{мл}}$, или

$$t_{\text{и}} \geq t_{\text{мл}}. \quad (5.27)$$

При этом условии энергия задержанных лучей будет, в основном, складываться с энергией основного луча, а не попадать на другие радиоимпульсы или защитные интервалы [161].

Учитывая эти условия, проанализируем различные типы СШП сигналов.

Начнем со *сверхкоротких импульсов*. Это импульсы, форма которых представляет из себя один период колебаний длительностью порядка $t_i = 100\text{--}250$ пс. Для таких импульсов время автокорреляции τ равно длительности импульса t_i , т.е. $\tau = t_i$. Таким образом, условие (5.25) выполняется. Однако, условие (5.27) для них принципиально не выполняется. Чтобы собрать энергию задержанных лучей, можно включить приемник сверхкоротких импульсов на время, существенно превышающее длительность импульса, например, на время $t_{\text{мл}}$, но это приведет к пропорциональному ухудшению отношения сигнал/шум.

Формально сверхширокополосные, *OFDM-сигналы* состоят из набора радиоимпульсов с синусоидальным заполнением, одновременно излучаемых на некоторой сетке независимых частот (подканалов). В многолучевой среде OFDM-сигналы ведут себя как независимые узкополосные сигналы, в том числе, испытывают замирения на отдельных частотах (подканалах), приводящие к потере части данных. Поэтому никакие из описанных эффектов для OFDM-сигналов невозможны.

ЛЧМ-сигналы имеют быстроспадающую автокорреляционную функцию (АКФ), а длительность ЛЧМ-радиоимпульсов может варьироваться в довольно широких пределах (см. рис. 5.28). Поэтому для ЛЧМ-сигналов, по-видимому, также могут наблюдаться описанные явления, однако этот вопрос выходит за рамки анализа характеристик распростра-

нения СШП хаотических сигналов и здесь специально не рассматривается. Тем не менее, приведем некоторые предварительные соображения.

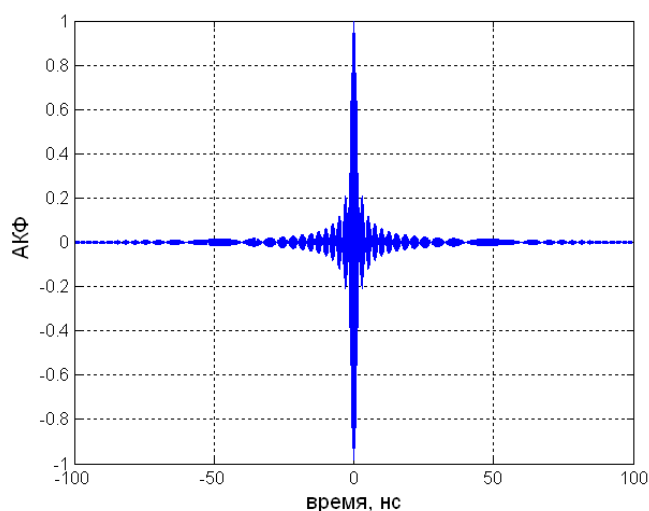


Рис. 5.28. Автокорреляционная функция ЛЧМ-радиоимпульса;
 $T_p = 100$ нс, $\Delta F = 500$ МГц

В вопросе некогерентного сложения сигналов с ЛЧМ-модуляцией ключевым фактором может оказаться скорость перестройки частоты m . Так, для передачи информации со скоростями порядка единиц Мбит/с длительность формируемых ЛЧМ-импульсов должна составлять сотни наносекунд.

Пусть длительность импульса равна $T_p = 100$ нс, диапазон перестройки частоты $\Delta F = 500$ МГц, тогда скорость перестройки частоты составляет $m = 5$ МГц/нс (порядка 1 МГц на средний период). Этого может оказаться недостаточно для формирования сплошного спектра; кроме того, лучи с небольшими относительными задержками (порядка нескольких наносекунд) могут сохранять остаточную корреляцию, что будет снижать эффективность суммирования.

Для примера, рассмотрим подробнее на рис. 5.29 фрагмент АКФ ЛЧМ-радиоимпульса из рис. 5.28. Согласно выражению (5.1) для шумоподобных сигналов, можно ожидать, что время автокорреляции СШП ЛЧМ-радиоимпульса составит $\tau = 1/\Delta F = 1/500$ МГц = 2 нс. Действительно, как следует из рис. 5.29, первый нуль огибающей АКФ равен 2 нс. Однако затухание АКФ ЛЧМ-радиоимпульса происходит медленнее, чем для хаотических сигналов; на это параметр влияет, помимо прочего, скорость перестройки частоты m , чем она ниже, тем мгновенный сигнал для наблюдателя ближе синусоиде.

В связи с этим, уровень АКФ $< 0,1$ в данном примере достигается только при $\tau \approx 6$ нс вместо $\tau \approx 2$ нс по формуле (5.1). Это означает, что лучи с относительным набегом поряд-

ка $l = c\tau = 1,8$ м (например, лучи из кластера в двухкластерной модели канала, см. раздел 5.4.1.3) сохраняют еще некоторую коррелированность. Таким образом, эффективность сложения энергии «длинных» ЛЧМ-радиоимпульсов заметно ниже, чем для хаотических радиоимпульсов. С увеличением скорости перестройки частоты (и соответствующим уменьшением длительности ЛЧМ-радиоимпульсов) разница в свойствах СШП ЛЧМ и хаотических радиоимпульсов будет, по-видимому, уменьшаться.

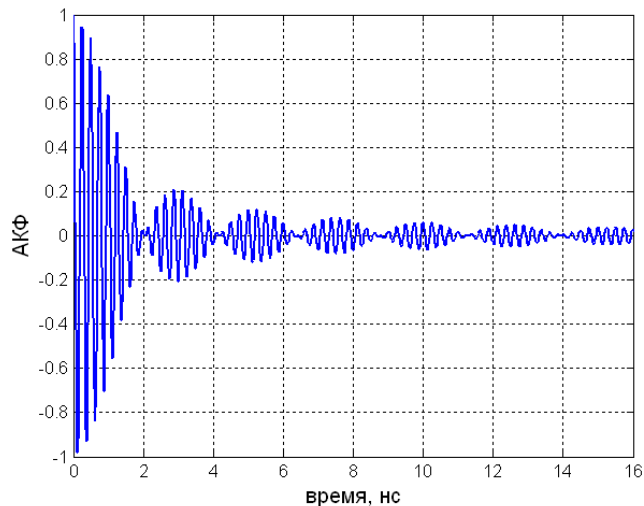


Рис. 5.29. Фрагмент автокорреляционной функции из рис. 5.28

Помимо рассмотренных типов СШП сигналов, в стандартах IEEE 802.15.4a [138] и 802.15.6 [139] для передачи информационных символов предусмотрено использование пачек коротких радиоимпульсов (с заполнением синусоидой). Например, представим символ длительностью $T = 32$ нс пачкой из 8 радиоимпульсов длительностью $t_{и} = 2$ нс каждый с пустыми промежутками между этими радиоимпульсами длительностью также $t_{з} = 2$ нс; огибающая каждого радиоимпульса колоколообразная. Радиоимпульсы заполнены синусоидой частоты $f_{с}$, которая определяет среднюю частоту спектра сигнала, а длительность каждого радиоимпульса $t_{и}$ — ширину полосы частот сигнала $\Delta f = 1/t_{и}$ [373].

Автокорреляционная функция такого сигнала показана на рис. 5.30. Хотя эта функция и имеет ряд провалов, отвечающих пустым промежуткам между отдельными короткими радиоимпульсами, она спадает медленно и регулярно, поэтому использование таких сигналов в многолучевой среде будет приводить к возникновению выраженной интерференционной картины. Следовательно, описанные выше явления для таких сигналов наблюдаться не будут.

Для того чтобы пачки радиоимпульсов имели быстроспадающую автокорреляционную функцию, необходимо устранить регулярность сигнала, например, варьировать ча-

стоту заполнения отдельных радиоимпульсов, их положение на временной оси и т.п. Однако нетрудно заметить, что последовательное развитие такого подхода приведет к формированию шумоподобных сигналов, т.е. к аналогу уже рассмотренных в данной статье хаотических радиоимпульсов.

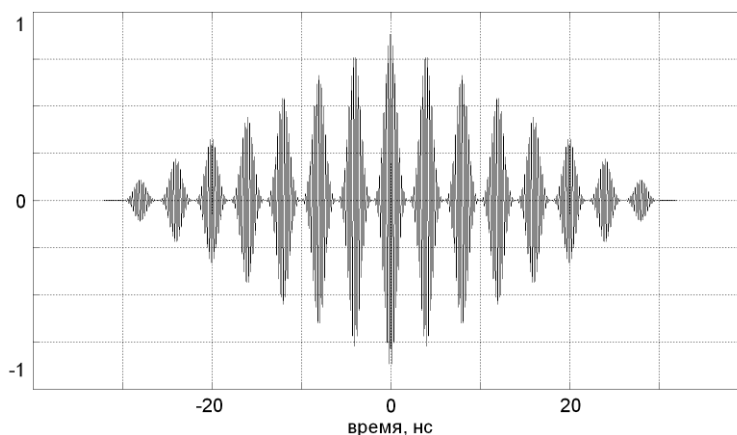


Рис. 5.30. Автокорреляционная функция пачки коротких радиоимпульсов

5.6 Выводы

В данной главе с единых позиций рассмотрены особенности распространения сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов в многолучевой среде зданий и помещений. Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований некоторых задач распространения СШП хаотических радиоимпульсов в многолучевой среде, включая исследование интерференции, прохождения через препятствия и явление многолучевого усиления. Эти вопросы являются актуальными в плане практического применения хаотических сигналов в СШП беспроводных системах передачи информации в качестве несущих сигналов.

Теоретически и экспериментально показано, что в многолучевой среде сложение СШП сигнала прямого луча на входе приемника с отраженными лучами не приводит к возникновению интерференции. Это связано с тем, что лучи в точке приема являются некоррелированными, благодаря быстроспадающей автокорреляционной функции хаотических сигналов. Так как лучи в точке приема складываются по мощности, интерференционная картина практически отсутствует: размах колебаний мощности СШП сигнала на входе приемника составляет 1,5-2 дБ по сравнению с 25-30 дБ для узкополосных сигналов (меньше на 2-3 порядка).

Помимо практического отсутствия интерференционной картины, существенной особенностью распространения сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов в мно-

голучевой среде является более медленное ослабление мощности сигнала приемника с удалением от передатчика, чем в свободном пространстве: типичные значения показателя $n = 1,4 - 1,8$. В многолучевой среде сигнал затухает медленнее, так как на вход приемника за счет переотражений поступает больше энергии передатчика, чем в свободном пространстве, в котором энергия непрямых лучей безвозвратно теряется.

Вопрос прохождения СШП хаотических радиосигналов через препятствия (стены зданий) также рассмотрен с позиций многолучевого распространения. Предложена простая качественная модель, в которой прохождение сигнала через препятствие рассматривается как два одновременных процесса: зависящее от частоты ослабление электромагнитной волны в строительном материале (дающее почти экспоненциальный тренд) и рассеяние волны на неоднородностях материала стены. В случае узкополосного сигнала, сложение множества рассеянных лучей, которые являются когерентными, объясняет быстрые осцилляции показателя ослабления на экспериментальных графиках зависимости $S_{21}(f)$. В случае СШП сигналов, рассеянные лучи с относительной задержкой Δt превышающей время автокорреляции τ не когерентны и складываются по мощности, поэтому прохождение СШП сигналов должно сопровождаться меньшим ослаблением по сравнению с узкополосными сигналами. Для оценки показателя ослабления $S_{21,UWB}$ СШП сигнала можно ориентироваться на среднее по диапазону значение показателя ослабления $S_{21}(f)$, измеренное с помощью узкополосных сигналов, что подтверждается и численным моделированием на этой качественной модели.

Проведены натурные измерения ослабления СШП сигналов в кирпичной стене. Сравнение результатов СШП измерений с известными из литературы данными для узкополосных сигналов показало меньшее ослабление СШП сигналов. Получены следующие данные: $S_{21} = 2-5$ дБ для кирпичной стены толщиной $l = 35$ см, или 7-10 дБ/м. Поскольку экспериментальные и литературные измерения проводились на разных материалах, делать однозначный вывод о преимуществе СШП сигналов преждевременно. Тем не менее, полученные экспериментальные данные могут быть использованы при разработке СШП аппаратуры связи диапазона $F = 3-5$ ГГц.

Численно и экспериментально исследовано явление многолучевого усиления хаотических сигналов (усиления мощности сигнала на входе приемника) в многолучевой среде. Коэффициент многолучевого усиления сигнала K_M определяется как отношение мощности сигнала на входе приемника P_M к мощности сигнала P_1 , доставляемого одним, самым сильным лучом:

$$K_M = P_M/P_1.$$

Выполнены численные оценки величины многолучевого усиления с помощью моделей СШП многолучевого канала Комитета по стандартизации IEEE 802.15.4a. Эти оценки составили $K_M = 5-9$ дБ для каналов с прямым лучом и $K_M = 5-14$ дБ для каналов без прямого луча.

Выявлены условия, при которых может наблюдаться многолучевого усиление хаотических радиоимпульсов.

Для верификации эффекта многолучевого усиления проведен ряд экспериментов в помещениях различного типа. Измерения показали, что при переходе из среды, близкой по свойствам к свободному пространству (конференц-зал), в многолучевую среду мощность сигнала на входе приемника ощутимо увеличивается: на 7–9 дБ в коридоре и на 7–14 дБ на складе. Эти экспериментальные результаты близки к теоретическим оценкам.

Таким образом, во время экспериментальных исследований были выявлены особенности распространения СШП хаотических радиосигналов в помещениях, такие, как практическое отсутствие интерференции, лучшее прохождение через препятствия, многолучевое усиление. В основе всех этих эффектов лежит отсутствие корреляции между отраженными, преломленными и т.п. лучами на входе приемника, обусловленное быстроспадающей автокорреляционной функцией хаотических сигналов.

Исследован вопрос, могут ли другие типы СШП сигналов проявлять описанные свойства. Анализ характеристик сверхкоротких импульсов, OFDM-импульсов, ЛЧМ-импульсов, коротких радиоимпульсов и их пачек показал, что описанные в данной главе явления можно считать уникальными и характерными почти исключительно для СШП хаотических сигналов. Они обусловлены быстро спадающей автокорреляционной функцией СШП хаотических радиоимпульсов в сочетании с их достаточно большой длительностью (по сравнению с длиной «многолучевого хвоста»). Со значительными оговорками (в части длительности импульса) и в меньшей степени, они, по-видимому, могут наблюдаться также для ЛЧМ-импульсов

Глава 6. Коллективная передача информации с помощью сверхширокополосных прямохаотических ансамблей

Глава 6 посвящена исследованию коллективных режимов передачи ансамбля сверхширокополосных (СШП) прямохаотических передатчиков, а также структуры поля излучения такого ансамбля. Данное исследование связано с проблемой увеличения дальности передачи информации с помощью СШП приемопередающих систем. Как указывалось в предыдущей главе (см. раздел 5.1), с начала 2000-х гг. для безлицензионной сверхширокополосной связи [149, 347] во многих странах мира выделен диапазон частот $F = 3 - 10$ ГГц [133, 134]. Чтобы не создавать помех работающим в данном диапазоне узкополосным приемопередающим системам, на спектральную плотность излучаемой мощности СШП передатчиков национальными регуляторами наложены жесткие ограничения в виде так называемой «спектральной маски» (см. рис. 5.1) [133, 134]. В силу этих ограничений интегральная мощность излучения СШП передатчика не может превышать нескольких сотен микроватт, соответственно, дальность действия СШП устройств связи составляет $d = 10-30$ м. Увеличение этого расстояния способно значительно расширить круг возможных приложений СШП систем и сетей связи.

Ограничения регулятора на спектральную плотность мощности СШП передатчиков установлены с таким расчетом, что излучение даже большого количества (до 1000 шт.) СШП передатчиков, одновременно излучающих в одной области пространства, не должно создавать помех для существующих узкополосных средств связи, попадающих в указанный диапазон. В то же время, ограничения на спектральную плотность излучения относятся только к отдельным передатчикам, однако допускается одновременная работа совокупности передатчиков с некогерентными сигналами. Исходя из этих правил применения СШП устройств, в данной главе для увеличения дальности СШП связи предлагается использовать режим коллективного излучения радиосигнала ансамблем СШП передатчиков.

В данной главе исследуются характеристики излучения ансамбля хаотических излучателей, связанные как со сверхширокой полосой, так и с хаотической природой носителей информации. Структура главы следующая. В разделе 6.1 вводится ансамбль сверхширокополосных прямохаотических излучателей. В разделе 6.2 аналитически, в частотной области описываются характеристики излучения ансамбля СШП хаотических некогерентных излучателей, включая пространственную структуру излучения и оценку границы дальней зоны. В разделе 6.3 описывается модель СШП хаотического ансамбля во временной области, и приводятся результаты исследования ансамбля методами численного мо-

делирования. В разделе 6.4 характеристики СШП хаотического ансамбля сравниваются с характеристиками ансамблей на других типах СШП сигналов (сверхкороткие импульсы и короткие радиоимпульсы); рассматриваются характеристики ансамблей СШП излучателей с коррелированными сигналами. Наконец, в разделе 6.5 описывается экспериментальная реализация СШП прямохаотического излучающего ансамбля, и приводятся результаты экспериментов с этим ансамблем. Материалы, изложенные в этой главе, вошли в публикации [155, 182-190].

6.1 Сверхширокополосный прямохаотический излучающий ансамбль

Сверхширокополосные прямохаотические средства связи [135-137], первоначально предложенные для схемы связи «точка – точка», хорошо вписались в концепцию СШП беспроводных сенсорных сетей. Был разработан ряд СШП приемопередающих устройств, решающих различные локальные коммуникационные задачи, том числе для мобильных объектов, а также разработано программное обеспечение (ПО), позволяющее с помощью этих СШП приемопередающих устройств реализовать самоорганизующиеся ad-hoc беспроводные сети связи и беспроводные сенсорные сети [359, 360, 387-389]. Взаимодействие элементов этих сетей (сенсорных узлов) обеспечивает передачу информации, собираемой в различных точках пространства, на расстояния, превышающие дальность действия отдельного устройства [359, 360].

Однако задача увеличения дальности СШП прямохаотической связи остается актуальной, и она может быть решена различными техническими способами. Одни из них, такие, как дополнительное усиление сигнала в передатчике перед антенной или увеличение чувствительности приемника, требуют переработки и отладки конструкции передатчика. Другие, как применение направленных антенн, приводят к ограничениям на пространственное размещение узлов беспроводной сети связи, и потому неприменимы в сетях с произвольной (ad-hoc) или мобильной (MANET) структурой [366-370].

В данной главе для увеличения отношения сигнал/шум на входе приемника предлагается увеличение мощности передачи путем организации коллективного процесса излучения радиосигналов в многоэлементных системах. Как следует из документов, регулирующих повторное использование спектра [134], ограничения на спектральную плотность излучения относятся только к отдельным передатчикам, при этом разрешается использование в одной области пространства совокупности передатчиков с некогерентными сигналами, что дает возможность применения ансамблей передатчиков в режиме коллективного из-

лучения для увеличения мощности передачи и, соответственно, увеличения дальности связи.

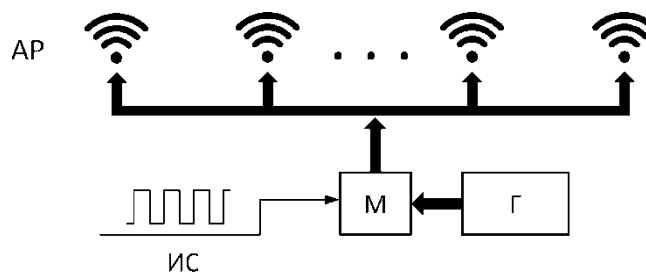


Рис. 6.1. Передача информации с помощью антенной решетки
АР – антенная решетка, ИС – информационный сигнал,
Г – генератор, М – модулятор

Классическими радиосистемами коллективного излучения являются многоэлементные антенные системы, в том числе активные антенные решетки [390-393]. Коллективное излучение в передающих антенных решетках осуществляется либо с помощью общего источника генерируемого сигнала, подводимого к антеннам решетки (см. рис. 6.1), либо с помощью генераторов, имеющихся у каждой из антенн решетки и синхронизированных между собой. В обоих случаях в пространство излучается согласованный (когерентный) сигнал от группы элементов. Расположение элементов и запаздывания между сигналами отдельных элементов определяют структуру поля системы излучателей в целом. В классических антенных решетках несинхронный режим излучения различными антенными элементами не используется [394, 395].

В отличие от антенных решеток, коллективное излучение в многоэлементных прямохаотических излучающих системах формируется на основе несинхронного (некогерентного) режима излучения элементами ансамбля. Каждый узел ансамбля имеет свой независимый передатчик, излучающий хаотический сигнал. В общем случае, даже генераторы, собранные из одинаковых элементов, стартуя с разных начальных условий, производят некоррелированные хаотические сигналы, (об автокорреляционной функции детерминированных хаотических динамических систем см. [131, 132]). Так как сигналы хаотических генераторов элементов ансамбля являются некоррелированными, то электромагнитные поля, создаваемые излучателями, также являются некоррелированными, как в пространстве, так и во времени.

В прямохаотических системах связи передача информации осуществляется путем формирования и излучения потока хаотических радиоимпульсов [135-137]. На рисунке 6.2 изображен способ ортогональной модуляции несущего хаотического сигнала, в котором символы «1» и «0» кодируются за счет наличия или отсутствия хаотического радиоим-

пульса на предписанной временной позиции T_p . Защитные интервалы длительностью T_g применяются для исключения межсимвольных помех.

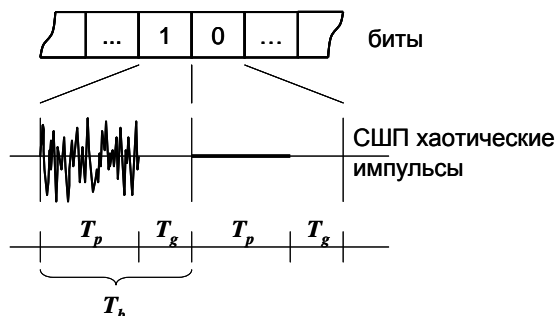


Рис. 6.2. Схема кодирования бинарной информации.
 T_b – длительность бита, T_p – длительность радиоимпульса,
 T_g – защитный интервал

Чтобы организовать передачу информации с помощью ансамбля прямохаотических передатчиков, сложение по мощности необходимо осуществлять в пределах каждого интервала времени излучения импульса T_p элементами ансамбля. Для этого время начала излучения импульсов и их длительность должны быть согласованы во всех излучающих элементах ансамбля. Другими словами, необходима синхронизация моментов срабатывания модуляторов (включения/выключения хаотических генераторов) в соответствии с передаваемой информацией.

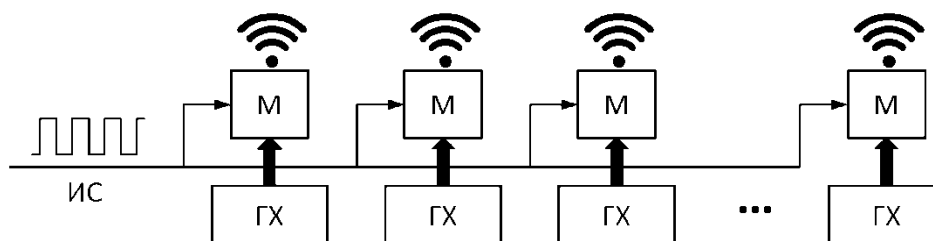


Рис. 6.3. Прямохаотический излучающий ансамбль
 ИС – информационный сигнал, ГХ – генератор хаоса, М – модулятор

С этой целью, на модуляторы всех передатчиков подается один и тот же информационный сигнал (см. рис. 6.3), поэтому передатчики излучают одновременно, каждый через свою антенну, одинаковую последовательность хаотических радиоимпульсов. Таким образом, прямохаотический излучающий ансамбль представляет собой совокупность передатчиков, согласованно во времени (т.е. одновременно) излучающих некогерентные хаотические радиоимпульсы. Можно сказать, что в отличие от классических передатчиков с многоэлементными антенными системами, в прямохаотических излучающих ансамблях синхронизация элементов производится не по несущему сигналу, а по информационному.

Такая синхронизация может осуществляться по проводам, волоконно-оптическому кабелю или по беспроводному каналу. Например, в качестве ансамбля некогерентных элементов может быть использована группа прямохаотических приемопередатчиков, работающих в режиме одновременной ретрансляции сигнала, передаваемого с «ведущего» передатчика.

Таким образом, в данной главе исследуются характеристики излучения сверхширокополосного прямохаотического излучающего ансамбля, представляющего собой набор некогерентных прямохаотических передатчиков, размещенных в ограниченной области пространства и синхронизированных по цепи информационного сигнала. В качестве физической реализации такого ансамбля можно ввести специальное коммуникационное устройство – СШП прямохаотическую излучающую панель, например, в виде решетки регулярно расположенных СШП прямохаотических передатчиков. Другим примером такого ансамбля может служить коллектив мобильных роботов, в котором коллективный режим излучения используется для связи с удаленной базовой станцией и т.п.

Для исследования характеристик излучения такого СШП излучающего ансамбля рассмотрим ансамбль СШП хаотических излучателей с индивидуальными антеннами.

6.2 Аналитические оценки характеристик излучения СШП ансамбля

Исследуем характеристики излучения сверхширокополосного прямохаотического излучающего ансамбля. Так как в прямохаотической системе связи используется некогерентный (энергетический) прием, то нас будут интересовать в первую очередь энергетические характеристики излучения (по мощности). В ходе исследования определим мощность излучения ансамбля, энергетическую диаграмму направленности (ЭДН), оценим границу дальней зоны.

Рассмотрим излучающий ансамбль, элементами которого являются прямохаотические передатчики с излучающими антеннами, расположенные в точках пространства $\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_N$ (см. рис. 6.4), N – число излучателей ансамбля.

Будем считать, что каждый передатчик содержит генератор сверхширокополосных хаотических колебаний, занимающих полосу частот от f_n до f_b . Так как хаотические генераторы независимы, их сигналы $v_i(t)$, $i = 1, \dots, N$, являются некоррелированными [131, 132], т.е. попарные функции кросс-корреляции

$$Z_{ij}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} v_i(t)v_j(t+\tau)dt \approx 0 \quad (6.1)$$

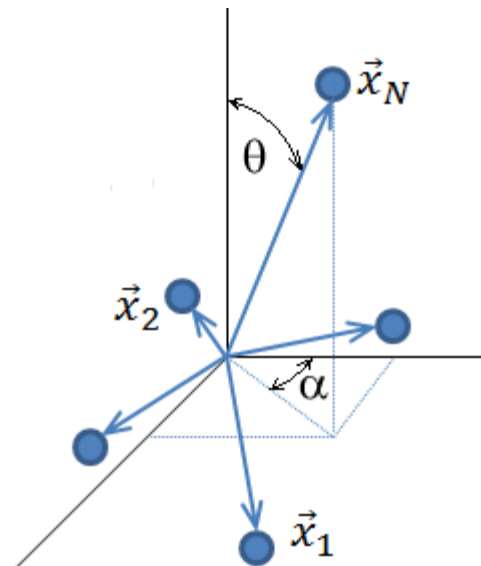


Рис. 6.4. Прямохаотический излучающий ансамбль в декартово-полярной системе координат

не имеют выраженных максимумов. При этом поля, создаваемые излучателями, также являются некоррелированными, как в пространстве, так и во времени.

Антенны излучателей, в общем случае, различны и заданы нормированными диаграммами направленности по амплитуде $F_i(\theta, \alpha, \omega)$.

Исследование характеристик излучения ансамбля проведем в спектральном представлении в скалярной модели поля.

6.2.1 Мощность излучения ансамбля

Поле единичного излучателя, расположенного в начале сферической системы координат, в свободном пространстве в точке приема $M(\theta, \alpha, r)$ имеет вид расходящейся сферической волны [390, 391]:

$$E(\theta, \alpha, r, \omega) = \frac{A\omega}{r\sqrt{4\pi}} S(\omega)F(\theta, \alpha, \omega) \exp[-j(kr + \varphi)], \quad (6.2)$$

где E – комплексная амплитуда электрического поля, θ и α – углы сферической системы координат (см. рис. 6.4); A – множитель, определяющий интенсивность колебаний элемента ансамбля; $S(\omega)$ – комплексная спектральная плотность сигнала на входе антенны; $F(\theta, \alpha, \omega)$ – нормированная диаграмма направленности (ДН) излучателя по полю; r и $\varphi(\omega)$ – соответственно расстояние от излучателя до точки наблюдения и случайная фаза его тока возбуждения; $k = \omega/c$ – волновое число; ω – круговая частота излучения; c – скорость света. (В дальней зоне $kr \gg 1$ (определение и оценки дальней зоны СШП излучающего ансамбля обсуждаются далее в разделе 6.2.3) фронт волны является плоским.)

Мгновенная плотность мощности поля в точке $M(\theta, \alpha, r)$ с точностью до постоянного множителя равна, согласно теореме Парсеваля [396],

$$P(\theta, \alpha, r) = \int_0^\infty |E|^2 d\omega = \int_{\omega_n}^{\omega_g} |E|^2 d\omega. \quad (6.3)$$

Рассмотрим теперь ансамбль дискретных излучателей, геометрический центр которого находится в центре координат. Поле E_Σ для системы N излучателей в точке $M(\theta, \alpha, r)$ равно сумме полей всех излучателей [390]:

$$E_\Sigma(\theta, \alpha, r, \omega) = \sum_{n=1}^N E_n(\theta_n, \alpha_n, r_n, \omega). \quad (6.4)$$

где E_n – поле, создаваемое n -м излучателем в точке приема. Плотность мощности суммарного поля P_Σ равна

$$P_\Sigma = \int_0^\infty \left| \sum_{n=1}^N E_n \right|^2 d\omega = \sum_{n=1}^N \int_{\omega_n}^{\omega_g} |E_n|^2 d\omega + \sum_{i \neq j} \int_{\omega_n}^{\omega_g} |E_i E_j| d\omega. \quad (6.5)$$

С учетом формулы (6.3), первый член в выражении (6.5) представляет собой сумму плотностей мощности полей элементов ансамбля в точке приема. Второй член в выражении (6.5) близок к нулю, так как он представляет собой сумму интегралов от произведения некоррелированных функций. Следовательно,

$$P_\Sigma \approx \sum_{n=1}^N P_n. \quad (6.6)$$

Таким образом, плотность мощности суммарного поля в точке наблюдения $M(\theta, \alpha, r)$ равна сумме плотностей мощности полей, создаваемых в этой точке излучателями ансамбля, причем это утверждение выполняется в дальней зоне вдоль всех направлений (θ, α) .

Запаздывания в каком-то направлении от отдельных элементов ансамбля не сказываются на общем характере сложения излучаемых сигналов, поскольку, как говорилось выше, сигналы отдельных элементов не коррелированы. Поэтому геометрия расположения излучателей в пространстве не оказывает влияния на сложение СШП хаотических сигналов. Если считать излучение от каждого элемента ненаправленным, то в дальней зоне, на достаточном удалении от группы излучающих элементов, суммарное излучение также будет ненаправленным.

Эта ситуация аналогична сложению света от нескольких некогерентных источников, например, ламп накаливания. Важным моментом такого сложения является отсутствие интерференции между сигналами от группы разных источников [397, 398].

6.2.2 Диаграмма направленности излучения ансамбля

Заметим, что диаграмма направленности (ДН) $F(\theta, \alpha, \omega)$ парциальных излучателей ансамбля в выражение (6.6) в явном виде не входит. Чтобы определить пространственную структуру излучения ансамбля СШП прямохаотических элементов, определим для него диаграмму направленности. Продолжая аналогию с некогерентной оптикой, будем использовать здесь понятие энергетической диаграммы направленности (ЭДН), которое близко к таким светотехническим характеристикам, как «угловое распределение силы света», «кривые силы света», «фотометрическое тело», «светораспределение» и проч. [398, 399], которые описывают пространственное распределение световой энергии. Например, в светотехнике под *фотометрическим телом* понимают «геометрическое место концов радиусов-векторов, выходящих из светового центра прибора, длина которых пропорциональна силе света прибора в соответствующем направлении», а *кривой силы света* называют «кривую зависимости силы света (т.е. световой энергии в единицу времени) светового прибора от меридиональных и экваториальных углов, получаемую сечением фотометрического тела светового прибора плоскостью» [399]. В практическом смысле, это совпадает с тем, как здесь понимается энергетическая диаграмма направленности радиоизлучения.

Физический смысл ЭДН сверхширокополосного излучателя есть зависимость потока излучаемой мощности от направления в пространстве. Обычно в радиофизике для описания этой характеристики излучателя используют ДН по мощности, под которой понимают ДН плотности мощности на конкретной частоте ω и используют обозначение $F^2(\theta, \alpha, \omega)$. Однако, как будет показано ниже, в случае СШП излучателя нельзя отделить характеристики излучения от свойств излучаемого сигнала, поэтому во избежание путаницы для ЭДН введем здесь отдельное обозначение $H(\theta, \alpha)$.

Чтобы определить пространственную структуру излучения ансамбля СШП прямохаотических элементов, сначала определим энергетическую диаграмму направленности $H(\theta, \alpha)$ в дальней зоне для единичного СШП излучателя, установим связь между ДН по полю $F(\theta, \alpha, \omega)$ и ДН по мощности (т.е. ЭДН) $H(\theta, \alpha)$, а затем рассчитаем ЭДН ансамбля СШП излучателей $H_2(\theta, \alpha)$.

Определим ЭДН для единичного источника как отношение плотности мощности поля излучения источника $P(\theta, \alpha, r)$ к плотности мощности поля $P_i(r)$, создаваемого источником равной мощности при изотропном излучении

$$H(\theta, \alpha) = \frac{P(\theta, \alpha, r)}{P_i(r)}. \quad (6.7)$$

Подобным образом ЭДН (или КНД) определяется в работах [400-402], посвященных исследованию структуры излучения СШП излучателей сверхкоротких импульсов.

Плотность мощности поля $P_i(r)$ при изотропном излучении описывается выражением $P_i(r) = P_0/4\pi r^2$, где P_0 – мощность излучения источника. С учетом обозначений, введенных в предыдущем разделе, полную мощность излучения источника P_0 можно вычислить по формуле

$$P_0 = A^2 \int_{\omega_n}^{\omega_g} |S(\omega)|^2 d\omega. \quad (6.8)$$

Плотность мощность поля $P(\theta, \alpha, r)$ вычислим, используя выражения (6.2) и (6.3):

$$\begin{aligned} P(\theta, \alpha, r) &= \int_0^\infty \left| \frac{A}{r\sqrt{4\pi}} S(\omega) F(\theta, \alpha, \omega) \exp[-j(kr + \varphi)] \right|^2 d\omega = \\ &= \frac{A^2}{4\pi r^2} \int_{\omega_n}^{\omega_g} |S(\omega)|^2 F^2(\theta, \alpha, \omega) d\omega. \end{aligned} \quad (6.9)$$

Подставив выражение (6.9) для плотности мощности поля в точку $M(\theta, \alpha, r)$ в выражение (6.7), с учетом (6.8) получим

$$H(\theta, \alpha) = \frac{\int_{\omega_n}^{\omega_g} |S(\omega)|^2 F^2(\theta, \alpha, \omega) d\omega}{\int_{\omega_n}^{\omega_g} |S(\omega)|^2 d\omega}. \quad (6.10)$$

Анализируя выражение (6.10), заметим следующее. Во-первых, так как ДН по полю $F(\theta, \alpha, \omega)$ нормированная, то и ЭДН $H(\theta, \alpha)$ нормированная. Во-вторых, ЭДН $H(\theta, \alpha)$ не зависит от частоты (что, впрочем, следует из определения). В-третьих, ЭДН СШП излучателя зависит от характеристик (спектра) излучаемого сигнала. Это свойство резко отличает ЭДН $H(\theta, \alpha)$ от привычного в радиофизике понятия диаграммы направленности. При общепринятом подходе, при рассмотрении на конкретной частоте ω можно отделить характери-

стики антенны от характеристик излучаемого сигнала, а диаграммы направленности по полю $F(\theta, \alpha, \omega)$ и по мощности $F^2(\theta, \alpha, \omega)$ приписать антенне [390-393]. Однако в случае СШП сигналов, расчет мощностных характеристик выполняется путем интегрирования по частоте (теорема Парсеваля [396]), поэтому итоговая характеристика ЭДН (6.10) включает в себя спектральную характеристику $S(\omega)$, т.е. оказывается неотделима от свойств излучаемого сигнала. К схожим выводам пришли исследователи в области сверхширокополосной радиолокации [400-404] (более подробно сходство и различие результатов обсуждается в разделе 6.4).

В частном случае, когда диаграмма направленности F не зависит (или слабо зависит) от частоты ω в диапазоне частот $[\omega_n, \omega_s]$ СШП сигнала, т.е. $F(\theta, \alpha, \omega) = F(\theta, \alpha)$, из формулы (6.10) получаем, что ЭДН $H(\theta, \alpha)$ равна диаграмме по мощности $F^2(\theta, \alpha)$.

Определив ЭДН отдельного источника $H(\theta, \alpha)$, рассмотрим теперь направленные свойства ансамбля сверхширокополосных хаотических передатчиков. Определим ЭДН ансамбля $H_\Sigma(\theta, \alpha)$ так же, как это было сделано выше для одного источника, т.е. как зависимость потока мощности, излучаемой ансамблем, от направления в пространстве, аналогично (6.7),

$$H_\Sigma(\theta, \alpha) = \frac{P_\Sigma(\theta, \alpha, r)}{P_{\Sigma,i}(r)}, \quad (6.11)$$

где $P_\Sigma(\theta, \alpha, r)$ – плотность мощности поля ансамбля (6.6), а $P_{\Sigma,i}(r)$ – плотность мощности поля ансамбля таких же излучателей, у которых все антенны заменены на изотропные. Тогда

$$H_\Sigma(\theta, \alpha) = \frac{\sum_{n=1}^N P_{i,n} H_n(\theta, \alpha)}{\sum_{n=1}^N P_{i,n}}, \quad (6.12)$$

где $P_{i,n}(r_i)$ – плотность мощности поля n -го источника в точке $M(\theta, \alpha, r)$ при изотропном излучении. В дальней зоне разницей хода лучей $(r_i - r_j)$ можно пренебречь, так как $(r_i - r_j) \ll r$, и перейти в формуле (6.12) от плотностей мощности $P_{i,n}$ к мощностям излучения источников $P_{Tx,n}$.

Если все элементы ансамбля одинаково ориентированы и имеют одинаковые диаграммы направленности, т.е. $F_n(\theta, \alpha, \omega) = F_0(\theta, \alpha, \omega)$ и соответственно $H_n(\theta, \alpha) = H_0(\theta, \alpha)$, то, как следует из (6.12), $H_\Sigma(\theta, \alpha) = H_0(\theta, \alpha)$, т.е. энергетическая диаграмма направленности ансамбля совпадает с ЭДН каждого отдельного элемента. Такое свойство ансамбля хаотических передатчиков резко отличает его от ансамбля когерентных излучателей, для которого харак-

терно появление направленных свойств даже при изотропном характере излучения составляющих ансамбль элементов. Следует заметить, что ЭДН ансамблей излучателей СШП сигналов с фиксированной формой волны (например, сверхкоротких импульсов) с изотропными антеннами также оказываются направленными (например, см. [400-402]), так как их сигналы являются когерентными.

Из формулы (6.12) также следует интересное следствие: если все передатчики ансамбля имеют одинаковую мощность излучения, т.е. $P_{i,n} = P_{i,0}$, то

$$H_{\Sigma}(\theta, \alpha) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N H_n(\theta, \alpha), \quad (6.13)$$

т.е. суммарная энергетическая диаграмма направленности образуется путем усреднения ЭДН всех элементов ансамбля.

6.2.3 Граница дальней зоны ансамбля

Теоретические оценки, полученные в предыдущих разделах, сделаны для области дальней зоны ансамбля, удаленной от центра ансамбля на расстояние r , при котором взаимным расположением отдельных излучателей ансамбля можно пренебречь. В данном разделе делаются оценки размера дальней зоны ансамбля и выявляются особенности, связанные со сверхширокополосной природой используемых сигналов.

Для ограничения дальней зоны используем принятые в радиофизике определения [390-392]. Например, под дальней зоной ансамбля СШП прямохаотических передатчиков будем понимать область пространства $r \gg L$, где r – расстояние от геометрического центра ансамбля, L – геометрический размер ансамбля, в точках которого волновой фронт излучения ансамбля является плоским [390-392]. Одним из известных свойств поля в дальней зоне является то, что плотность потока энергии излучения в свободном пространстве (т.е. плотность мощности $P(\theta, \alpha, r)$) обратно пропорциональна квадрату расстояния r , или $P \sim 1/r^2$. Рассмотрим ансамбль с ненаправленными излучателями. В этом случае ЭДН ансамбля также является ненаправленной, поэтому поверхность равной плотности мощности в дальней зоне является сферой. По мере приближения к ансамблю, на границе дальней зоны эта поверхность начнет искажаться, так как уже нельзя будет игнорировать разницу хода волн от разных элементов ансамбля и углов, под которыми эти элементы видны. Используем это свойство, чтобы оценить границу дальней зоны СШП излучающего ансамбля $r_{дз}$ как расстояние от центра ансамбля, на котором геометрическое искажение

поверхности равной плотности мощности превысит заранее определенную величину погрешности δ .

Заметим, что в данной задаче имеются два типа дальней зоны – дальняя зона всего ансамбля и дальняя зона его излучателей. Рассмотрим сначала дальнюю зону излучателей ансамбля. Будем считать, что излучатели являются элементарными, типа диполя. Граница дальнего поля такого излучателя на фиксированной частоте $\omega = 2\pi f$ определяется соотношением $kr < 1$, где $k = 2\pi/\lambda = \omega/c$, откуда получаем $r > \lambda/2\pi$ [390-392]. Для сверхширокополосного сигнала с полосой частот $[f_n, f_b]$ границей сверху можно взять соотношение $r > \lambda_n/2\pi$, где $\lambda_n = c/f_n$ – длина волны с наименьшей частотой в спектре излучаемого сигнала. Расстояние между соседними излучателями d_{ij} на практике определяется, в том числе, размером их антенн, поэтому минимальное расстояние можно принять порядка длины волны $d_{ij} \sim \lambda_n$. Таким образом, в рассматриваемом случае все излучатели ансамбля по отношению друг к другу находятся в дальней зоне.

Далее везде, говоря о дальней зоне, будем подразумевать дальнюю зону ансамбля. Так как минимальное расстояние между элементами ансамбля составляет порядка длины волны λ_n , то размер ансамбля $L > \lambda_n$. Будем рассматривать область расстояний от ансамбля $r > \lambda_n$, $r > L$.

Выполним оценку границы дальней зоны для ансамбля одинаковых элементов. Примем для простоты, что антенны излучателей имеют изотропную ЭДН, т.е. $H_n(\theta, \alpha) = 1$, $n = 1, \dots, N$ (для ансамблей с другими диаграммами оценку можно сделать аналогичным образом); мощность излучения элементов ансамбля примем $P_{tx,n} = 1$.

Рассмотрим сначала ансамбль из двух СШП источников непрерывных хаотических сигналов S_1 и S_2 , разнесенных на расстояние $L > \lambda_n$ (см. рис. 6.5). Геометрический центр ансамбля находится в точке O посередине между источниками. Эту задачу можно решать как задачу на плоскости.

Как следует из раздела 6.2.2, ЭДН ансамбля в дальней зоне должна представлять собой окружность. По мере приближения к границе дальней и ближней зон, эта окружность начнет искажаться.

Оценим плотность мощности поля излучения ансамбля P_Σ в точке приема (φ, r) (см. рис. 6.5). Поля, создаваемые в точке (φ, r) излучателями S_1 и S_2 , являются некоррелированными (см. предыдущие разделы). Относительная временная задержка между сигналами источников в точке (φ, r) не имеет значения, поскольку, как принято выше, кросс-корреляционные функции (6.1) сигналов элементов ансамбля не имеют локальных максимумов.

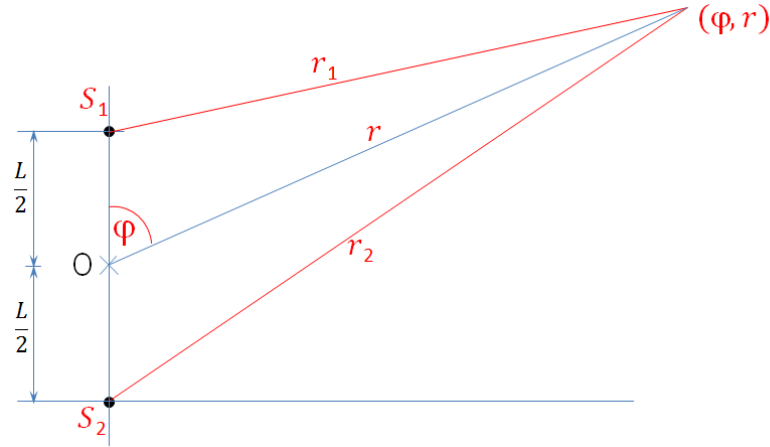


Рис. 6.5. Схема расчета поля ансамбля из двух источников

Тогда для определения плотности мощности суммарного поля ансамбля $P_{\Sigma}(\varphi, r)$ требуется знать только расстояния r_1 и r_2 от элементов ансамбля до точки приема (φ, r) , определяющие ослабление потока энергии волн источников при распространении в виде сферических волн:

$$P_{\Sigma}(\varphi, r) = \frac{1}{4\pi r_1^2} + \frac{1}{4\pi r_2^2} = \frac{1}{4\pi \left(r^2 + \left(\frac{L}{2} \right)^2 - rL \cos \varphi \right)} + \frac{1}{4\pi \left(r^2 + \left(\frac{L}{2} \right)^2 + rL \cos \varphi \right)} \quad (6.14)$$

Максимальная разность хода сигналов $\Delta r = |r_1 - r_2|$ и, соответственно, максимальная разность мощности пришедших в точку (φ, r) сигналов наблюдается при $\varphi = 0$ (см. рис. 6.5). При этом плотность мощности $P_{\Sigma}(\varphi=0, r)$ равна

$$P_{\Sigma}(0, r) = \frac{1}{4\pi(r - L/2)^2} + \frac{1}{4\pi(r + L/2)^2}. \quad (6.15)$$

Выражение (6.14) справедливо во всей рассматриваемой области пространства $r > L$, как в ближней, так и в дальней зоне. В дальней зоне разность хода $\Delta r \ll r$, поэтому, пренебрегая ею, получаем упрощенное выражение для плотности мощности суммарного поля

$$P_{\Sigma, \text{ДЗ}}(r) = 2/4\pi r^2. \quad (6.16)$$

В дальней зоне значения поля, вычисленные по формулам (6.15) и (6.16) практически совпадают, однако по мере приближения от бесконечности к границе дальней зоны

расхождения становятся существенными, как следует из рисунка 6.6, где изображены диаграммы поля мощности $P_{\Sigma}(\varphi, r)$ и $P_{\Sigma, ДЗ}(r)$. Видно, как по мере приближения к центру ансамбля, диаграмма поля мощности $P_{\Sigma}(\varphi, r)$ сплющивается.

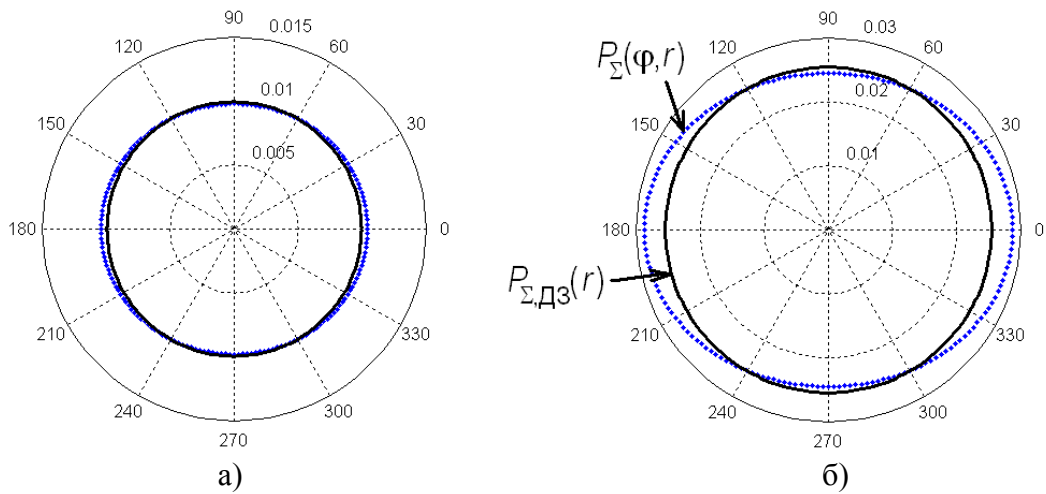


Рис. 6.6. Искажение диаграммы поля мощности на границе дальней зоны. Расстояние а) $r = 4L$, б) $r = 2,5L$

Можно считать, что на границе ближней и дальней зон точное и упрощенное выражения $P_{\Sigma}(0, r)$ и $P_{\Sigma, ДЗ}(r)$ примерно равны, т.е. их отношение близко к единице. Выразив это отношение в виде $(1 + \delta)$, где δ – погрешность, получим уравнение для границы дальней зоны

$$\frac{P_{\Sigma}(0, r)}{P_{\Sigma, ДЗ}(r)} = \frac{4\pi r^2}{2} \left(\frac{1}{4\pi(r - L/2)^2} + \frac{1}{4\pi(r + L/2)^2} \right) = 1 + \delta. \quad (6.17)$$

Решив уравнение (6.17) относительно r , получим оценку границы дальней зоны ансамбля $r_{ДЗ}$ с точностью δ :

$$r_{ДЗ} = \frac{L}{2} \sqrt{\frac{2(1 + \delta)}{3 + 2\delta - \sqrt{9 + 8\delta}}}, \quad (6.18)$$

которую можно упростить при $\delta \rightarrow 0$

$$r_{ДЗ} \approx \frac{L}{2} \sqrt{\frac{3}{\delta}}. \quad (6.19)$$

Так, граница дальней зоны с точностью $\delta = 20\%$ (или $\sim 0,8$ дБ) составляет $r_{ДЗ} \approx 2,1L$, а с точностью $\delta = 10\%$ ($\sim 0,4$ дБ) – $r_{ДЗ} \approx 2,8L$.

Данная оценка получена для ансамбля из двух элементов. Получить оценку для ансамбля из N источников можно, рассмотрев попарно элементы ансамбля и взяв максимальную из попарных оценок $r_{ДЗ}$. Тогда граница дальней зоны излучения ансамбля по мощности с точностью 10-20% составит

$$r_{ДЗ} = (2-3)L_{max}, \quad (6.20)$$

где L_{max} – максимальный геометрический размер ансамбля.

Оценка размера дальней зоны (6.18)–(6.20) получена на основе анализа геометрических искажений диаграммы поля мощности на границе зоны, причем в качестве критерия искажений использовано отношение большой полуоси эллипса $P_{\Sigma}(\varphi, r)$ на рисунке 6.6 к радиусу $P_{\Sigma, ДЗ}(r)$. Оценку размера дальней зоны можно было бы получить из других геометрических соображений, например, в качестве меры искажения структуры поля можно было бы взять отношение полуосей эллипса $P_{\Sigma}(\varphi, r)$. Вид выражения (6.18) при этом бы изменился, однако численные оценки (6.20) остались бы примерно такими же.

Сравним полученный результат (6.20) с известной оценкой границы дальней зоны [390-392] для узкополосных антенных систем

$$r = 2 \frac{L^2}{\lambda}, \quad (6.21)$$

где L – размер апертуры антенны или размер антенной решетки. Прежде всего, заметим, что оценка для СШП ансамбля не зависит от длины волны λ , а зависит только от геометрического размера ансамбля L (с учетом того, что оценка для СШП ансамбля выводилась при условии $L > \lambda_n$). Кроме того, оценка размера ДЗ для СШП ансамблей в L/λ раз меньше, чем оценка для узкополосных систем, что может составлять существенную величину при исходном предположении $L > \lambda_n$. Например, при линейном расположении N элементов ансамбля и расстоянии между ними $d_{ij} \sim \lambda$, размер ансамбля составит $L = (N-1)\lambda$. Тогда оценка величины ДЗ по формуле (6.20) будет в $(N-1)$ раз меньше, чем оценка (6.21).

Столь заметную разницу можно объяснить хаотической природой используемого сигнала, что обеспечивает некоррелированность волн разных элементов ансамбля в точке приема. В самом деле, оценка (6.21) получена для поля определенной частоты ω с учетом фазовых соотношений волн, излучаемых разными участками антенны (решетки), в точке приема, причем при выводе оценки (6.21) граничным условием является $\Delta r < \lambda/4$ [390, 391]. В то же время, для СШП ансамбля формула (6.20) представляет собой оценку по

мощности, при ее выводе фазовые соотношения между волнами разных источников в точке приема несущественны, а граничное условие намного мягче: не $\Delta r < \lambda/4$, а $\Delta r \ll r$.

Ниже, в разделе 6.3.4 приведены результаты расчетов структуры мощности поля ансамбля СШП прямохаотических передатчиков, которые подтверждают полученные здесь теоретические оценки размера дальней зоны ансамбля.

6.2.4 Скорость передачи

Использование СШП прямохаотического излучающего ансамбля для передачи информации предполагает согласованное во времени (одновременное) излучение элементами ансамбля модулированных СШП хаотических сигналов, кодирующих биты информации. В прямохаотической системе связи информационный поток представлен потоком хаотических радиоимпульсов. Согласованная передача радиоимпульсов элементами ансамбля означает, что время начала излучения импульсов и их длительность должны быть одинаковы во всех излучающих элементах. Для этого в соответствии со схемой на рисунке 6.3 на модуляторы всех передатчиков подается один и тот же информационный сигнал. При этом скорость передачи информации R ансамблем определяется скоростью передачи отдельного передатчика R .

Чтобы организовать прием информации, переданной с помощью ансамбля прямохаотических передатчиков, необходимо, чтобы радиоимпульсы отдельных передатчиков ансамбля не только одновременно излучались, но и практически одновременно приходили в точку приема. В этом случае происходит суммирование энергии хаотических радиоимпульсов и соответствующее увеличение отношения сигнал/шум (на бит) E_b/N_0 .

Пространственная структура ансамбля и его размеры могут накладывать ограничения на допустимые скорости передачи информации с помощью ансамбля. Чтобы понять причину этих ограничений, рассмотрим пример ансамбля на рисунке 6.7.

На этом рисунке изображен ансамбль из трех элементов (1, 2, 3), представленных тремя черными кружками в нижнем левом углу. В точку приема M_1 ($\varphi_1 = \pi/2$) волны от всех элементов ансамбля приходят практически одновременно, а в точку M_2 ($\varphi_2 \approx 0$) – с задержками относительно друг друга, определяемыми расстояниями между элементами. Если бы речь шла о суммировании непрерывных хаотических сигналов, данные задержки были бы несущественны, и в силу независимости генераторов хаоса в отдельных элементах (6.1) их сигналы складывались бы по мощности.

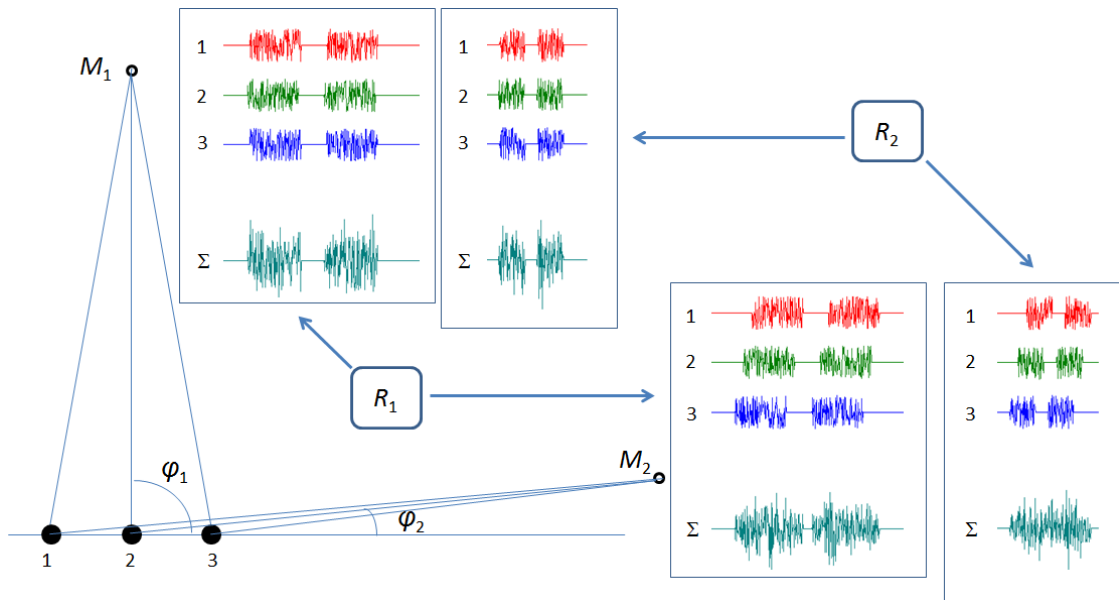


Рис. 6.7. Схема суммирования хаотических радиоимпульсов в точке приема при разных скоростях передачи

Однако при суммировании импульсных сигналов необходимо, чтобы сложение мощности осуществлялось в пределах интервала времени, равного длительности импульса $T_{и}$, излученного элементами ансамбля. Другими словами, необходимо, чтобы в точке приема обеспечивалось как можно большее перекрытие во времени импульсов, пришедших от разных элементов ансамбля.

На рисунке 6.7 схематично изображены случаи передачи информации с разными скоростями R_1 и R_2 , причем $R_2 = 2R_1$. В точку приема M_1 ($\varphi_1 = \pi/2$) одновременно излученные импульсы приходят также практически одновременно, и их энергии эффективно складываются как на скорости R_1 , так и на R_2 .

В точке приема M_2 ($\varphi_2 \approx 0$) ситуация кардинально другая. При низкой скорости передачи R_1 длительности импульсов $T_{и}$ и интервалов между ними достаточно велики, поэтому в точке приема одновременно излученные импульсы от разных элементов ансамбля частично накладываются друг на друга. Суммарный импульс при этом удлиняется.

При увеличении скорости передачи вдвое до R_2 , длительности импульсов и интервалов между ними уменьшаются вдвое, в то время как относительные задержки между сигналами элементов ансамбля в точке приема остаются прежними. Это может приводить к тому, что одновременно излученные импульсы практически перестают накладываться друг на друга в точке приема, и даже к тому, что могут перекрываться во времени импульсы, излученные в разные моменты времени, как показано на рисунке 6.7 для скорости R_2 , что делает прием неэффективным или даже невозможным.

Таким образом, в отличие от случая излучения непрерывных сигналов элементами ансамбля, при излучении импульсных сигналов в общем случае импульсы от разных эле-

ментов ансамбля приходят в точку приема неодновременно, что приводит к уширению (увеличению длительности) суммарных импульсов, а это, в свою очередь, накладывает ограничения на скорость передачи информации ансамблем передатчиков.

Сделаем некоторые оценки. Нетрудно видеть, что для ансамбля произвольной конфигурации при одновременной передаче импульсов элементами, из-за неодновременного прихода этих импульсов в точку приема $M(\varphi, r)$ в дальней зоне уширение суммарного импульса составит

$$\Delta T = L_{\varphi}/c, \quad (6.22)$$

где L_{φ} – длина ансамбля вдоль направления приема φ , c – скорость света (см. рис. 6.8). Из формулы (6.22) можно сделать непосредственный вывод, что для минимизации эффекта уширения импульсов (минимизации относительных задержек импульсов), следует уменьшать геометрические размеры ансамбля.

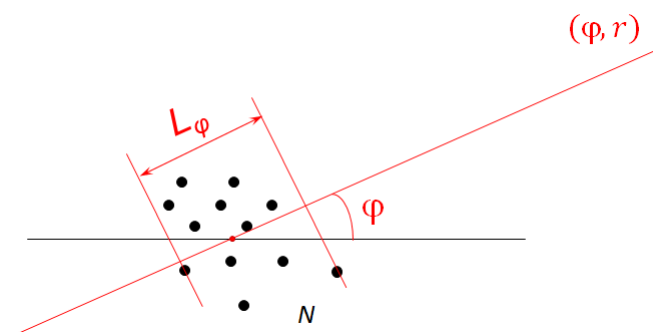


Рис. 6.8. Размер ансамбля в направлении точки приема $M(\varphi, r)$
Черными кружками показаны передатчики ансамбля

Степень влияния этого эффекта на скорость передачи информации, эффективность суммирования хаотических радиоимпульсов и т.п. определяется, в общем случае, способом модуляции, типом приемника СШП хаотических радиоимпульсов, конфигурацией ансамбля. Данное исследование выполняется для прямохаотической схемы передачи информации, поэтому везде считается, что бинарная информация кодируется потоком хаотических радиоимпульсов (один импульс – один бит), а в приемнике оценивается энергия принятого радиоимпульса.

Рассмотрим влияние размеров ансамбля L на скорость передачи R . Оно определяется соотношением длительности импульсов $T_{и}$ и уширения ΔT , где $T_{и} = 1/(R \cdot S)$; $\Delta T = L_{\max}/c$; S – скважность, L_{\max} – максимальный геометрический размер ансамбля, или, другими словами, соотношением пространственной длины импульсов $L_{и} = T_{и} \cdot c$ и размером ансамбля

L_{\max} . В одном предельном случае, $T_{\text{и}} \gg \Delta T$ (размеры ансамбля L_{\max} незначительны по сравнению с пространственной длиной импульса $L_{\text{и}}$), уширение импульсов незначительно по сравнению с их длительностью, соответственно импульсы практически полностью перекрываются, а их энергии эффективно суммируются. Таким образом, влиянием пространственной структуры ансамбля можно пренебречь, и ограничений на скорость передачи в этом случае не возникает.

В качестве другого предельного случая можно взять ситуацию, когда в точке приема $M(\varphi, r)$ суммарный импульс расширяется настолько, что часть его энергии начинает попадать на временную позицию другого информационного символа, вызывая межсимвольные искажения (inter-symbol interference). Это разумная граничная ситуация, так как при этом, с одной стороны, уже довольно заметно проявляется влияние геометрии ансамбля, а с другой стороны, импульсы еще существенно перекрываются во времени.

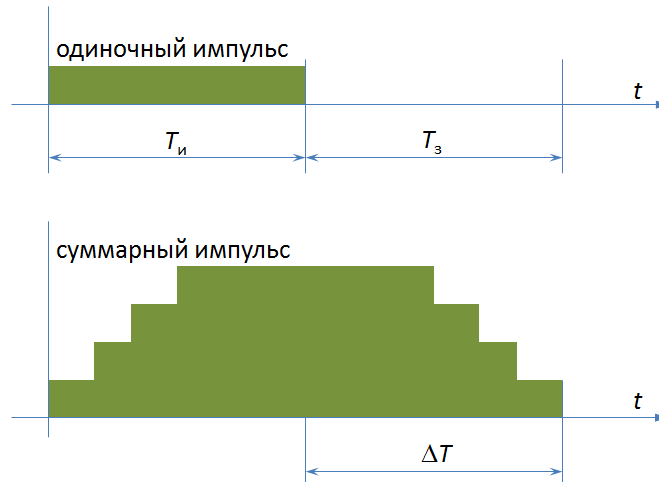


Рис. 6.9. Схематическое изображение импульса, переданного одним передатчиком ансамбля, и суммарного импульса в точке приема

Пусть импульсы передаются со скважностью $S = 2$, т.е. за каждым радиоимпульсом следует пустой интервал равной длительности. Тогда предельным будет уширение импульса вдвое, т.е. на длину импульса, $\Delta T = T_{\text{и}}$ (см. рис. 6.9).

В этом предельном случае, максимальная скорость следования импульсов составит $R_{\max} = 1/2T_{\text{и}} = 1/(T_{\text{и}} + T_{\text{з}})$, где $T_{\text{з}} = T_{\text{и}}$ – защитный временной интервал. Это необходимо, чтобы в точке приема соседние уширенные импульсы не напользали друг на друга, приводя к межсимвольной интерференции (см. прием в точке M_2 на рис. 6.7). Тогда, с учетом того, что $\Delta T = L_{\max}/c$, максимальная скорость следования импульсов составит

$$R_{\max} = 1/2T_{\text{и}} = c/2L_{\max}. \quad (6.23)$$

(Для других значений скважности S , выражение для предельной скорости принимает вид

$$R_{\max} = 1/(ST_{\text{и}}) = c/SL_{\max}.)$$

Чтобы понять, насколько серьезно данное ограничение, сделаем некоторые оценки.

Сначала рассмотрим СШП прямохаотический ансамбль в виде решетки прямохаотических передатчиков типа ППС-4х [192, 405]. Данные СШП приемопередатчики работают в диапазоне частот $F = 3\text{-}5$ ГГц и имеют скорость передачи $R = 3\text{-}6$ Мбит/с. Размер передатчиков (40×80 мм) позволяет размещать их с шагом $d = 2/3\lambda_{\text{ср}} = 5$ см, поэтому ансамбль из $N = 20$ передатчиков, даже выстроенных в линию, будет иметь длину не более $L_{\max} = 1$ м. Согласно выражению (6.23), ограничение на скорость передачи информации с помощью такого ансамбля составит $R_{\max} = 150$ Мбит/с. Очевидно, что данное ограничение существенно превышает коммуникационные возможности применяемых устройств, и поэтому его можно не принимать во внимание.

В качестве другого примера, рассмотрим ансамбль мобильных роботов, беспроводная связь между которыми обеспечивается теми же СШП прямохаотическими приемопередатчиками ППС-4х. Если эти роботы разбросаны на территории размером $L_{\max} = 100$ м, то максимальная скорость коллективной передачи информации будет ограничена величиной $R_{\max} = 1,5$ Мбит/с, т.е. в этом случае коммуникационные возможности беспроводной аппаратуры будут использоваться не полностью. (С другой стороны, при необходимости передачи данных с большей скоростью могут быть задействованы другие технические решения.)

Таким образом, пространственная структура сверхширокополосного прямохаотического излучающего ансамбля может накладывать ограничения сверху на скорость коллективной передачи информации R . Однако, как показывают оценки, для компактного ансамбля возникающее ограничение несущественно, поскольку оно превышает скоростные характеристики существующих серийных прямохаотических приемопередающих устройств.

Анализируя влияние пространственной структуры ансамбля на эффективность сложения энергии хаотических радиоимпульсов, можно заметить, что при уменьшении длительности импульсов, когда их пространственная длина становится соизмерима с геометрическими размерами ансамбля, эффективность сложения энергии начинает зависеть от направления на ансамбль, т. е. даже при использовании ненаправленных антенн ансамбль начинает проявлять направленные свойства. Это явление подробнее рассматривается в разделе 6.3.5.

6.3 Численное моделирование СШП прямохаотического излучающего ансамбля

В предыдущем разделе получен ряд аналитических оценок характеристик излучения сверхширокополосного прямохаотического излучающего ансамбля. Эти оценки были получены при описании ансамбля СШП излучателей в частотной области. Моделирование СШП ансамбля удобнее проводить во временной области. В данном разделе вводится модель СШП прямохаотического излучающего ансамбля и проводится ее численное исследование с целью верификации теоретических результатов.

6.3.1 Модель сверхширокополосного излучающего прямохаотического ансамбля

Модель ансамбля СШП прямохаотических передатчиков состоит из N одинаковых точечных излучателей непрерывных хаотических сигналов диапазона частот от f_n до f_e с шириной полосы излучения $\Delta f = f_e - f_n$, размещенных в области пространства с характерным размером несколько длин волн $\lambda_{cp} = c/f_{cp}$, где $f_{cp} = (f_n + f_e)/2$ – средняя частота хаотических сигналов. Примем, что геометрический центр ансамбля находится в начале полярной системы координат (θ, α, r) . (Геометрический центр ансамбля находится в точке $\vec{x}_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \vec{x}_i$, где $\vec{x}_i, i = 1, \dots, N$, – радиус-векторы элементов ансамбля в произвольной системе координат.)

Будем считать, что излучатели ансамбля оснащены одинаковыми антеннами, например, изотропными с диаграммами направленности $F(\theta, \alpha, \omega) = 1$ или антеннами косинусного типа (условный «диполь») с ДН вида $F(\theta, \alpha, \omega) = \cos(\theta)$ (см. рис. 6.10).

Расчеты проводятся в азимутальной плоскости ($\theta = 0$) для свободного пространства. В этой плоскости антенны излучателей всенаправленные; при расчетах будем считать, что антенны размещены коллинеарно. КПД антенн примем равным единице $\eta = 1$. Мощность излучения всех элементов ансамбля одинакова и равна $P_n = P_0 = 1, n = 1, \dots, N$.

В предыдущем разделе оценивалась плотность мощности поля P_Σ . При моделировании будем оценивать мощность принятого сигнала P_{rx} , которая связана с плотностью мощности поля в точке приема $M(\theta, \alpha, r)$ соотношением $P_{rx}(\theta, \alpha, r) = P_\Sigma(\theta, \alpha, r) \cdot S_A$, где S_A – эффективная площадь приемной антенны.

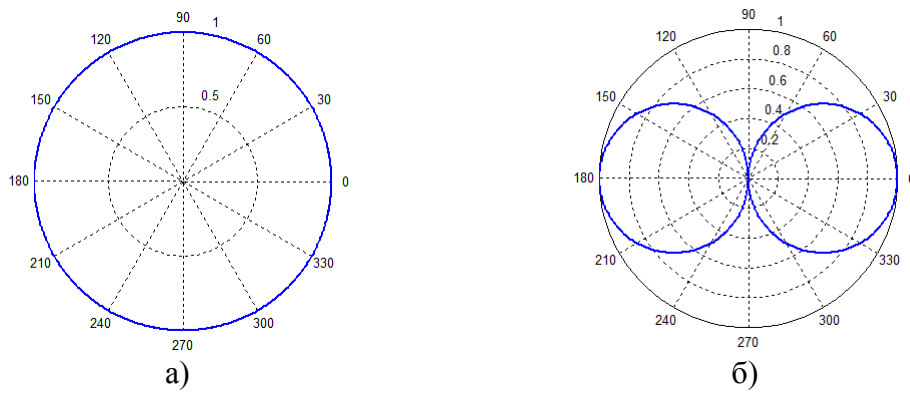


Рис. 6.10. Диаграмма направленности антенны излучателя в: а) азимутальной и б) угло-местной плоскостях

Рассмотрим сначала один излучатель ансамбля. Будем считать, что канал связи «передатчик ансамбля – приемник» является линейным. В этом случае, принятый сигнал $u_{rx}(t)$ на выходе приемной антенны связан с сигналом на входе излучающей антенны $u_{tx}(t)$ следующим соотношением:

$$u_{rx}(t) = \sqrt{\frac{S_A}{4\pi r^2}} u_{tx}(t - r/c), \quad (6.24)$$

где c – скорость света, r/c – задержка распространения, множитель $\sqrt{\frac{S_A}{4\pi r^2}}$ описывает ослабление сигнала при распространении в свободном пространстве в виде сферической волны. В этом случае, мощность принятого сигнала одного излучателя равна

$$P_{rx}(\alpha, r) = \frac{1}{T_0} \int_0^T \frac{S_A u_{tx}^2(t - r/c)}{8\pi r^2 R_e} dt, \quad (6.25)$$

где T – время усреднения хаотических колебаний, R_e – сопротивление излучения.

Перейдем к ансамблю СШП хаотических излучателей. В точке приема в дальней зоне поле ансамбля излучателей является суммой полей излучателей ансамбля (6.4), соответственно, наводимые на антенне этим полем токи являются суммой токов, наводимых каждым слагаемым суммарного поля. Поэтому мощность принятого суммарного сигнала $P_{rx}(\alpha, r)$, учитывая некоррелированность сигналов $u_{tx}(t)$ разных излучателей, в данной модели будем рассчитывать следующим образом:

$$P_{rx}(\alpha, r) = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{S_A}{2R_e} \left(\sum_{n=1}^N \frac{u_n(t-t_n)}{\sqrt{4\pi r_n}} \right)^2 dt, \quad (6.26)$$

где $u_n(t)$ – СШП хаотический сигнал на антенне n -го элемента излучающего ансамбля; r_n и $t_n = r_n/c$ – расстояние и время распространения волны от n -го элемента до точки приема (α, r) , $n = 1, \dots, N$. При расчетах формулу (6.26) можно упростить, исключив из нее постоянные члены, например, $(\frac{S_A}{2R_e})$.

В модели сигналы хаотических источников $u_n(t)$ представлены хаотическими последовательностями, которые предварительно оцифрованы с частотой $f_s = 10 f_{cp}$, отфильтрованы в полосе частот $f \in [0,075; 0,125] f_s$, т.е. относительная ширина полосы частот составляет $\Delta f / f_{cp} = 1/2$, и нормированы по мощности, так что $\langle u(i)^2 \rangle = 1$, где i – дискретное время. Типичные автокорреляционные и кросскорреляционные функции хаотических последовательностей u_n показаны на рисунках 6.11 и 6.12.

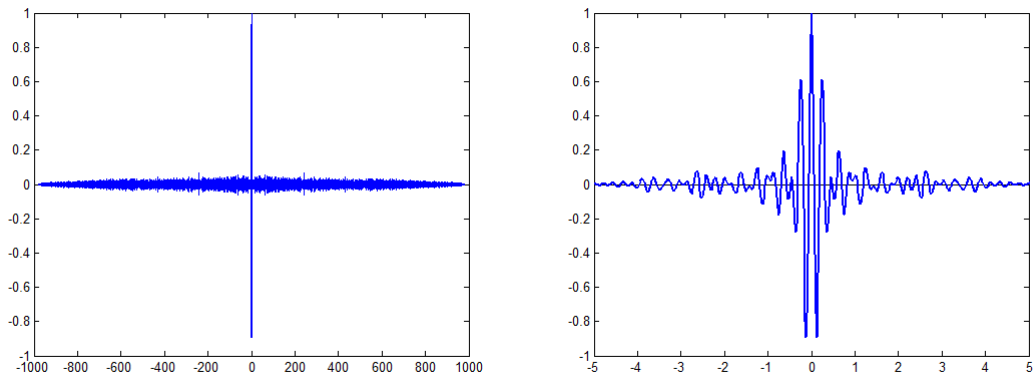


Рис. 6.11. Автокорреляционная функция модельного хаотического сигнала $u_1(i)$ (справа фрагмент центральной части)

Как можно видеть, автокорреляционные функции являются быстроспадающими, а кросс-корреляция независимых хаотических сигналов не превышает 0,05.

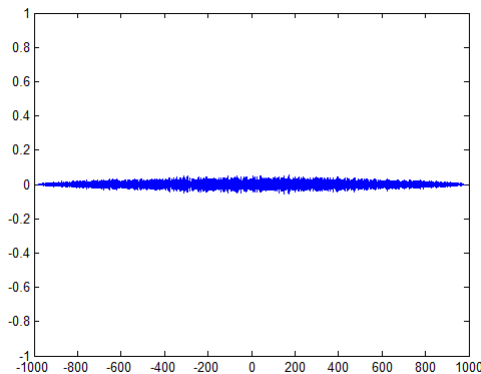


Рис. 6.12. Кросскорреляционная функция модельных хаотических сигналов $u_1(i)$ и $u_2(i)$

Идея использования прямохаотического излучающего ансамбля для коллективного излучения хаотических радиоимпульсов заключается в увеличении мощности передачи и, соответственно, увеличении мощности принятого сигнала. Для того чтобы численно характеризовать увеличение мощности сигнала ансамбля в точке приема по отношению к сигналу одного источника, введем понятие усиления ансамбля $G(N)$, которое определим как отношение мощности P_{rx} принятого сигнала в случае ансамбля излучателей к мощности P_{rx0} принятого сигнала в случае одного хаотического источника, размещенного в начале координат:

$$G(N) = P_{rx}(\alpha, r) / P_{rx0}(\alpha, r). \quad (6.27)$$

При использовании ненаправленной антенны, $P_{rx0}(\alpha, r) = 1/4\pi r^2$.

Фактически, усиление $G(N)$ показывает, во сколько раз увеличивается мощность сигнала в приемнике при замене единственного передатчика в начале координат ансамблем из N передатчиков.

6.3.2 Исследование пространственной структуры поля излучения ансамбля с ненаправленными антеннами

С помощью численного моделирования проведены исследования пространственной структуры поля излучения ансамбля. Для этого в азимутальной плоскости ($\theta = 0$) выполнены расчеты значения мощности (6.26) сигнала приемника $P_{rx}(\alpha, r, N)$.

Проведены расчеты для ансамблей из $N = 1, 2, 4, 8, 16$ источников.

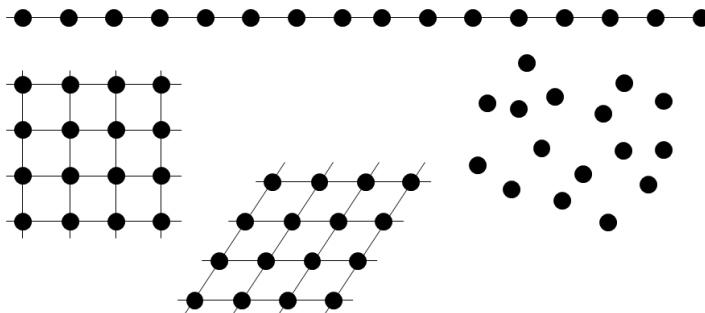


Рис. 6.13. Расчетные варианты регулярного и случайного расположения излучателей на плоскости (линейка, регулярные решетки – квадратная и гексагональная, случайная решетка)

Численное моделирование подтвердило, что поле плотности мощности в дальней зоне практически не зависит от пространственного расположения излучателей. Результаты, полученные для таких конфигураций (см. рис. 6.13), как линейная, периодическая квадратная, гексагональная решетки с различным шагом, решетки со случайным расположением элементов в азимутальной плоскости, совпадают с точностью до 0.5 дБ.

Рассмотрим типичные расчетные характеристики излучения на примере излучающего ансамбля с N излучателями, регулярно расположенными вдоль прямой линии в азимутальной плоскости (см. рис. 6.14). Геометрический центр ансамбля находится в начале координат. Длина линейки излучателей составляет $L = (N-1)d$, где d – шаг. Результаты расчетов для $d = \lambda_{cp}/2$, λ_{cp} , и $2\lambda_{cp}$ и $r = 200\lambda_{cp}$ представлены на рисунке 6.15.

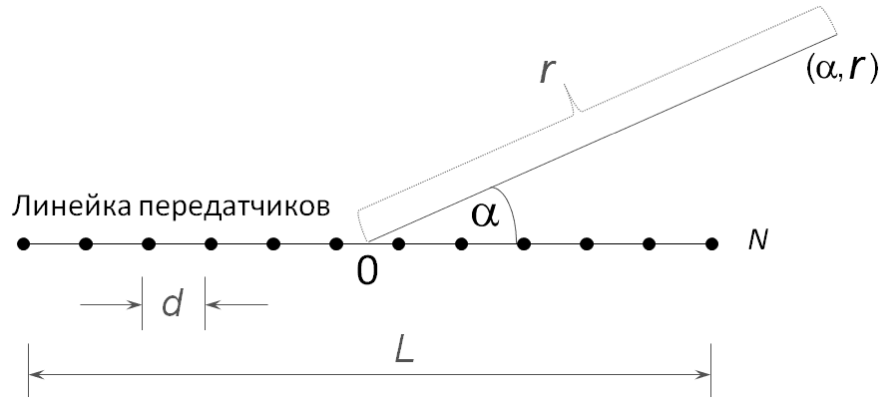


Рис. 6.14. Конфигурация излучающего ансамбля в виде линейки передатчиков

Как видно из рисунка 6.15, несмотря на линейное расположение передатчиков, диаграмма излучения ансамбля по мощности $P_{rx}(\alpha, r)$ на большом расстоянии от ансамбля ($r = 200\lambda_{cp}$) является практически осесимметричной; колебания мощности по азимуту не превышают 0,4 дБ. (Структура поля в ближней зоне исследована ниже в разделе 6.3.4.) Результаты расчетов характеристик $P_{rx}(\alpha, r)$ для линейных решеток с различным шагом $d = \lambda_{cp}/2$, $d = \lambda_{cp}$ и $d = 2\lambda_{cp}$ качественно не отличаются друг от друга, а количественные различия укладываются в те же 0,4...0,5 дБ.

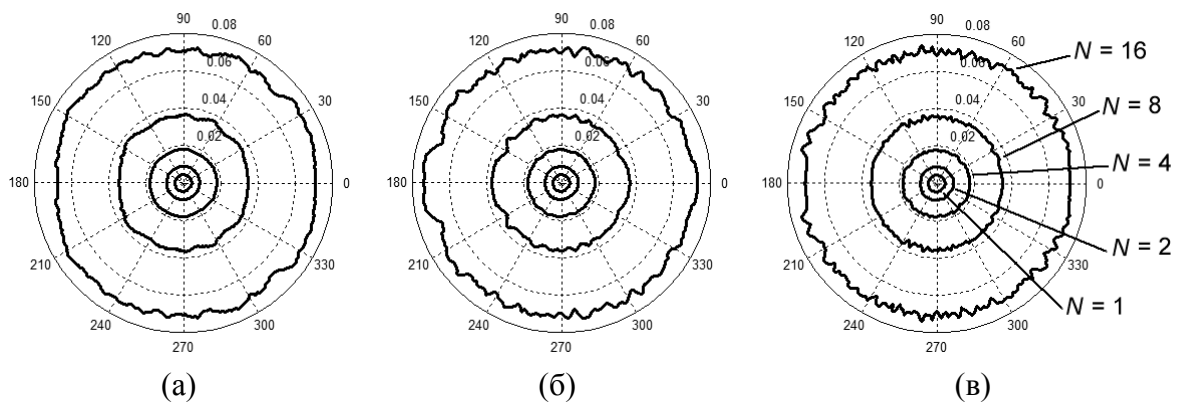


Рис. 6.15. Мощность сигнала ансамбля $P_{rx}(\alpha, r)$ для $N = 1, 2, 4, 8, 16$ хаотических источников. $r = 200\lambda_{cp}$. Шаг линейки передатчиков а) $d = \lambda_{cp}/2$, б) $d = \lambda_{cp}$, в) $d = 2\lambda_{cp}$

Отметим, что графики $P_{rx}(\alpha, r)$ на рисунке 6.15 симметричны относительно азимута α , т.е. $P_{rx}(\alpha, r) = P_{rx}(-\alpha, r)$. Это естественно, поскольку линейка хаотических источников симметрична относительно оси $\alpha = 0$. Однако можно заметить, что графики $P_{rx}(\alpha, r)$ не имеют зеркальной («лево–право») симметрии. Это объясняется тем, что в зеркально-симметричные точки азимутальной плоскости сигналы излучателей ансамбля приходят с противоположными по знаку относительными задержками, а так как источники являются хаотическими, то складываются фактически разные сигналы.

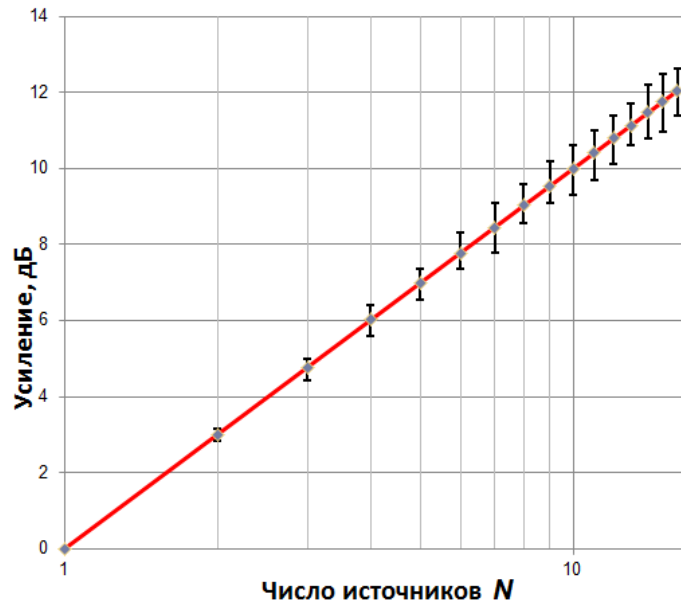


Рис. 6.16. Усиление ансамбля $G(N)$ (численный эксперимент)

С помощью численного моделирования также подтверждены сделанные в разделе 6.2 выводы о суммировании мощности излучения передатчиков ансамбля. Результаты расчета коэффициента усиления ансамбля $G(N)$ от числа элементов ансамбля N приведены на рисунке 6.16. Расчеты выполнялись по формулам (6.26) и (6.27). Как видно из рисунка 6.16, в модельных расчетах выполняется равенство $G(N) = N$, что подтверждает исходный тезис о сложении мощности N хаотических источников. Расчеты выполнялись для длинных (порядка сотни квазипериодов) отрезков хаотических сигналов $u_n(t)$. На рисунке 6.16 также показан разброс полученных значений усиления G . Можно видеть, что при увеличении числа хаотических источников N дисперсия параметра G также растет.

Таким образом, результаты численного моделирования подтверждают вывод о суммировании мощности сигналов СШП прямохаотических передатчиков при коллективном излучении, а также о сохранении ненаправленного характера излучения ансамбля при использовании для передачи ненаправленных антенн.

6.3.3 Диаграмма излучения ансамбля СШП излучателей с направленными антеннами

Для исследования характеристик излучения ансамбля сверхширокополосных излучателей с направленными антеннами методами численного моделирования модель из раздела 6.3.1 была модифицирована; добавлена возможность задания диаграммы направленности антенн. Здесь рассматриваются идеальные антенны (к.п.д. $\eta = 1$) косинусного типа (условный «диполь»), ДН которых $F(\theta, \alpha, \omega)$ не зависит от частоты, т.е. $F(\theta, \alpha, \omega) = F(\theta, \alpha)$, по крайней мере, в полосе частот СШП сигнала $[\omega_n, \omega_g]$.

Расчеты проводятся в угломестной плоскости ($\alpha = 0$). Для простоты рассматриваются «плоские» ансамбли, все элементы которых располагаются в этой плоскости. Все излучатели ансамбля предполагаются одинаковыми и независимыми. Полученные результаты могут быть с легкостью обобщены на более сложные ансамбли.

Для оценки мощности сигнала приема используется выражение (6.26), модифицированное путем включения в него амплитудной диаграммы направленности антенны излучателя $F(\theta)$:

$$P_{rx}(\theta, r) = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{S_A}{2R_e} \left(\sum_{n=1}^N \frac{u_n(t-t_n) F_n(\theta_n)}{\sqrt{4\pi r_n}} \right)^2 dt, \quad (6.28)$$

где $F_n(\theta)$ – ДН n -го излучателя; θ_n – угол, под которым виден n -й излучатель из точки приема; остальные обозначения совпадают с обозначениями формулы (6.26).

На рисунке 6.17 показаны ДН и ЭДН использованных антенн. При расчетах принималось, что нормированная ДН по полю в угломестной плоскости описывается выражением $F(\theta) = |\cos(\theta)|$. Согласно теории (см. раздел 6.2.2), энергетическая диаграмма направленности единичного излучателя в этом случае (при отсутствии частотной зависимости) равна $H(\theta) = F^2(\theta) = \cos^2(\theta)$ (рис. 6.17).

Для описания пространственной структуры излучения ансамбля используется такая практически важная характеристика, как усиление ансамбля G , которое определяется, согласно (6.27), как отношение мощности сигнала $P_{rx}(\theta, \alpha, r)$, принятого от ансамбля излучателей, к мощности сигнала $P_{rx0}(\theta, \alpha, r)$, принятого от единственного излучателя (хаотического источника), размещенного в начале координат, т.е. $G(N, \theta, \alpha) = P_{rx}(\theta, \alpha, r) / P_{rx0}(\theta, \alpha, r)$. Определение (6.27) вводилось для ненаправленных излучателей, поэтому в качестве единственного источника в начале координат, т.е. в качестве «опорного» излучателя, с которым сравнивалось излучение ансамбля, использовался излучатель с изотропной антенной.

Для единообразия, далее будет использоваться это определение, хотя в некоторых случаях в качестве опорного излучателя оказывается интересным взять направленный излучатель.

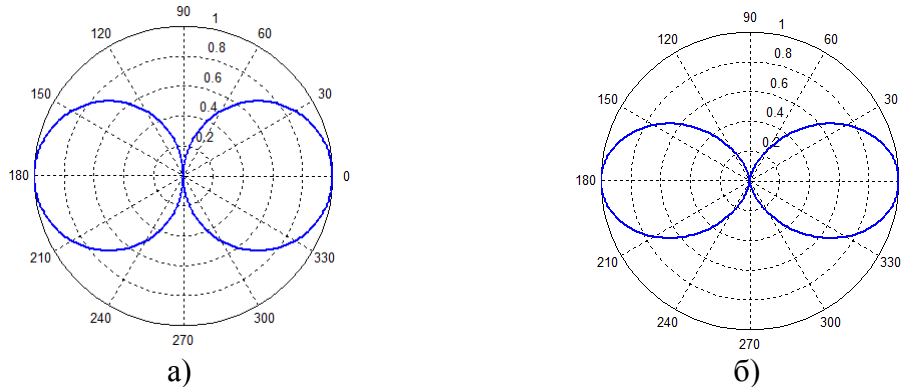


Рис. 6.17. Диаграмма направленности излучателя в угломерной плоскости: а) по амплитуде $F(\theta)$, б) по интегральной мощности $H(\theta)$

Нетрудно показать, с учетом определения ЭДН $H(\theta, \alpha)$ (6.11) излучения СШП передающего ансамбля, что усиление ансамбля G является одной из форм показателя направленности мощности излучения ансамбля:

$$H_{\Sigma}(\theta, \alpha) = \frac{P_{\Sigma}(\theta, \alpha, r)}{P_{\Sigma, i}(r)} = \frac{P_{\Sigma}(\theta, \alpha, r)}{NP_i(r)} = \frac{P_{rx}(\theta, \alpha, r)}{NP_{rx0}(r)} = \frac{G(N, \theta, \alpha)}{N}. \quad (6.29)$$

При выводе этой формулы сделан переход от плотности мощности P к мощности принятого сигнала P_{rx} (которые связаны линейным соотношением $P_{rx} = P \cdot S_A$, где S_A – эффективная площадь приемной антенны); кроме того, мощность ансамбля N одинаковых СШП излучателей с изотропными антеннами $P_{\Sigma, i}(r)$ заменена на $N \cdot P_i(r)$ (правомерность этой замены следует из формулы (6.6)), где $P_i(r) = P_{tx}/4\pi r^2$ – плотность мощности поля одного такого излучателя в начале координат. В результате приходим к выражению

$$G(N, \theta, \alpha) = N \cdot H_{\Sigma}(\theta, \alpha), \quad (6.30)$$

т.е. усиление ансамбля G фактически является энергетической диаграммой направленности СШП ансамбля, умноженной на число излучателей N . Таким образом, исследование усиления ансамбля $G(N, \theta, \alpha)$ дает представление о структуре поля излучения СШП ансамбля с направленными антеннами.

Ниже приводятся результаты численного моделирования двух ансамблей, результаты которых являются, в некотором роде, «крайними», в том смысле, что результаты для любых других конфигураций ансамбля (в пределах установленных ограничений) распола-

гаются между ними.

В первом случае рассматривается ансамбль N излучателей с коллинеарными антеннами в виде регулярной линейной решетки (см. рис. 6.14). Расстояние $r = 100\lambda_{\text{ср}}$; $N = 16$; шаг $d = \lambda_{\text{ср}}$. Излучатели имеют одинаковые нормированные диаграммы направленности $F_n(\theta) = F_0(\theta) = |\cos(\theta)|$, $n = 1, \dots, N$ (см. рис. 6.17) и, в соответствии с выражением (6.13), ЭДН ансамбля $H_{\Sigma}(\theta)$ должна совпадать с ЭДН отдельного излучателя $H(\theta) = \cos^2(\theta)$. Моделирование ансамбля подтверждает этот вывод. На рисунке 6.18 показана диаграмма мощности принятого сигнала $P_{rx}(\theta, r)$ и усиление ансамбля $G(\theta)$. Обе кривые с хорошей точностью повторяют форму энергетической диаграммы направленности $H(\theta)$ единичного излучателя на рисунке 6.17б.

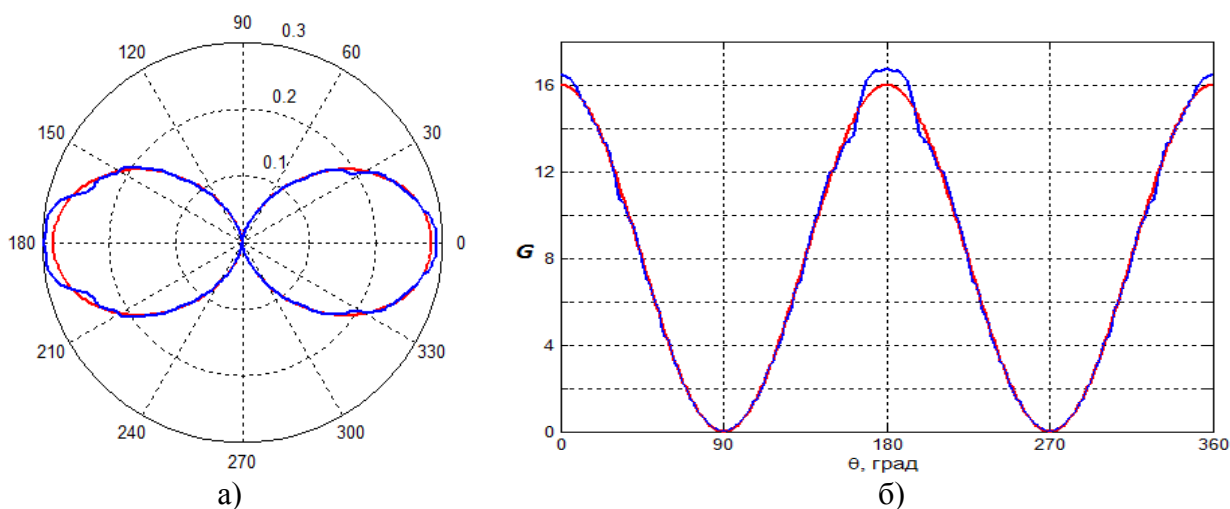


Рис. 6.18. Диаграмма а) мощности поля $P_{rx}(\theta, r)$ и б) усиления ансамбля $G(\theta)$ (в декартовых координатах) в угломерной плоскости

На рис. 6.18б на фоне расчетной характеристики усиления $G(\theta)$ показана теоретическая кривая $N \cdot H_{\Sigma}(\theta) = 16\cos^2(\theta)$. Из графика видно, что, несмотря на небольшие флуктуации $G(\theta)$, выражение (6.30) выполняется с относительной точностью порядка 3-4%.

В данном примере, при расчете усиления ансамбля в качестве опорного единственного излучателя интересно взять излучатель в центре координат, антенна которого ориентирована в том же направлении, что и антенны излучателей ансамбля. Чтобы отличать эту характеристику усиления антенны от ранее введенного параметра $G(\theta)$, обозначим ее $G_1(\theta)$. На рисунке 6.19 в полярных координатах показаны обе эти характеристики.

Как видно из графика на рис. 6.19б, несмотря на направленные антенны, характеристика усиления G_1 является круговой, т.е. $G_1(\theta) = N$, что говорит о том, что вдоль всех направлений θ сигнал ансамбля в N раз сильнее сигнала одного излучателя в центре координат.

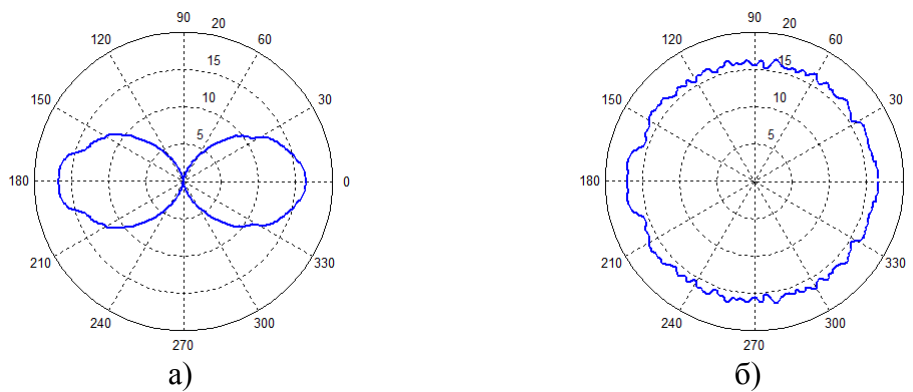


Рис. 6.19. Диаграмма усиления ансамбля относительно единичного излучателя;
 а) усиление $G(\theta)$ относительно изотропного излучателя; б) усиление $G_1(\theta)$ относительно направленного излучателя

Таким образом, при коллинеарном расположении антенн излучателей ансамбля, структура поля излучения повторяет форму энергетической диаграммы направленности парциального излучателя, т.е. нормированная ЭДН ансамбля $H_{\Sigma}(\theta, \alpha) = H_n(\theta, \alpha)$, $n = 1, \dots, N$, где $H_n(\theta, \alpha)$ – нормированная ЭДН излучателя.

Однако излучатели ансамбля могут располагаться в пространстве таким образом, что их антенны не окажутся коллинеарными. В качестве второго крайнего случая рассмотрим ансамбль N одинаковых излучателей в виде регулярной линейной решетки с шагом $d = \lambda_{\text{ср}}$, такой, что антенны соседних излучателей повернуты на 90° друг относительно друга (см. рис. 6.20), $r = 200\lambda_{\text{ср}}$; $N = 16$. Таким образом, от предыдущего случая данный ансамбль отличается тем, что половина его излучателей (в данном случае, с четными порядковыми номерами) повернута на 90° .

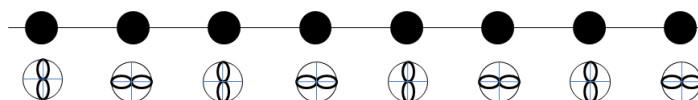


Рис. 6.20. Ансамбль излучателей с попарно-перпендикулярно ориентированными антеннами

Результаты расчета диаграммы усиления ансамбля $G(\theta)$ в дальней зоне приведены на рисунке 6.21. Как следует из численного моделирования, в этом случае ЭДН ансамбля получается круговой.

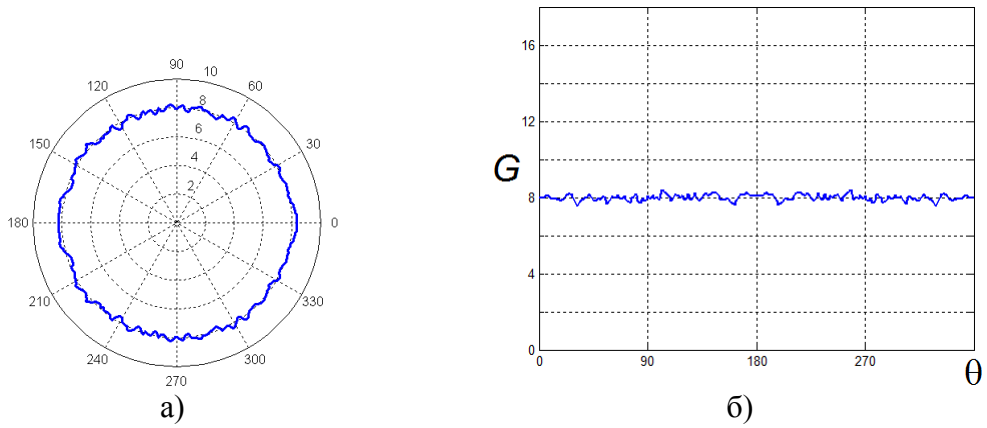


Рис. 6.21. Диаграмма усиления ансамбля $G(\theta)$ в угломестной плоскости а) в полярных и б) в декартовых координатах

Этот результат вполне предсказуем с учетом выводов раздела 6.2.2. В самом деле, если амплитудная ДН антенны излучателя в одном положении описывается выражением $F_1(\theta) = \cos(\theta)$, соответственно, ЭДН $H_1(\theta) = \cos^2(\theta)$, то ДН излучателя, повернутого на 90° , описывается выражением $F_2(\theta) = \sin(\theta)$, $H_2(\theta) = \sin^2(\theta)$. По формуле (6.13), ЭДН ансамбля оказывается не зависящей от экваториального угла θ :

$$H_{\Sigma}(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N H_n(\theta) = \frac{8(\sin^2(\theta) + \cos^2(\theta))}{16} = \frac{1}{2}, \quad (6.31)$$

Для данного ансамбля нельзя определить понятие усиления $G_1(\theta)$ так, как это было сделано в предыдущем примере, т.е. как отношение мощности принятого сигнала ансамбля в точке приема $M(\theta, r)$ к мощности принятого сигнала от единственного излучателя, расположенного коллинеарно в центре координат, поскольку излучатели в данном ансамбле расположены по-разному, и для выбора одного из них в качестве опорного нет оснований. Поэтому используется характеристика усиления $G(\theta)$, диаграмма которой приведена на рисунке 6.21, из которой следует, что усиление составляет $G = 8$, а не 16, т.е. $G = N/2$, что согласуется с (6.31).

Таким образом, при использовании направленных антенн рассматриваемого типа ЭДН излучения ансамбля с попарно-перпендикулярным расположением излучателей является ненаправленной в угломестной плоскости.

Нетрудно видеть, что при любых других вариантах расположения направленных излучателей СШП ансамбля характеристика усиления $G(\theta)$ может быть только промежуточной между рассмотренными крайними случаями. В частности, ЭДН не может быть более ненаправленной, так как во втором ансамбле она уже является круговой в угломестной плоскости. С другой стороны, можно сделать вывод, что ЭДН излучения ансамбля не мо-

жет быть сделана более направленной, чем ЭДН излучателей ансамбля. Этот вывод существенно отличает ансамбли СШП излучателей от узкополосных излучающих ансамблей, а также ансамблей излучателей СШП сигналов с фиксированной формой волны (сверхкоротких или ЛЧМ-импульсов).

В то же время, данное исследование показывает, что с учетом указанных предельных случаев (ЭДН отдельного излучателя – круговая ЭДН), с помощью ансамбля СШП излучателей с направленными антеннами можно формировать любые требуемые диаграммы направленности.

6.3.4 Исследование границы дальней зоны ансамбля

В разделе 6.2.3 для ансамбля сверхширокополосных прямохаотических передатчиков получена оценка (6.20) границы дальней зоны $r_{ДЗ} = (2-3)L_{max}$, из которой следует, что дальняя зона СШП излучающего ансамбля начинается с расстояния порядка нескольких размеров ансамбля. Эта оценка существенно отличается от известной оценки для узкополосных систем (6.21), в частности, тем, что не включает в явном виде длину волны сигнала λ . Это объясняется, в основном, тем, что для СШП ансамбля получены характеристики по мощности, интегральные по спектру сигнала, и при их выводе фазовые соотношения не имеют значения.

Однако более важно то, что оценка (6.20) для СШП ансамбля при соотношении $L_{max} > \lambda$ дает существенно меньшее значение границы дальней зоны $r_{ДЗ}$, чем оценка для узкополосных систем (6.21).

Для подтверждения полученной теоретической оценки было рассчитано поле значений мощности сигнала приемника $P_{rx}(\alpha, r)$ в описанной выше модели СШП излучающего ансамбля. Так как мощность принятого сигнала P_{rx} связана с плотностью мощности поля в точке приема линейным соотношением $P_{rx}(\theta, \alpha, r) = P_{\Sigma}(\theta, \alpha, r) \cdot S_A$, где S_A – эффективная площадь приемной антенны, результаты расчетов позволяют делать обоснованные суждения о структуре поля и плотности мощности поля вокруг СШП ансамбля.

Для линейки СШП передатчиков (см. рис. 6.14) в азимутальной плоскости в точках вокруг ансамбля рассчитаны значения $P_{rx}(\alpha, r)$ (6.26). Параметры СШП ансамбля следующие: шаг линейки $d = 0,8\lambda$, $N = 16$, $L = 12\lambda$ (под λ здесь понимается λ_{cp} – длина волны средней частоты f_{cp} СШП колебаний). Антенны всех передатчиков расположены коллинеарно и являются ненаправленными в азимутальной плоскости.

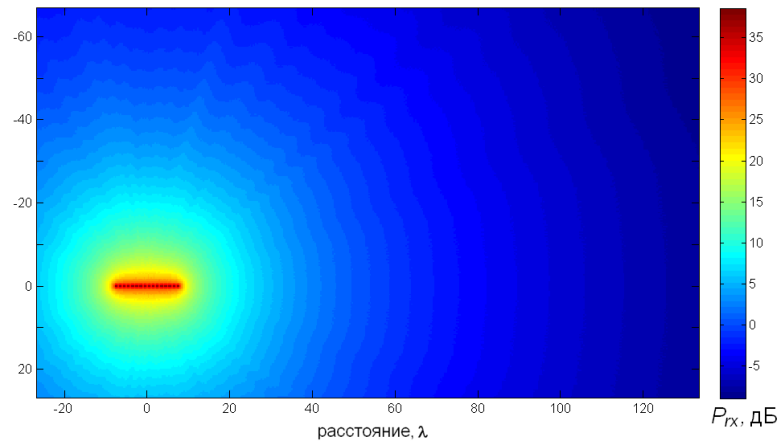


Рис. 6.22. Поле мощности сигнала ансамбля $P_{rx}(\alpha, r)$

Согласно оценке (6.20), граница дальней зоны такого ансамбля должна составлять $r_{ДЗ} = (2-3)L_{max} = 25-35\lambda$. Результаты расчетов мощности $P_{rx}(\alpha, r)$ в точках приема вокруг ансамбля приведены на рисунке 6.22. На рисунке 6.23 результаты этих же расчетов приведены в виде линий равной мощности.

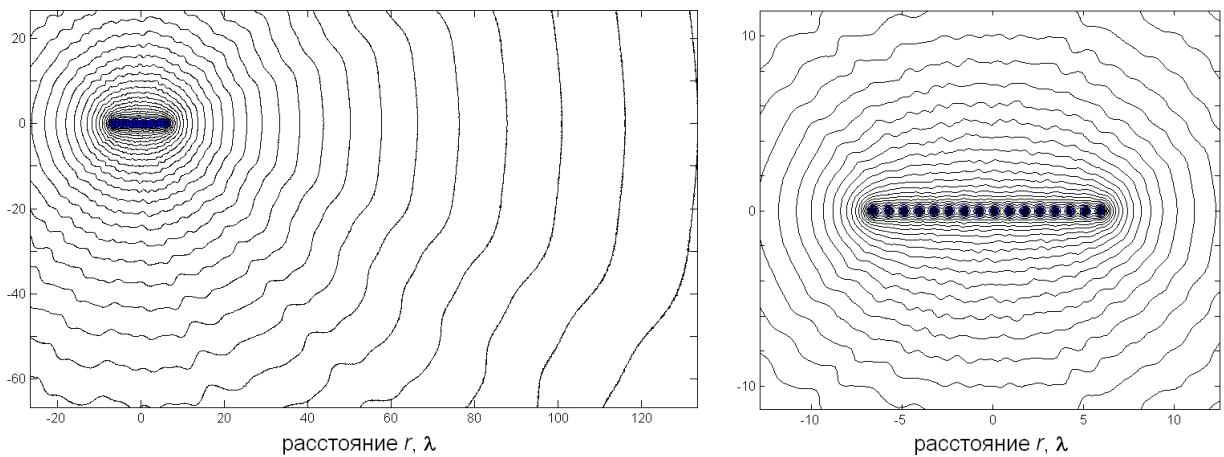


Рис. 6.23. Линии равной мощности $P_{rx}(\alpha, r)$ для линейки $N = 16$ независимых СШП хаотических излучателей; справа фрагмент центральной части диаграммы

Как и следует ожидать, в ближней зоне ($r < 20\lambda$) диаграмма излучения ансамбля $P_{rx}(\alpha, r)$ определяется геометрией расположения источников, однако при увеличении расстояния диаграмма излучения быстро (уже при $r \approx 25\lambda$) становится круговой. Таким образом, данный численный эксперимент подтверждает, что начиная с расстояния порядка $r \sim 2L$ от геометрического центра ансамбля информация о пространственной структуре ансамбля теряется, исчезает зависимость от азимута α , т.е. $P_{rx}(\alpha, r) = P_{rx}(r)$, а волновой фронт ансамбля становится практически круговым. Небольшие флуктуации значений мощности $P_{rx}(\alpha, r)$ связаны с вариациями средней мощности суммы хаотических сигналов. Судя по

данному графику, с хорошей точностью можно считать, что граница ближней и дальней зон ансамбля располагается на расстоянии порядка $r_{дз} = 2L$.

Аналогичные выводы можно сделать из анализа диаграммы на рисунке 6.24, на котором приведены результаты расчетов мощности поля для СШП ансамбля со случайным расположением элементов. Здесь $L_{max} \approx 14\lambda$, и, как следует из анализа диаграммы, начиная с расстояния порядка $L_{max} \approx 30\lambda$, изолинии P_{rx} становятся круговыми, информация о геометрии расположения СШП источников полностью теряется.

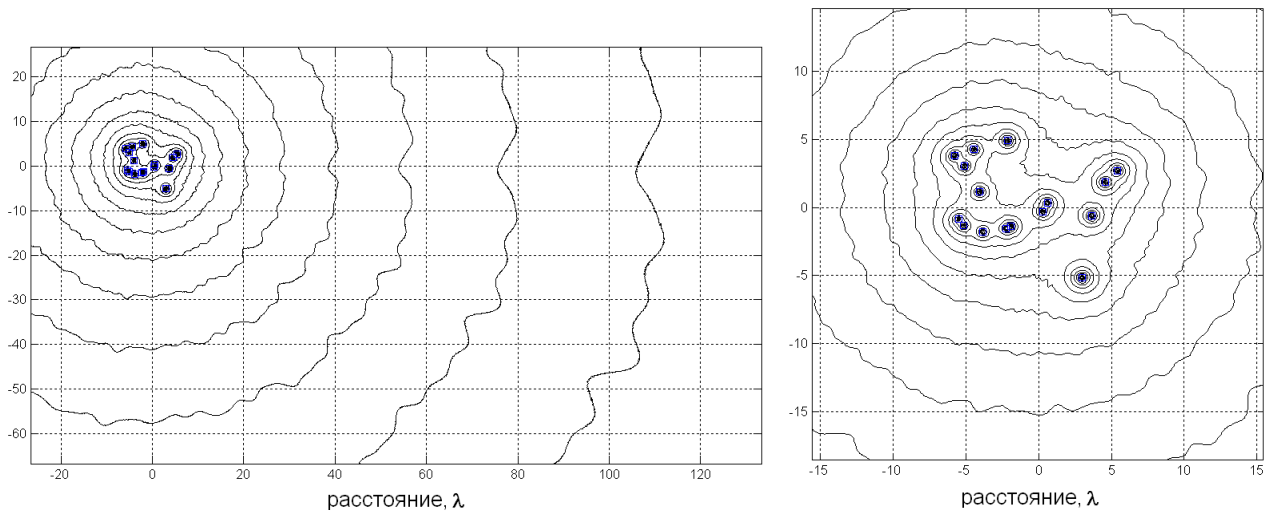


Рис. 6.24. Изолинии P_{rx} для ансамбля $N = 16$ источников, расположенных случайным образом; справа фрагмент центральной части

Таким образом, численные эксперименты с моделью сверхширокополосного излучающего прямохаотического ансамбля подтверждают справедливость теоретической оценки границы дальней зоны ансамбля.

6.3.5 Возможность появления направленных свойств СШП ансамбля при излучении хаотических радиоимпульсов

В разделе 6.2.4, на основе анализа коллективного излучения сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов передатчиками ансамбля (в отличие от излучения *непрерывных* хаотических сигналов), сделан вывод о том, что при уменьшении длительности хаотических радиоимпульсов (что соответствует, например, увеличению скорости передачи информации ансамблем) эффективность суммирования энергии хаотических радиоимпульсов вдоль некоторых направлений может ухудшаться. Другими словами, даже при использовании излучателей с ненаправленными антеннами у СШП ансамбля могут проявиться направленные свойства.

Чтобы исследовать это явление, следует определить более подробно систему передачи информации. Для определенности будем считать, что речь идет о системе прямохао-

тической передачи информации, в которой информация кодируется хаотическими радиоимпульсами, как показано на рисунке 6.2. Чтобы не углубляться в детали методов приема, условимся, что в приемнике измеряется энергия E_b принятого сигнала на позиции радиоимпульса T_p . Достоинство коллективной передачи заключается в увеличении энергии принятых хаотических радиоимпульсов за счет суммирования их энергии на интервале T_p .

Для численной оценки эффективности сложения используем параметр усиления ансамбля G , который при передаче радиоимпульсов естественным образом выражается как отношение энергии, собранной на интервале времени T_p для двух случаев: для ансамбля N сверхширокополосных передатчиков E_Σ и для одного передатчика E_b , т.е. $G = E_\Sigma / E_b$.

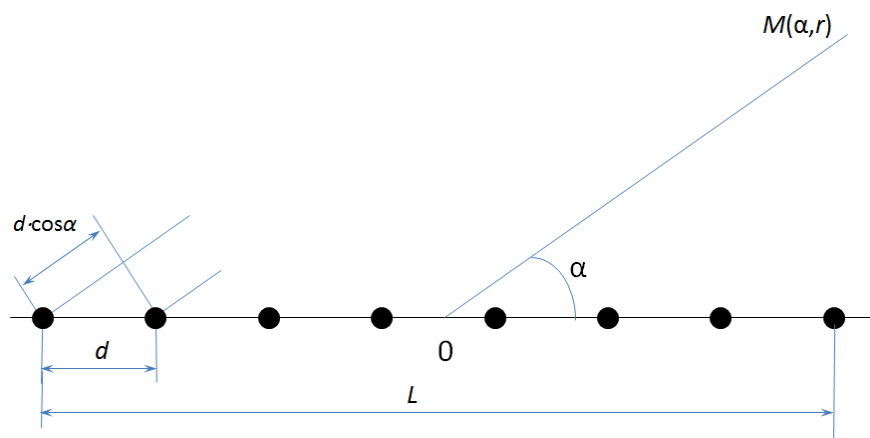


Рис. 6.25. Ансамбль СШП излучателей

Рассмотрим модельный ансамбль в виде линейки N излучателей (см. рис. 6.25). При шаге d длина линейки составляет $L = (N-1)d$. Антенны излучателей ненаправленные. В дальней зоне разность хода лучей Δr от разных излучателей существенно меньше расстояния r от ансамбля до точки приема $M(\alpha, r)$, $\Delta r \ll r$, поэтому можно считать, что в среднем энергия радиоимпульсов в точке приема от разных излучателей одинакова и равна E_b .

При $\alpha = \pi/2$ на вход приемника импульсы от элементов ансамбля приходят практически одновременно (идеальный случай), энергия принятого сигнала составляет $E_\Sigma = NE_b$. Для других направлений импульсы в точку приема приходят последовательно, со сдвигом друг относительно друга на $\Delta T = d \cdot \cos \alpha / c$, где c – скорость света (см. рис. 6.26).

Пусть P_i – мощность сигнала i -го излучателя, принятого приемником, тогда $E_b = P_i \cdot T_p$. Так как в дальней зоне мощности P_i можно считать равными, $P_i = P$, энергию суммарного радиоимпульса на интервале T_p вычислим следующим образом:

$$\begin{aligned} E_\Sigma &= P \cdot T_p + P \cdot (T_p - \Delta T) + P \cdot (T_p - 2\Delta T) + \dots + P \cdot (T_p - (N-1)\Delta T) = \\ &= P \cdot N(T_p - (N-1)/2 \cdot \Delta T). \end{aligned} \quad (6.32)$$

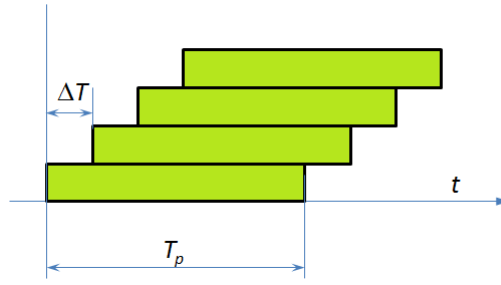


Рис. 6.26. Сложение энергии хаотических радиоимпульсов в точке приема

Тогда усиление ансамбля составит

$$\begin{aligned}
 G &= \frac{E_{\Sigma}}{E_b} = \frac{P \cdot N \left(T_p - \frac{N-1}{2\Delta T} \right)}{P \cdot T_p} = N \left(1 - \frac{\Delta T (N-1)}{2T_p} \right) = \\
 &= N \left(1 - \frac{d \cos \alpha (N-1)}{2cT_p} \right) = N \left(1 - \frac{L \cos \alpha}{2cT_p} \right) = N \left(1 - \frac{\gamma}{2} \cos \alpha \right)
 \end{aligned} \quad (6.33)$$

Таким образом, усиление ансамбля G в случае сложения СШП хаотических радиоимпульсов, в отличие от ситуации с непрерывными хаотическими сигналами, не всегда равно $G = N$, а определяется отношением размера ансамбля к пространственной длине радиоимпульсов $\gamma = L/cT_p$ и зависит от угла наблюдения α .

Анализ выражения (6.33) показывает, что только при $\alpha = \pi/2$ (в этом случае продольный размер линейного ансамбля в направлении точки приема минимален, $L \cos \alpha = 0$) усиление ансамбля не зависит от перечисленных параметров ансамбля и равно $G = N$. Минимальное усиление для ансамбля на рисунке 6.25 наблюдается при $\alpha = 0$ (π), при этом продольный размер ансамбля максимален.

Формально, выражение (6.33) может принимать отрицательные значения, например, при больших значениях L , однако такие случаи не следует принимать во внимание, усиление G не может быть меньше 1, потому что в точке приема на интервал T_p всегда придет хотя бы один (первый) импульс. Однако если при увеличении L или изменении α усиление G уменьшается до значения $G = 1$, это означает, что в этой ситуации уже второй импульс приходит в точку приема со сдвигом $\Delta T = T_p$ (см. рис. 6.26), а все последующие попадают на временные позиции соответствующие передаче других символов. Таким образом, при уменьшении усиления до $G = 1$ система коллективной передачи фактически перестает работать, поскольку сигналы разных передатчиков становятся помехами друг для друга.

Сделаем несколько оценок усиления ансамбля по формуле (6.33). Для ансамбля на рисунке 6.25 (линейка излучателей) зафиксируем количество элементов $N = 16$ и, установив шаг $d = \lambda = 7,5$ см, зафиксируем длину $L = (N-1)d = 15\lambda = 112,5$ см. Рассчитаем зависимость усиления G от угла наблюдения α для нескольких значений длительности СШП импульса $T = 1, 2, 3, 10, 100$ нс, что соответствует скоростям передачи данных (при скважности $S = 2$) $R = 500, 250, 167, 50, 5$ Мбит/с или значениям безразмерного параметра $\gamma = L/cT_p = 3,75; 1,875; 1,25; 0,375; 0,0375$. Результаты расчетов приведены на рисунке 6.27 в полярных и декартовых координатах.

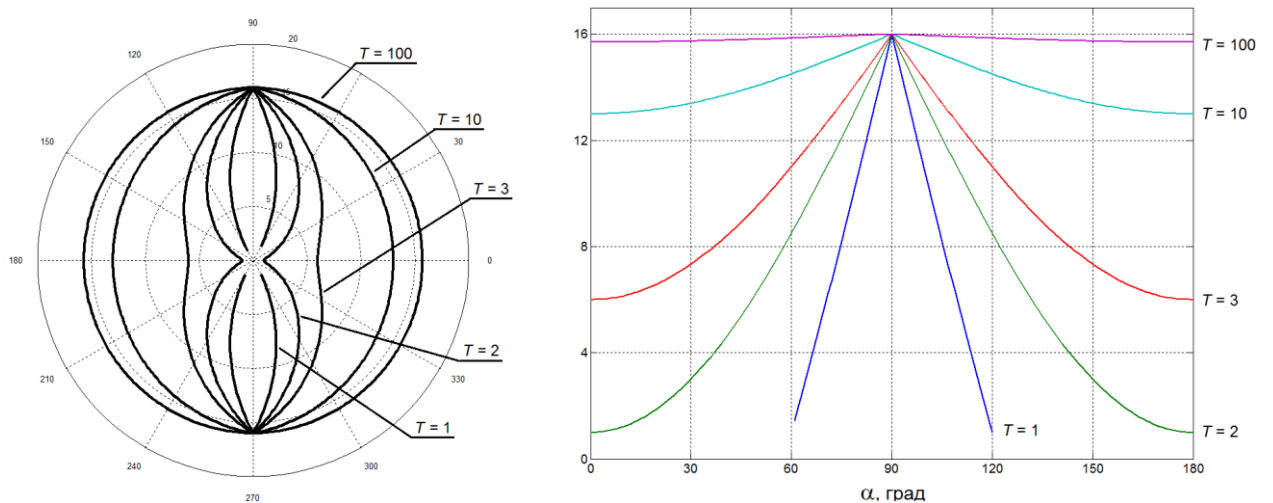


Рис. 6.27. Зависимость коэффициента усиления G энергии хаотических радиоимпульсов от угла наблюдения α для линейки $N = 16$ излучателей для разных значений длительности радиоимпульсов T

Как следует из рисунка 6.27, чем больше пространственная длина импульса по отношению к размеру ансамбля, тем ближе угловая диаграмма усиления $G(\alpha)$ к круговой. Так, при $T = 100$ нс, что соответствует скорости передачи $R = 5$ Мбит/с и $\gamma = 0,0375$, изменение G по азимуту едва заметно: при $\alpha = \pi/2$ усиление $G = 16$, т.е. $G = N$, в то время как при $\alpha=0$, $G = 15,5$. Даже на скорости в 10 раз большей ($T = 10$ нс, $R = 50$ Мбит/с, $\gamma = 0,375$), уменьшение G при направлении наблюдения вдоль ансамбля укладывается в 20%: $G \approx 13$ при $\alpha=0$. Однако при $\gamma = 1$, усиление падает уже вдвое: $G = N/2$.

Для уменьшения направленных свойств ансамбля, как следует из выражения (6.33), следует уменьшить его размеры. Например, элементы ансамбля можно расположить не в виде одномерной линейки, а в виде двумерной структуры, например, регулярной квадратной решетки (см. рис. 6.28).

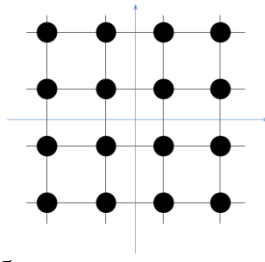


Рис. 6.28. СШП ансамбль в виде регулярной квадратной решетки

Ансамбль из предыдущего примера трансформируем в решетку 4×4 с тем же шагом $d = \lambda = 7,5$ см. На рисунке 6.29 приведены результаты расчетов коэффициента усиления G от угла α для решетки СШП излучателей.

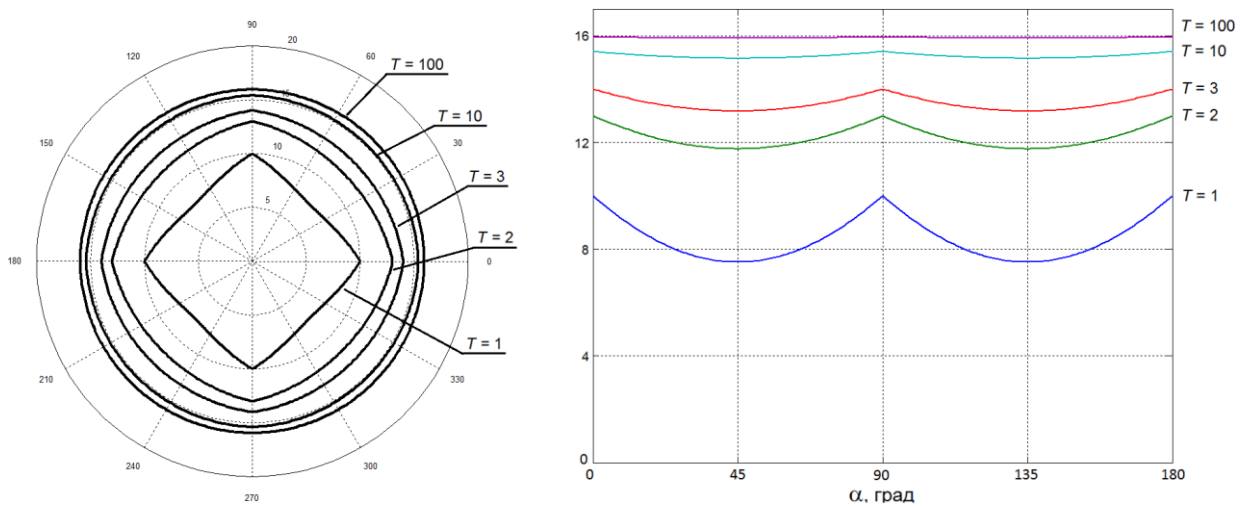


Рис. 6.29. Коэффициент усиления G энергии хаотических радиоимпульсов для квадратной решетки 4×4 излучателей

Из-за того, что максимальный размер решетки (диагональ) равен $L = 3\sqrt{2}\lambda = 4,2\lambda = 0,32$ м, т.е. уменьшился почти в 4 раза, почти по всем направлениям значение G больше $N/2$. Так как в решетке нет направлений, вдоль которых размер ансамбля равен нулю, максимальное значение коэффициента усиления G для решетки строго меньше N , а значение $G = N$ достигается только в пределе $\gamma \rightarrow 0$. Тем не менее, если для линейки излучателей при $T = 1$ нс величина γ составляла $\gamma = 3,75$, а усиление больше $G = N/2$ наблюдалось только в угле $\alpha = \pi/2 \pm \pi/12$, то в случае квадратной решетки $\gamma = 1,05$, а усиление G изменяется в пределах $[7,5; 10]$ во всем диапазоне углов α .

Сравнивая рисунки 6.27 и 6.29, можно также заметить, что в диаграмме коэффициента усиления G при больших γ проявляется пространственная структура ансамбля СШП излучателей.

По результатам моделирования в данном разделе можно сделать следующие выводы. Если пространственная длина хаотических радиоимпульсов становится сравнимой с

размерами ансамбля СШП прямохаотических излучателей ($\gamma \sim 1$ и более), ансамбль как система коллективной передачи информации приобретает направленные свойства, в том смысле, что эффективное суммирование энергии радиоимпульсов происходит вдоль направления, в котором продольные размеры ансамбля минимальны. В точках приема вдоль других направлений энергия «размазывается» по временной оси, что приводит к межсимвольным искажениям вплоть до невозможности приема информации. При этом, вообще говоря, ЭНД ансамбля остается ненаправленной, т.е. энергия равномерно излучается во все стороны.

Для устранения описанного эффекта необходимо уменьшать пространственные размеры ансамбля, например, путем двух- и трехмерной компоновки СШП излучателей.

6.4 Характеристики ансамблей СШП излучателей с когерентными сигналами. Сравнение с другими типами СШП сигналов

Полученные выше аналитические результаты для характеристик направленности излучения ансамблей СШП излучателей получены для *хаотических* сверхширокополосных радиоимпульсов. Однако СШП системы могут использовать СШП сигналы других видов, в первую очередь, сверхкороткие импульсные сигналы (СКИ) (видеоимпульсные сигналы) и короткие радиоимпульсы (КРИ) [159]. Сверхширокая полоса частот этих сигналов обеспечивается их крайне малой длительностью (от сотни пикосекунд до нескольких наносекунд). Применение таких сигналов в задачах радиолокации активно исследуется, начиная с конца XX века [400-404, 406-411]. Как указывают исследователи, для описания таких СШП систем также удобно пользоваться энергетическими характеристиками, например, диаграммой направленности по энергии, которая «получается усреднением мгновенной мощности, излучаемой в каждом угловом направлении, за время существования сигнала ... этот тип ДН наиболее приемлем для практического расчета характеристик антенн, излучающих СШП-сигналы» [407].

При исследовании энергетических направленных характеристик СШП одиночных излучателей коротких и сверхкоротких импульсных сигналов было показано, что, как и для СШП хаотических радиоимпульсов, их ЭДН, ЭКНД и т.п. определяются не только диаграммой направленности антенны излучателя, но и характеристиками излучаемого сигнала, такими, как спектр или форма сигнала.

Так, в работах [400, 406] на основе классического спектрального представления для коротких импульсных сигналов из предположения, что известна функция распределения амплитуды напряженности электрического поля по апертуре (апертура возбуждается син-

хронно), аналитически получены оценки коэффициента направленного действия по энергии (ЭКНД). Авторы приходят к выводу, что КНД антенны зависит от характера частотного спектра или от формы и длительности излученного сигнала.

В работе [408] на основе спектрального подхода в приближении физической оптики выводятся угловые зависимости ЭКНД и энергетической эффективной площади (ЭЭП) несинхронно возбуждаемой апертурной антенны при излучении и приеме сверхкоротких импульсов. Автор получает, что «угловой ЭКНД антенны в режиме излучения есть усредненное по спектру возбуждающего сигнала произведение парциального (обычного для гармонического сигнала) КНД и нормированного энергетического спектра сигнала» [408].

В работе [409] подробно разбирается «сверхширокополосная» терминология, вводятся определения, анализируются аналитические выражения для энергетических характеристик направленности ряда канонических антенн и антенных систем при излучении и приеме СШП импульсов простой формы (имеются в виду СКИ).

Помимо исследования направленных свойств отдельных СШП излучателей сверхкоротких радио- или видеоимпульсных сигналов, изучались также характеристики направленности ансамблей (решеток) таких излучателей.

Так, в работе [401] «для преодоления практических ограничений, связанных с генерацией мощных видеоимпульсов в одном устройстве, предлагается получать требуемую мощность зондирующего сигнала путем суммирования в пространстве сигналов от множества менее мощных источников». Для антенной решетки (АР), запитываемой сверхкороткими импульсами, делаются численные расчеты (во временной области) энергетической ДН (ЭДН), характеризующей угловое распределение плотности потока энергии видеоимпульсного сигнала за время существования импульса. Исследуется влияние параметров СКИ на ЭДН. Авторы решают задачу численно, а также аналитически рассматривают отдельные частные случаи. Их расчеты показывают, что наблюдается остро направленная ЭДН, причем «при излучении элементами решетки симметричных биполярных импульсов форма и спектр импульса в дальней зоне *существенно зависит от расстояния между излучателями и направления относительно максимума ЭДН*. В зависимости от соотношения эффективной протяженности биполярного импульса и расстояния между излучателями могут формироваться качественно разные ЭДН: при плотном расположении излучателем (с шагом меньшим, чем эффективная протяженность импульса) формируется безлепестковая ЭДН; а при редком расположении излучателей имеется боковое излучение, уровень которого определяется числом излучателей и их парциальной ДН.»

В статье [402] излучение СКИ антенной решетки описывается во временной области. Выводятся выражения для расчетов формы и спектра излучаемого импульса с учетом

дисперсионных свойств взаимовлияния элементов АР, а также характеристик АР. Так, КНД антенной решетки из N элементов равен $G = \frac{N(kd)^2}{v+1/2} \cos^v \varphi$, где d – расстояние между элементами, а ДН парциальной антенны задается в виде $\cos^v \varphi$. Таким образом, ЭКНД решетки пропорционален количеству элементов, и независимо от направленности отдельных элементов КНД в процессе сканирования изменяется пропорционально $\cos \varphi$. Из материала статьи можно сделать вывод, что учет взаимовлияния элементов АР приводит к обужению полосы и сильным направленным свойствам АР.

В работе [411] рассматриваются антенные решетки (АР) для СШП средств ближней радиолокации. Авторы замечают, что для СШП радиолинии существенное влияние на направленность приема оказывают спектральный состав передаваемого сигнала, способ и параметры обработки сигнала в приемном устройстве, а также частотные свойства излучающей антенны. Целью исследования является синтез АР с требуемой направленностью. В частности, авторы показывают, что антенные решетки могут обеспечивать высокую направленность системы при использовании слабонаправленных антенн. Для синфазной решетки демонстрируются различия между ДН на центральной частоте и по СШП сигналу. Они близки, но для ДН по СШП сигналу отсутствует выраженная лепестковая структура бокового излучения (нет провалов до нуля, боковое излучение меняется по углу практически монотонно).

Таким образом, в отличие от ансамблей излучателей СШП хаотических сигналов, суммирование в пространстве сигналов источников СШП сверхкоротких и коротких импульсов приводит к появлению резко выраженных направленных свойств даже при использовании ненаправленных антенн. Другими словами, свойства СШП ансамблей (антенных решеток) излучателей СКИ качественно близки к свойствам антенных решеток традиционных узкополосных систем [395].

6.4.1 Особенности хаотических радиоимпульсов

Анализ показывает, что столь существенные отличия характеристик направленности СШП решеток излучателей СКИ от характеристик ансамблей СШП хаотических излучателей связаны со следующими особенностями СШП хаотических радиоимпульсов [136, 81, 159].

В то время как сверхширокая полоса частот ΔF сверхкоротких радио- и видеоимпульсных сигналов обеспечивается их крайне малой длительностью ΔT , т.е. $\Delta F \approx 1/\Delta T$, СШП хаотические сигналы являются сверхширокополосными «от природы», в силу внутренней динамики порождающих их нелинейных динамических систем [412]. Поэтому

сверхкороткие импульсы являются элементарными сигналами с базой $B = \Delta F \Delta T \sim 1$, в то время как естественная широкополосность хаотических генераторов позволяет формировать СШП хаотические радиоимпульсы с произвольной базой за счет изменения ΔT , поскольку спектр СШП хаотического радиоимпульса практически не зависит от его длительности ΔT в широком диапазоне изменения ΔT [136].

Это различие проявляется также в определении понятия энергетической диаграммы направленности (ЭДН или ЭКНД). Для СКИ и КРИ характеристика ЭДН получается «усреднением мгновенной мощности, излучаемой в каждом угловом направлении, за время существования сигнала» [407], т.е. оценивается полная энергия импульса в точке приема. В отличие от систем на СКИ, ансамбли хаотических СШП передатчиков могут излучать непрерывные хаотические сигналы, поэтому в данной работе вместо энергии можно говорить о мощности и в определении диаграммы направленности по мощности $H(\theta, \alpha)$ (6.7) использовать значения средней плотности мощности поля в точке приема. Другими словами, для СШП хаотических передатчиков можно определять ЭДН по непрерывному сигналу, а не по радиоимпульсам. (Это верно до тех пор, пока выполняется упомянутое выше условие независимости спектра хаотического радиоимпульса от его длительности.)

Еще одним существенным отличием хаотических радиоимпульсов от СКИ и КРИ является неповторяемость. В силу особенностей синтеза, СКИ, формируемые разными излучателями ансамбля или антенной решетки, являются когерентными. Поэтому результат сложения импульсов определяется степенью корреляции полей, создаваемых разными излучателями АР в точке приема. Так как величина этой корреляции определяется относительными задержками $\Delta t_{ij} = (r_i/c - r_j/c)$ распространения сигналов от разных излучателей до точки приема, а геометрические размеры L ансамбля излучателей СКИ сопоставимы с пространственной протяженностью импульсов $l_{\text{и}} = T_{\text{и}}c$, то даже при использовании изотропных антенн с ДН $F(\theta, \alpha, \omega) = 1$ неизбежно появляется зависимость ЭДН такого ансамбля от угловых координат.

В случае ансамбля независимых хаотических излучателей, излучаемые ими хаотические радиоимпульсы являются некоррелированными [131], а сложение соответствующих полей в пространстве происходит некогерентным образом. При этом относительные задержки распространения СШП хаотических сигналов от разных излучателей до точки приема не имеют значения, а соответствующие поля суммируются по мощности. Таким образом, суммирование в пространстве полей разных хаотических излучателей не добавляет направленности СШП хаотическому ансамблю.

Для иллюстрации вывода о том, что различия характеристик направленности излучения СШП ансамблей излучателей СКИ и излучателей хаотических радиоимпульсов

обусловлены отсутствием корреляции сверхширокополосных хаотических сигналов, генерируемых независимыми источниками ансамбля, рассмотрим два модельных случая.

6.4.2 Направленные свойства синфазной СШП антенной решетки

Чтобы яснее подчеркнуть уникальные свойства СШП излучающего ансамбля, моделируем решетку СШП прямохаотических приемопередатчиков, излучающих одновременно один и тот же хаотический сигнал. Математически это можно было бы представить ансамблем идентичных хаотических генераторов с одинаковыми начальными условиями, а технически – антенной решеткой, к которой подведен СШП сигнал от единственного генератора хаоса. Рассмотрим случай «синфазной» антенной решетки с нулевыми относительными задержками всех излучателей.

В этом случае, сигналы уже не являются независимыми и некоррелированными. Точнее, согласно следствию из теоремы Винера–Хинчина [373], время автокорреляции τ шумоподобного сигнала с шириной полосы ΔF составляет $\tau = 1/\Delta F$. Например, для ранее упомянутых приемопередатчиков ППС-4х, имеющих ширину полосы частот $\Delta F = 2$ ГГц, время автокорреляции составляет

$$\tau = 1/\Delta F = 0,5 \text{ нс}, \quad (6.34)$$

что соответствует длине $l = 15 \text{ см} \approx 2\lambda_{\text{ср}}$ (см. рис. 6.11). Это означает, что в точке приема волны от разных излучателей с относительным набегом порядка l и менее являются коррелированными. Поэтому для такой линейки появляется сильная зависимость диаграммы направленности, как от угла азимута α , так и от шага решетки d .

Ниже представлены диаграммы усиления ансамбля $G(\alpha)$ для ансамбля из рисунка 6.14 для нескольких значений шага решетки d .

Как можно видеть из рисунка 6.30, при малом шаге d элементы ансамбля являются довольно сильно коррелированными, поэтому диаграмма излучения $P_{rx}(\alpha, r)$ напоминает типичную диаграмму направленности синфазной решетки с единственным узким лепестком и усилением вдоль основного луча $G = N^2$. В частности, при $d = \lambda/2$ (рис. 6.30а) вдоль направления $\alpha = 0$, по меньшей мере, сигналы каждых 4 соседних излучателей являются коррелированными, так как относительные набеги сигналов в точке приема не превышают длину корреляции $l = 2\lambda$. В других направлениях количество коррелированных сигналов увеличивается, а при $\alpha = \pi/2$ все сигналы совпадают (в дальней зоне).

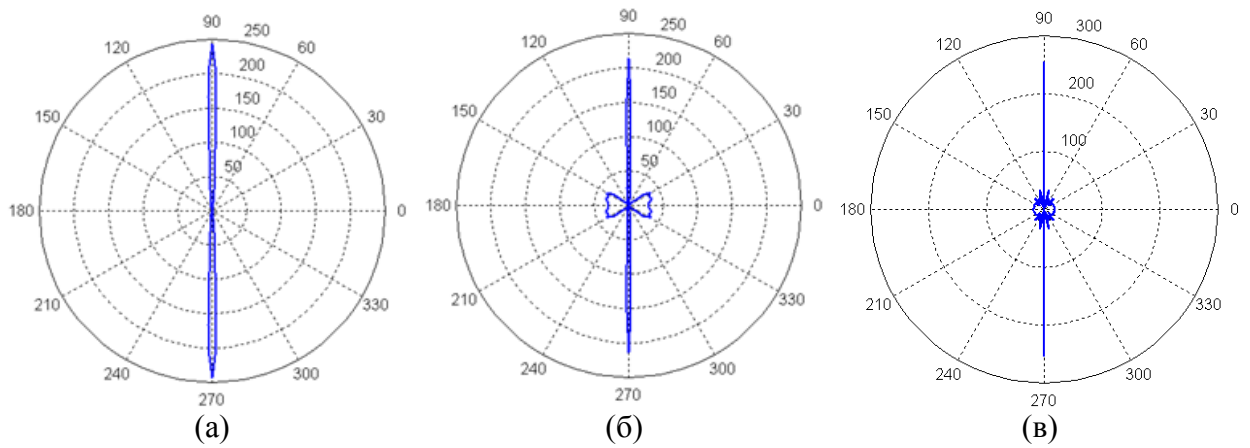


Рис. 6.30. Диаграмма усиления $G(\alpha)$ для «синфазного» ансамбля в виде линейки $N = 16$ хаотических источников с шагом: а) $d = \lambda/2$, б) λ , в) 2λ

При увеличении шага линейки d появляются боковые лепестки. При шаге $d = 2\lambda$, равном длине автокорреляции $l = c\tau$, длина основного лепестка остается практически неизменной, но появляется «юбочка» из боковых лепестков. При дальнейшем увеличении шага d «юбочка» на диаграмме излучения $P_{rx}(\alpha, r)$ начинает приближаться к круговой форме, а ее изрезанность ожидаемо уменьшается. Это связано с тем, что при отклонении от фронтального направления $\alpha = \pi/2$ относительный набег радиоволн от антенн решетки увеличивается и становится сравним с длиной автокорреляции, а затем начинает ее превышать.

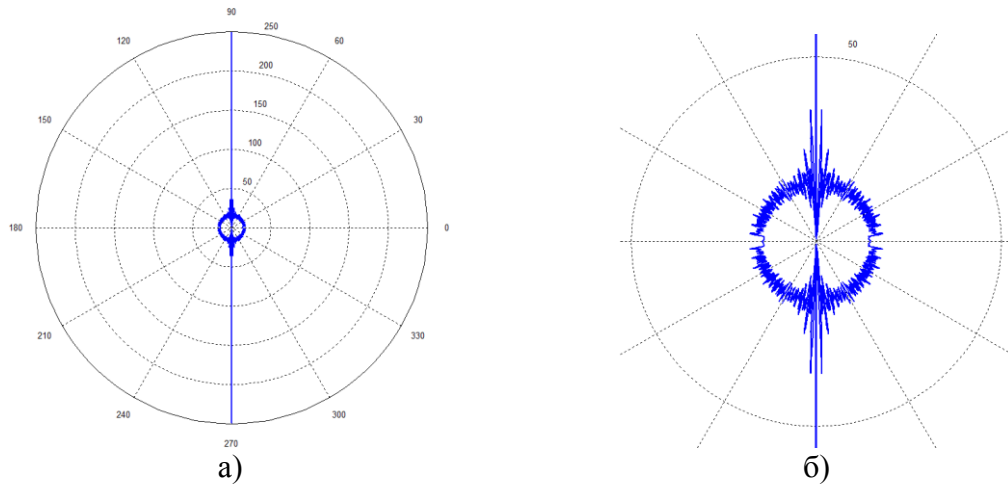


Рис. 6.31. Диаграмма усиления $G(\alpha)$ для синфазного ансамбля с шагом $d \gg l$ ($d = 6l$); а) диаграмма $G(\alpha)$, б) фрагмент центральной части

При расстоянии между элементами ансамбля заведомо превышающем «длину» автокорреляции, $d \gg l$, диаграмма $G(\alpha)$ имеет сверхузкий луч в направлении $\alpha = \pi/2$ с усилением $G(\pm\pi/2) = N^2$ и круглую «юбочку» в центре с $G(\alpha) = N$, т.е. представляет собой комбинацию сверхузкого луча с круговой диаграммой. Это хорошо видно на рис. 6.31, где показана диаграмма усиления $G(\alpha)$ для «синфазной» линейки с шагом $d = 6l = 12\lambda$.

6.4.3 Уменьшение полосы частот хаотического сигнала

Рассмотрим, как характеристики излучения прямохаотического излучающего ансамбля связаны со сверхширокополосным характером используемых сигналов. Для этого смоделируем излучающий ансамбль и будем изменять ширину полосы частот излучаемых сигналов.

Рассмотрим модель СШП ансамбля в виде линейки $N = 16$ излучателей с шагом $d = \lambda$ (см. рис. 6.14). Зафиксируем набор хаотических сигналов излучателей $u_n(t)$, $n = 1, \dots, N$. В исходном случае относительная ширина полосы частот всех сигналов составляет $\Delta f / f_{cp} = 1/2$ (что соответствует, например, сигналу с полосой частот $F = 3\text{--}5$ ГГц). Затем пропустим эти сигналы через полосно-пропускающие фильтры, чтобы получить более узкополосные сигналы с той же средней частотой f_{cp} . Применяв ряд фильтров, получим ряд новых наборов хаотических сигналов с меньшей шириной полосы Δf . После этого рассчитаем диаграммы усиления ансамбля $G(\alpha)$ для наборов сигналов излучателей различной ширины Δf .

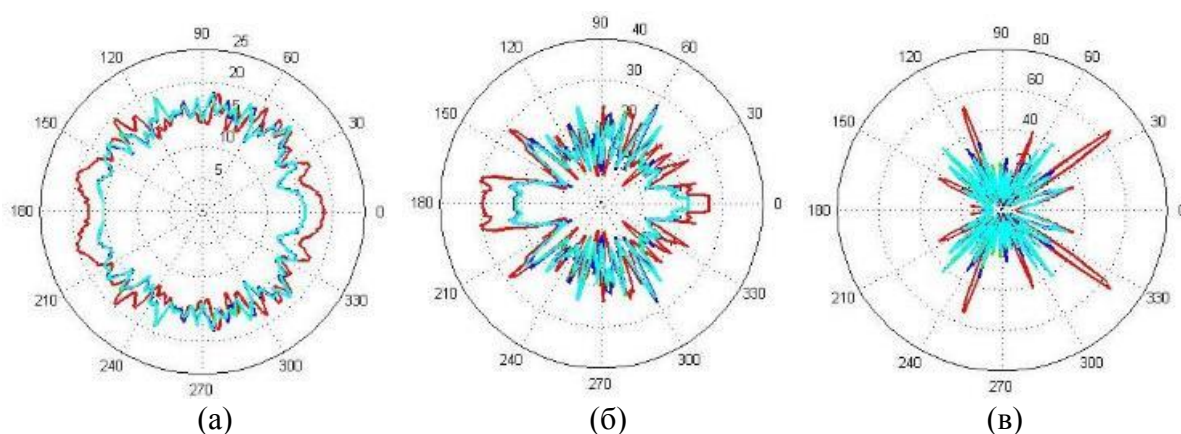


Рис. 6.32. Диаграмма излучения $G(\alpha)$ для ансамбля $N = 16$ хаотических источников при ширине полосы а) $\Delta f = \Delta f_0/2$, б) $\Delta f_0/20$, в) $\Delta f_0/200$

На рисунке 6.32 приведены результаты расчетов характеристик излучения $G(\alpha)$ при ширине полосы частот сигналов $\Delta f = 1000, 100$ и 10 МГц, т.е. при $\Delta f = \Delta f_0/2, \Delta f_0/20, \Delta f_0/200$, где $\Delta f_0 = 2$ ГГц – исходная ширина полосы СШП сигналов в численных экспериментах в разделе 6.3. Таким образом, только в первом случае используемые сигналы можно считать сверхширокополосными.

Из рисунка 6.32 видно, как при уменьшении ширины полосы частот Δf сигналов ансамбля постепенно получается ярко выраженная интерференционная картина и направленная энергетическая диаграмма излучения. Это вполне ожидаемый результат, поскольку, как следует из теоремы Винера-Хинчина [373], каждое уменьшение ширины полосы в

10 раз увеличивает время автокорреляции сигналов также в 10 раз. (Разным цветом показаны результаты расчетов для двух различных наборов исходных хаотических сигналов.)

В пределе уменьшения ширины полосы частот Δf получим ансамбль источников синусоидальных колебаний частоты f_{cp} со случайным, в общем случае, сдвигом фаз между колебаниями разных генераторов. Диаграмма излучения $G(\alpha)$ такого ансамбля будет близка к диаграмме на рис. 6.32в.

Эти два примера наглядно демонстрируют, что именно коррелированность излучаемых ансамблем сигналов приводит к появлению направленных свойств. Отсутствие коррелированности сигналов независимых источников СШП хаотических колебаний обуславливает уникальные свойства ансамбля СШП прямохаотических передатчиков, в том числе отсутствие направленности излучения при использовании ненаправленных антенн.

6.5 Экспериментальная реализация ансамбля СШП прямохаотических передатчиков

Результаты теоретического исследования и моделирования использованы для создания экспериментального макета сверхширокополосного излучающего прямохаотического ансамбля на основе СШП прямохаотических приемопередатчиков ППС-43 [192, 405]. Эти приемопередатчики предназначены для создания сверхширокополосных беспроводных сенсорных сетей и имеют следующие характеристики: носителем информации являются сверхширокополосные хаотические радиоимпульсы диапазона $F = 3\text{--}5$ ГГц; дальность до $d = 30$ м; скорость передачи до $R = 6$ Мбит/с.



Рис. 6.33. Экспериментальный ансамбль с 8 передатчиками, слева – задающий передатчик 0

СШП ансамбль содержит от 1 до 8 приемопередатчиков ППС-43 (см. рис. 6.33). Для передачи информации элементы ансамбля должны работать согласованно, одновременно излучая хаотические радиоимпульсы. Для этого требуется обеспечить синхронизацию пе-

редатчиков во времени по информационному сигналу, как показано на рис. 6.3, чтобы информационные видеоимпульсы одновременно поступали на модуляторы передатчиков ансамбля.

Как указывалось в разделе 6.1, такая синхронизация может осуществляться проводным, так и беспроводным способом. В данном ансамбле использована беспроводная синхронизация. В СШП прямохаотических приемопередатчиках ППС-4х реализован режим ретрансляции, в котором после получения пакета данных приемопередатчик сразу переизлучает его. Если группа одинаково запрограммированных приемопередатчиков ретранслирует пакет данных независимо друг от друга, передача происходит практически одновременно. С учетом этих соображений, при создании экспериментального макета СШП ансамбля использована группа прямохаотических приемопередатчиков ППС-43, работающих в режиме одновременной ретрансляции данных, передаваемых с «ведущего» передатчика. Синхронизация приемопередатчиков ансамбля с помощью беспроводного канала позволила обойтись без модификации их конструкции.

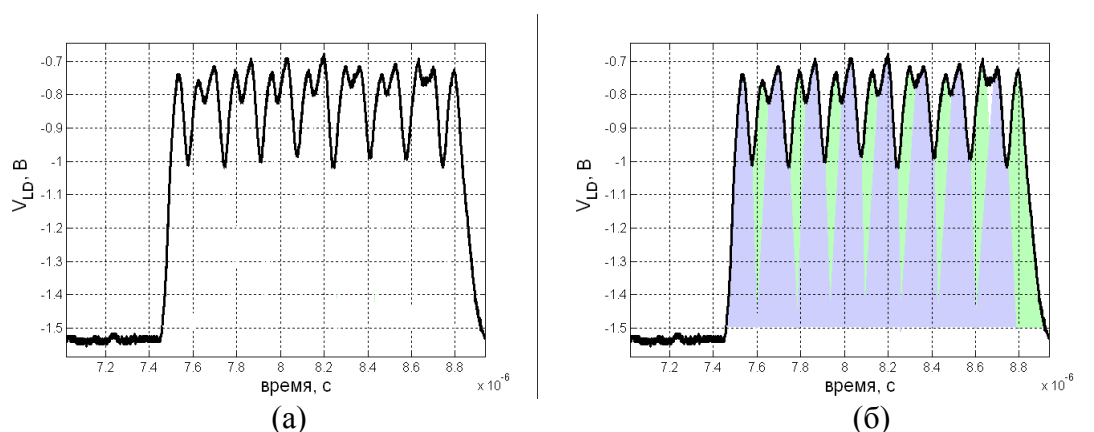


Рис. 6.34. Передача пакета из 8 импульсов «одновременно» двумя передатчиками на скорости $R = 6$ Мбит/с; (а) огибающая сигнала, (б) «реконструкция» импульсов от двух передатчиков

Предварительные испытания экспериментального макета СШП ансамбля показали, что на практике в данной схеме могут возникать проблемы с синхронизацией хаотических радиоимпульсов во времени. Несмотря на то, что все приемопередатчики-ретрансляторы ППС-43 выполнены по одной схеме, на одинаковых компонентах и управляются одной и той же программой, моменты излучения радиоимпульсов могут различаться у них на 1-2 такта тактового генератора управляющего микроконтроллера (МК) из-за того, что МК в разных устройствах тактируются независимо.

На рис. 6.34а изображена огибающая сигнала на выходе логарифмического детектора V_{LD} приемного устройства при передаче пакета из 8 импульсов двумя передатчиками.

Можно видеть, что сигналы двух передатчиков излучаются со сдвигом во времени. На рис. 6.34б разными цветами условно показаны импульсы разных передатчиков. Как следует из рисунка, разница в моментах передачи импульсов между двумя приемопередатчиками составляет около $\Delta t = 85$ нс.

Как показывает анализ работы ретранслятора, при приеме пакета, который необходимо ретранслировать, приемопередатчик «синхронизирует» свои внутренние часы по фронту первого принятого хаотического радиоимпульса пакета, однако эта синхронизация выполняется в рамках временной шкалы, задаваемой тактовым генератором МК. При частоте работы МК $F_c = 12$ МГц, длительность одного такта составляет $T_c = 1/12$ МГц = 83,3 нс, что определяет длительность радиоимпульса $T_u = T_c$ и длительность интервала между импульсами (при скважности 2) на скорости передачи $R = 6$ Мбит/с.

Расхождение между часами передатчиков ансамбля приводит к тому, что в приемнике их импульсы накладываются друг на друга со сдвигом во времени, что приводит к уширению суммарных импульсов, сокращению пустых интервалов между ними, «замазыванию» огибающей сигнала в приемнике и т.п.

Анализ проблемы показывает, что причина этого заключается в том, что на один битовый интервал приходится всего два такта управляющего МК (один на радиоимпульс, другой на защитный интервал). Чтобы обойти эту проблему, можно увеличить частоту тактирования МК. Однако для простоты в данном эксперименте принято решение увеличить длительность радиоимпульсов в 8 раз при сохранении тактовой частоты МК, что требует всего лишь перепрограммирования приемопередатчика. Тогда даже при расхождении тактовых генераторов в передатчиках на 1-2 такта, по крайней мере, в средней части суммарного импульса должно наблюдаться хорошее наложение импульсов передатчиков.

(Полностью устранить проблему синхронизации можно, оставив один тактовый генератор на весь ансамбль и соединив его со всеми приемопередатчиками по проводам. Однако это уже будет вариант проводной синхронизации.)

С помощью построенного ансамбля экспериментально проверена возможность суммирования мощности его излучателей. В ходе эксперимента одновременно включались $N = 1, 2, 4$ или 8 передатчиков ансамбля и проводились сравнения мощности сигнала в точке приема.

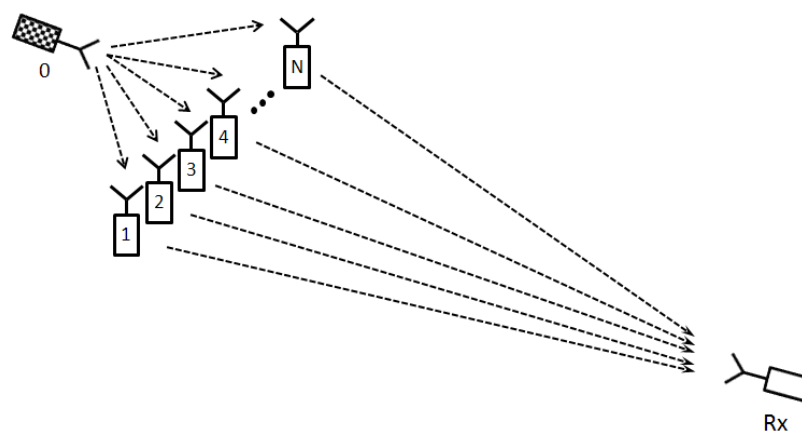


Рис. 6.35. Схема эксперимента с СШП прямохаотическим излучающим ансамблем

Схема эксперимента показана на рисунке 6.35. Сверхширокополосные приемопередатчики-элементы ансамбля с номерами $1, 2, \dots, N$ расположены вдоль прямой линии с шагом d . Приемопередатчик с номером 0 , расположенный рядом с ансамблем, используется в качестве командного, «задающего» устройства. Приемник Rx, который используется для оценки изменений мощности излучающего ансамбля, находится на расстоянии r от передатчиков ансамбля в условиях прямой видимости, $r \gg \lambda_{cp}$, $r \gg L$, где λ_{cp} – средняя длина волны хаотических колебаний, L – максимальный геометрический размер ансамбля (длина линейки передатчиков).

В исходном состоянии передатчики $1, 2, \dots, N$ находятся в режиме приема. Устройство 0 используется для беспроводной синхронизации передатчиков ансамбля. Оно периодически посылает командный сигнал, приняв который, каждый передатчик ансамбля переключается в режим передачи, формирует и излучает СШП хаотический радиоимпульс и снова переключается в режим приема.

Рассмотрим процедуру подробнее. После получения командного сигнала, в каждом из передатчиков $1, 2, \dots, N$ для формирования хаотического радиоимпульса на соответствующий генератор хаоса подается напряжение питания, и генератор быстро (за 2-3 квазипериода колебаний) выходит на хаотический режим [413]. Хаотический сигнал поступает на антенну и излучается. После передачи импульса нужной длительности генератор отключается. Хаотический характер генерации колебаний проявляется в том, что как последовательно генерируемые радиоимпульсы одного передатчика, так и радиоимпульсы, генерируемые одновременно разными приемопередатчиками оказываются некоррелированными [413].

Таким образом, после получения командного импульса все приемопередатчики ансамбля практически одновременно излучают хаотический радиоимпульс. Для удобства эксперимента, длительность радиоимпульса $T_{и}$ существенно превышает как расхождения

внутренних часов элементов ансамбля, так и возможные относительные задержки распространения сигналов от разных элементов. Одновременно излученные ансамблем хаотические радиоимпульсы складываются на входе приемника Rx, детектируются, затем огибающая принятого сигнала отображается на экране цифрового осциллографа, запоминается и передается для анализа на ПК.

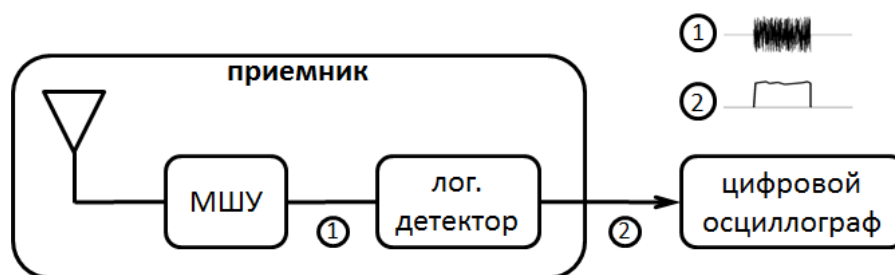


Рис. 6.36. Блок-схема приемника хаотических радиоимпульсов

Блок-схема приемника хаотических радиоимпульсов приведена на рисунке 6.36. (Применяется тот же приемник, что и в экспериментах по измерению многолучевого усиления в разделе 5.4.2.) Суммарный радиоимпульс принимается антенной, усиливается малощумящим усилителем и поступает на логарифмический детектор, напряжение V_{LD} на выходе которого пропорционально логарифму мощности входного сигнала $P_{вх}$, т.е.

$$V_{LD} = S \cdot \log(P_{вх}), \quad (6.35)$$

где S – крутизна характеристики детектора. В эксперименте использовался логарифмический детектор AD8317ACPZ с крутизной $S = 22$ мВ/дБ [386]. Измеряя амплитуду импульса на выходе детектора с помощью цифрового осциллографа, можно оценивать изменения мощности сигнала на входе приемника.

Как и в расчетах, использовалась линейная конфигурация ансамбля передатчиков с расстоянием между центрами антенн $d \sim 0,7\lambda_{cp}$ ($d = 5$ см). Длина линейки при этом составляла $L = (N-1)\lambda_{cp}$, максимальный размер ансамбля для $N = 8$ равнялся $L = 7\lambda_{cp} = 35$ см. Приемник располагался на расстоянии $r = 50-80 \lambda_{cp}$ ($r = 4-6$ м) от ансамбля, т.е. условие $r \gg \lambda_{cp}$, $r \gg L$ выполнялось.

Эксперимент проводился следующим образом. Сначала включался ансамбль с $N = 1$ передатчиком, и на экране осциллографа, подключенного к приемнику Rx, фиксировалась огибающая импульса на выходе логарифмического детектора и оценивалась его амплитуда $V_{LD,1}$. Затем включался ансамбль из $N = 2$ передатчиков, и с помощью осциллографа оценивалась амплитуда суммарного импульса $V_{LD,2}$. Эксперимент повторялся для ансамбля из $N = 4$ и $N = 8$ передатчиков, при этом оценивались амплитуды суммарных импульсов соответственно $V_{LD,4}$ и $V_{LD,8}$. По изменению напряжения $V_{LD,N}$ относительно $V_{LD,1}$ оце-

нивалось усиление ансамбля $G(N)$ в зависимости от числа элементов N , т.е. во сколько раз мощность сигнала на выходе антенны приемника (соответственно плотность мощности поля в точке приема) для ансамбля из N элементов выше значения соответствующего параметра для одного передатчика на том же расстоянии r . Согласно теории, каждое удвоение количества элементов ансамбля N должно приводить к удвоению мощности принятого приемником сигнала $P_{\text{вх}}$, т.е. к увеличению $P_{\text{вх}}$ на 3 дБ и, в соответствии с формулой (6.35), к увеличению напряжения V_{LD} на $\Delta V = 66$ мВ.

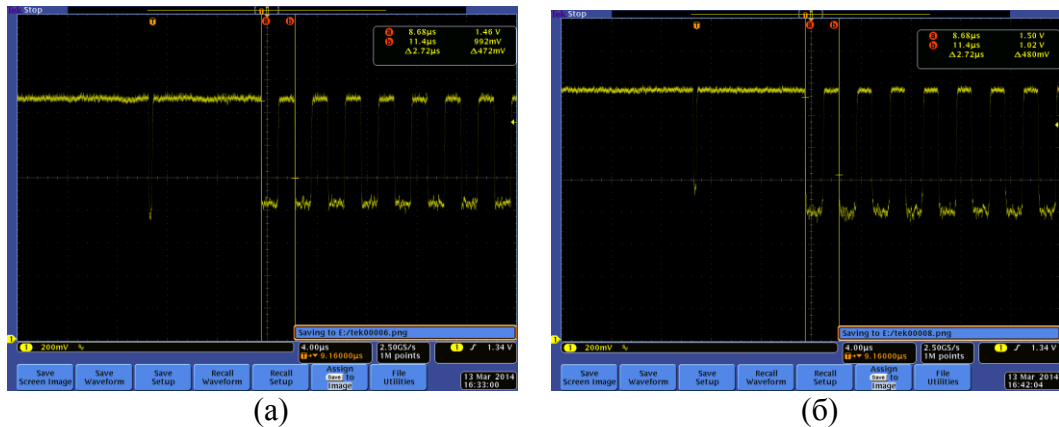


Рис. 6.37. Сигнал огибающей хаотических радиоимпульсов V_{LD} в приемнике от ансамбля: а) с 1 и б) с 4 передатчиками

Для увеличения точности измерения выполнялись не по одному импульсу, а по пачке из 8 импульсов, излучаемых каждым передатчиком по команде от «задающего» устройства.

На рисунке 6.37 проиллюстрирована процедура оценки изменений мощности сигнала в точке приема при изменении количества элементов ансамбля N . На рис. 6.37а можно видеть короткий «синхроимпульс» от «задающего» передатчика и 8 импульсов, излученных после его приема одним из передатчиков СШП ансамбля. На рис. 6.37б изображена огибающая принятого сигнала при одновременной работе 4 передатчиков СШП ансамбля. Как можно видеть, в последнем случае амплитуда импульсов V_{LD} увеличилась на $\Delta V_{\text{LD}} = 140$ мВ, что соответствует увеличению мощности на входе приемника на 6,4 дБ или 4,4 раза.

Для повышения точности делалась серия испытаний, а измерения усреднялись. Также измерения повторялись для различных наборов приемопередатчиков ансамбля, например, проводились измерения с ансамблями из $N = 1, 2, 4, 8, 4, 2, 1$ устройств, при этом использовались ансамбли передатчиков с номерами: 1 – 1 2 – 1 2 3 4 – 1 2 3 4 5 6 7 8 – 5 6 7 8 – 7 8 – 8.

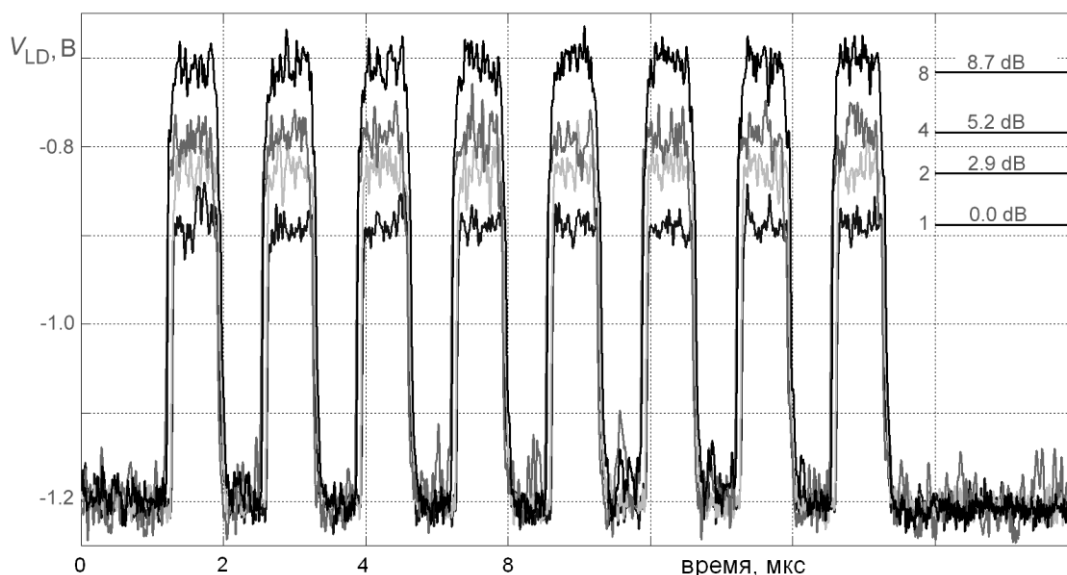


Рис. 6.38. Сигнал огибающей хаотических радиоимпульсов V_{LD} в приемнике для ансамбля с $N = 1, 2, 4$ и 8 элементами

Типичная картина измерений приведена на рисунке 6.38, где на одном графике показаны изображения огибающей сигнала приемника с экрана осциллографа для ансамблей с $N = 1, 2, 4$ и 8 передатчиками. Сравнивая огибающие принятого сигнала, например, для $N = 1$ и $N = 8$, можно видеть, в последнем случае амплитуда импульсов V_{LD} увеличилась на $\Delta V = 190$ мВ, что соответствует увеличению мощности $P_{вх}$ на входе приемника на $8,7$ дБ, что близко к ожидаемому для $N = 8$ значению $9,0$ дБ (8 раз).

Значения $G(N)$, полученные в ряде экспериментов в различных помещениях, сведены вместе на рисунке 6.39. В целом, они соответствуют результатам численного моделирования, и позволяют сделать вывод, что средняя мощность излучения ансамбля увеличивается пропорционально числу излучающих элементов N .

Как следует из рисунка 6.39, соотношение $G(N) = N$ в среднем соблюдается, однако отклонение экспериментальных значений от теоретической прямой достигает ± 2 дБ. Дополнительные исследования показали, что такое отклонение, по-видимому, можно объяснить следующими факторами и их сочетанием:

- разброс передатчиков по мощности (± 1 дБ);
- особенности распространения СШП хаотических радиоимпульсов в многолучевой среде помещений ($\pm 1,5 \dots 3$ дБ) [156];
- точность измерений амплитуды огибающей хаотических радиоимпульсов с помощью осциллографа ($\pm 0,5$ дБ).

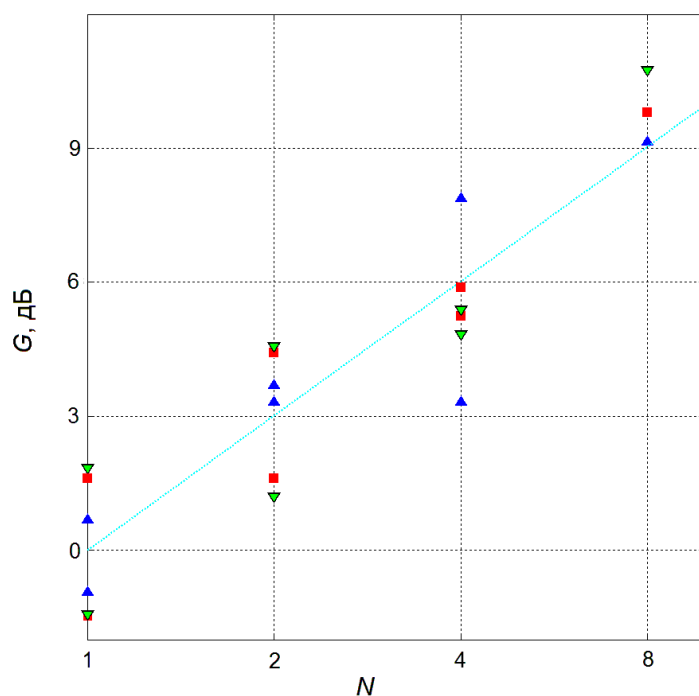


Рис. 6.39. Результаты экспериментальных оценок усиления ансамбля $G(N)$

Таким образом, экспериментальные исследования характеристик СШП прямохаотического излучающего ансамбля показывают возможность увеличения мощности передачи за счет коллективного излучения радиосигналов его элементами. Это свойство СШП ансамбля может найти применение в многоэлементных системах для увеличения дальности связи.

6.6 Выводы

В данной главе аналитически, путем численного моделирования и в физическом эксперименте исследованы характеристики ансамбля СШП прямохаотических излучателей. Использование таких ансамблей позволяет решить актуальную проблему увеличения дальности передачи информации на сверхширокополосной хаотической несущей за счет организации коллективного режима излучения радиосигналов.

Особенность сверхширокополосного излучающего прямохаотического ансамбля заключается в том, что хаотические генераторы элементов ансамбля являются независимыми (несинхронизированными), поэтому сигналы излучателей в силу их хаотической природы являются некоррелированными. Соответственно, электромагнитные поля, создаваемые излучателями, в точке приема оказываются некогерентными, а их мощности складываются. Благодаря этому энергетические характеристики излучения ансамбля СШП хао-

тических передатчиков существенно отличаются от характеристик как узкополосных ансамблей, так и СШП ансамблей, использующих другие типы СШП сигналов с фиксированной формой волны.

Характеристики излучения СШП прямохаотического излучающего ансамбля исследованы аналитически. В скалярной модели сигналов в частотной области получены выражения для энергетических характеристик излучения ансамбля, включая мощность излучения, энергетическую диаграмму направленности (ЭДН) и границу дальней зоны.

Показано, что вдоль всех направлений в дальней зоне плотность мощности поля ансамбля в точке наблюдения равна сумме плотностей мощности полей, создаваемых в этой точке излучателями ансамбля. Если все излучатели ансамбля одинаковы, а их антенны одинаково ориентированы, то плотность мощности поля пропорциональна количеству элементов ансамбля N . Таким образом, для ансамбля отношение сигнал/шум в точке приема в N раз больше, чем для одного передатчика, поэтому применение ансамбля СШП хаотических передатчиков обеспечивает увеличение дальности передачи (в свободном пространстве) в \sqrt{N} раз по отношению к дальности одного передатчика.

Выведено выражение для энергетической диаграммы направленности (зависимость полного потока энергии от направления в пространстве) для единичного СШП излучателя. Показано, что ЭДН СШП излучателя зависит не только от свойств антенны, но и от спектра излучаемого сигнала. Это свойство резко отличает ЭДН от привычного в радиофизике понятия диаграммы направленности, так как в узкополосных системах характеристики антенны принято отделять от характеристик излучаемого сигнала, а диаграмма направленности считается характеристикой антенны.

Аналитически получено, что ЭДН ансамбля СШП прямохаотических излучателей является линейной комбинацией ЭДН парциальных излучателей ансамбля, причем весовые коэффициенты представляют собой относительные мощности излучения парциальных источников. Это свойство дает возможность построения ансамблей с требуемой ЭДН (с определенными ограничениями).

Получено выражение для границы дальней зоны СШП хаотического ансамбля: $r_{\text{дз,сшп}} = 2-3 L$. Эта оценка существенно меньше оценки для узкополосных антенных систем. Данную разницу можно объяснить хаотической природой используемого сигнала СШП ансамбля, которая обеспечивает некоррелированность волн разных элементов ансамбля в точке приема, поэтому фазовые соотношения и относительные задержки между волнами разных источников в точке приема при расчете интегральной мощности поля не существенны.

Построена и исследована модель СШП прямохаотического излучающего ансамбля. Полученные расчетные результаты подтверждают теоретические результаты о суммировании мощности полей передатчиков ансамбля, о структуре поля излучения СШП ансамбля с направленными и ненаправленными антеннами, о границе дальней зоны ансамбля.

Методом численного моделирования также исследован вопрос межимпульсных помех, связанных с относительными задержками распространения СШП хаотических радиоимпульсов от излучателей ансамбля до точки приема. Показано, что помехи появляются при уменьшении длительности СШП хаотических радиоимпульсов T_p , когда пространственная длина радиоимпульсов cT_p (c – скорость света) становится сравнима с размерами ансамбля L . Тогда ансамбль как система коллективной передачи информации приобретает направленные свойства, в том смысле, что эффективное суммирование энергии радиоимпульсов происходит вдоль направления, в котором продольные размеры ансамбля минимальны, а в точках приема вдоль других направлений энергия «размазывается» по временной оси, что может приводить к межсимвольным искажениям, вплоть до невозможности приема информации. Таким образом, пространственная структура излучающего ансамбля может накладывать ограничения сверху на скорость коллективной передачи информации. Показано, что для уменьшения или устранения этого эффекта, необходимо уменьшать пространственные размеры ансамбля. В качестве возможного технического решения предлагается двух- и трехмерная компоновка СШП излучателей.

Проведено сравнение характеристик направленности излучения СШП ансамблей излучателей хаотических радиоимпульсов с известными из литературы данными по СШП излучателям сверхкоротких импульсов и соответствующих антенных решеток. Как следует из этих данных, для практических расчетов излучения СШП систем исследователи считают предпочтительными энергетические характеристики направленности. Показано, что ЭДН, ЭКНД и другие параметры направленности одиночных излучателей коротких и сверхкоротких импульсных сигналов, как и для СШП хаотических радиоимпульсов, определяются не только диаграммой направленности антенны излучателя, но и характеристиками излучаемого сигнала, такими, как спектр или форма.

В то же время, свойства СШП ансамблей (антенных решеток) излучателей СКИ качественно близки к свойствам антенных решеток традиционных узкополосных систем. Суммирование в пространстве сигналов источников СШП сверхкоротких и коротких импульсов приводит к появлению резко выраженных направленных свойств, даже при использовании ненаправленных антенн, что в корне отличает их от характеристик ансамблей излучателей СШП хаотических сигналов. Анализ показал, что направленные свой-

ства решеток излучателей СКИ обусловлены коррелированностью излучаемых решеткой сигналов.

Именно отсутствие коррелированности сигналов независимых источников СШП хаотических колебаний является причиной уникальных свойств ансамбля СШП прямохаотических передатчиков, в том числе отсутствия направленности излучения при использовании ненаправленных антенн. Данный вывод проиллюстрирован на модельных сравнительных примерах с когерентными ансамблями.

Анализ показывает, что описанные свойства ансамблей СШП прямохаотических передатчиков – суммирование мощности, ненаправленная ЭДН при использовании ненаправленных антенн, близкая граница дальней зоны – являются уникальными, так как они опираются на некоррелированность (некогерентность) сигналов излучателей ансамбля. Узкополосные передатчики, работающие на одной частоте, очевидно, являются когерентными, поэтому для ансамблей узкополосных излучателей описанные эффекты невозможны. Другие типы СШП сигналов, такие, как сверхкороткие импульсы и ЛЧМ-сигналы, также имеют малое время автокорреляции; однако сигналы разных элементов ансамбля с высокой точностью могут считаться одинаковыми, поэтому поля разных излучателей в точке приема оказываются когерентными, вследствие этого, направленные свойства ансамблей таких СШП излучателей близки к свойствам узкополосных ансамблей.

На основе полученных данных создан экспериментальный макет СШП прямохаотического излучающего ансамбля. Экспериментально подтверждены теоретические результаты в части мощности коллективной передачи.

Таким образом, в шестой главе предложен и исследован ансамбль СШП прямохаотических передатчиков, работающих в коллективном режиме передачи, который позволяет за счет некогерентного сложения мощности его элементов увеличивать излучаемую мощность пропорционально числу элементов ансамбля, не выходя за ограничения на мощность излучения одного устройства, накладываемые на нелицензируемые средства сверхширокополосной связи. Это свойство может найти применение в многоэлементных системах (например, беспроводных сетях связи, в коллективах роботов и т.д.) для увеличения дальности связи.

Заключение

В диссертационной работе рассмотрен комплекс вопросов, связанных с применением хаотической и нелинейной динамики к задачам обработки и передачи информации. В ходе проведенных исследований были получены следующие основные результаты:

1. Создана теория записи и обработки информации с помощью нелинейных динамических систем, в том числе:
 - методы и алгоритмы синтеза нелинейных динамических систем с дискретным временем заданной размерности с динамическими аттракторами (циклы, хаотические аттракторы) заданной структуры в фазовом пространстве;
 - методы записи конечных одномерных и многомерных информационных последовательностей в отображениях различной размерности и их извлечения.
2. При исследовании созданной теории записи и обработки информации:
 - выполнены оценки предельной емкости записи, предложены и исследованы способы увеличения емкости, включая увеличение уровня записи, повышение размерности динамической системы, специальное кодирование записываемой информации;
 - исследованы динамические явления, сопровождающих потерю устойчивости информационных циклов; показано, что при изменении параметра устойчивости информационных предельных циклов переход к глобальному хаотическому режиму происходит через рождение хаотических интервальных циклов, которые также можно использовать в качестве носителей информации;
 - на основе исследования динамики отображений с записанной информацией, выделены режимы, позволяющие реализовать такие функции обработки информации, как ассоциативный поиск, фильтр новизны, распознавание, «кратковременная» и «долговременная» память, хаотическое сканирование памяти, классификация, автоматическая рубрикация и др.
3. На основе разработанной теории реализованы экспериментальные варианты информационно-поисковых систем с развитыми поисковыми возможностями, способные осуществлять среди записанной информации поиск «по содержанию», поиск «похожих» документов, а также выполнять автоматическую рубрикацию.
4. Предложен и исследован метод разделения хаотических сигналов, основанный на знании динамики порождающих эти сигналы нелинейных динамических систем. Метод, основанный на итерировании уравнений динамических систем в обратном времени, характеризуется экспоненциальной сходимостью, и обеспечивает эффек-

тивное разделение хаотических сигналов при наличии аддитивного гауссовского шума. Обнаружено наличие порога разделения по величине отношения сигнал/шум. Показано, что существование порога связано с информационным содержанием хаотических сигналов, описана регулярная процедура оценки предельной величины порога.

5. Проведено исследование особенностей распространения сверхширокополосных хаотических сигналов в многолучевой среде. Показано, что при распространении СШП хаотических сигналов интерференционная картина в многолучевой среде практически отсутствует, размах колебаний мощности СШП сигнала на входе приемника составляет 1,5-2 дБ.
6. Теоретически обнаружено и экспериментально подтверждено явление многолучевого усиления. Выявлены условия наблюдения этого эффекта. Проведен сравнительный анализ возможности многолучевого усиления для различных типов сверхширокополосных импульсных сигналов, показавший, что данный эффект возможен почти исключительно для хаотических сверхширокополосных радиоимпульсов.
7. Предложен и исследован новый тип устройств передачи информации – многоэлементный ансамбль сверхширокополосных прямохаотических передатчиков, работающих в коллективном режиме излучения. Он позволяет реализовать некогерентное сложение мощности излучения элементов ансамбля в пространстве и соответственно увеличить дальность связи.
8. Аналитически получены энергетические характеристики излучения ансамбля (мощность, диаграмма направленности, границы ближней зоны), которые подтверждены при моделировании и в физическом эксперименте.

Список литературы

1. *Lorenz E.N.* Deterministic nonperiodic flow // *J. Atm. Sci.* 1963. vol. 20. p. 130.
2. *Шарковский А. Н.* Сосуществование циклов непрерывного преобразования прямой в себя // *Укр. мат. журн.* 1964. № 1. С. 61–71.
3. *Ruelle D, Takens F.* On the nature of turbulence // *Commun. Math. Phys.* 1971. vol. 2, no. 20. pp. 167–192.
4. *May R. M.* Simple mathematical models with very complicated dynamics // *Nature.* 1976. vol. 261, no. 6, pp. 459–467.
5. *Henon M.* A two dimensional mapping with a strange attractor // *Commun. Math. Phys.* 1976. vol. 50. no. 1. pp. 69–77
6. *Афраймович В. С., Быков В. В., Шильников Л. П.* О возникновении и структуре аттрактора Лоренца // *ДАН СССР.* 1977. т. 234, № 2. С. 336–339.
7. *Feigenbaum M. J.* Quantitative universality for a class of nonlinear transformation // *J. Stat. Phys.* 1978. vol. 19. no. 1. pp. 25–52.
8. *Арнольд В. И.* Дополнительные главы теории обыкновенных дифференциальных уравнений. – М.: Наука, 1978.
9. *Feigenbaum M. J.* The universal metric properties of nonlinear transformations // *J. Stat. Phys.* 1979. vol. 21. №. 6. pp. 669–706.
10. *Безручко Б. П., Кузнецов С. П., Трубецков Д. И.* Экспериментальное наблюдение стохастических автоколебаний в динамической системе «электронный пучок–обратная электромагнитная волна» // *Письма в ЖЭТФ.* 1979. т. 29, № 3. С. 180–184.
11. *Collet P., Eckmann J. P., Landford O. E.* Universal properties of maps on an interval // *Communs. Math. Phys.* 1980. vol. 76, no. 3, pp. 211–254.
12. *Franceschini V.* Feigenbaum sequence of bifurcation in the Lorenz model // *J. Stat. Phys.* 1980. vol. 22. pp. 397-406.
13. *Huberman D.A., Rudnic I.* Scaling behaviour of chaotic flows // *Phys. Rev. Lett.* 1980. vol. 45. no. 3. pp. 154-157.
14. *Manneville P., Pomeau Y.* Different ways to turbulence in dissipative dynamical systems // *Physica D.* 1980. vol. 1. no. 2. pp. 219–226.
15. Странные аттракторы / Сборник статей под ред. Я. Г. Синая, Л. П. Шильникова. – М.: Мир, 1981.
16. *Mayer-Kress G., Haken H.* Intermittent behavior of logistic system // *Phys. Rev. Lett. A.* 1981. vol. 82, no. 4. pp. 151–155.

17. *Афраймович В. С., Быков В. В., Шильников Л. П.* О притягивающих негрубых предельных множествах типа аттрактора Лоренца // Труды Мос. мат. об-ва, 1982. т. 44. с. 150-212.
18. *Безручко Б. П., Гуляев Ю. В., Кузнецов С. П., Селезнев Е. П.* Новый тип критического поведения связанных систем при переходе к хаосу // ДАН СССР. 1985. т. 87, № 3. с. 619-622.
19. *Григорьева Е. В., Кащенко С. А., Лойко Н. А., Самсон А. М.* Мультистабильность и хаос в лазере с отрицательной обратной связью // Квантовая электроника, 1990, т. 17, №8, с. 1023–1028.
20. *Ахромеева Т.С., Курдюмов С.П., Малинецкий Г.Г., Самарский А.А.* Нестационарные структуры и диффузионный хаос. – М.: Наука. 1992.
21. *Кащенко С. А., Майоров В. В.* Об одном дифференциально-разностном уравнении, моделирующем импульсную активность нейрона // Мат. моделирование. 1993, т. 5, №12, с. 13–25.
22. *Kazantsev V.B., Nekorkin V.I., Velarde M.G.* Pulses, fronts and chaotic wave trains in a one-dimensional Chua's lattice // Int. J. Bifurcation and Chaos. 1997, vol. 7, no. 8, pp. 1775-1790.
23. *Кащенко С. А., Майоров В. В., Мышкин И. Ю.* Волновые образования в кольцевых нейронных системах // Мат. моделирование. 1997, т. 9, №3, с. 29–39.
24. *Nekorkin V.I., Kazantsev V.B., Rabinovich M.I., Velarde M.G.* Controlled disordered patterns and information transfer between coupled neural lattices with oscillatory states // Phys. Rev. E. 1998, vol. 57, no. 3, pp. 3344-3351.
25. *Courbage M., Kazantsev V.B., Nekorkin V.I., Senneret M.* Emergence of chaotic attractor and anti-synchronization for two coupled monostable neurons // Chaos, 2004 vol. 12, pp. 1148-1156.
26. *Мишагин К.Г., Матросов В.В., Шалфеев В.Д., Шохнин В.В.* Экспериментальное исследование генерации хаотических колебаний в ансамбле двухкаскадно-связанных фазовых систем // Письма в ЖТФ, 2005, т. 31, вып. 24, с. 31-38.
27. *Матросов В. В., Шалфеев В.Д., Касаткин Д.В.* Анализ областей генерации хаотических колебаний взаимосвязанных фазовых систем // Изв. ВУЗов. Радиофизика, 2006, т. XLIX, №5, с. 448-457.
28. *Кащенко С. А., Майоров В. В., Мячин М. Л.* Многообходные аттракторы в системе двух и трех диффузионно-связанных нейронов, описываемых уравнениями с запаздыванием // Моделирование и анализ информ. систем. 2008, т. 15, №2, с. 72–74.

29. *Klinshov V.V., Nekorkin V.I.* Working memory in the network of neuron-like units with noise // *Int. J. Bifurcation and Chaos*. 2008, vol. 18, no. 9, pp. 2743-2752.
30. *Захаров Д.Г., Некоркин В.И.* Синхронизация в модели взаимодействующих нейронов нижних олив с переменной электрической связью // *Биофизика*. 2009, т. 54, № 1, с. 46-52.
31. *Мухина И.В., Казанцев В.Б. и др.* Мультиэлектродные матрицы – новые возможности в исследовании пластичности нейрональной сети // *Современные технологии в медицине*, №1, 2009, с. 8-15.
32. *Courbage M., Nekorkin V.I.* Map based models in neurodynamics // *Int. J. Bifurcation and Chaos*, 2010. vol. 20, no. 6, pp. 1631-1651.
33. *Klinshov V.V., Nekorkin V.I.* Synchronization of time-delay coupled pulse oscillators // *Chaos, Solitons & Fractals*. 2011, vol. 44, no. 1-3. pp. 98-107.
34. *Matrosov V.V., Kazantsev V.B.* Bifurcation mechanisms of regular and chaotic network signaling in brain astrocytes // *CHAOS*. 2011, vol. 21, p. 023103.
35. *Бакунов Г.М., Матросов В.В., Шалфеев В.Д.* О квазисинхронных режимах в системе фазовой автоподстройки частоты с фильтром второго порядка при приближенном учете запаздывания // *Изв. ВУЗов. Прикладная нелинейная динамика*. 2011. т. 19. №3, с. 171-178.
36. *Матросов В.В., Шмелев А.В.* Нелинейная динамика кольца из трех фазовых систем // *Изв. ВУЗов. Прикладная нелинейная динамика*. 2011. т. 19. №1, с. 123-136.
37. *Кащенко С. А., Григорьева Е. В.* Локальная динамика лазера с быстро осциллирующими параметрами // *Моделирование и анализ информ. систем*, 2013, т. 20, №5, с. 45–61.
38. *Кащенко С. А.* Релаксационные колебания в системе с запаздываниями, моделирующей задачу «хищник–жертва» // *Моделирование и анализ информ. систем*, 2013, т. 20, №1, с. 52–98.
39. *Matrosov V.V., Mishchenko M.A., Shalfeev V.D.* Neuron-like dynamics of a phase-locked loop // *The European Physical Journal. Special Topics*. 2013. т. 222. № 10. с. 2399-2405.
40. *Матросов В.В., Шалфеев В.Д.* Нелинейная динамика систем фазовой синхронизации. – Н.Новгород. 2013.
41. *Кириллов С.Ю., Некоркин В.И.* Динамическая седло-узловая бифуркация предельных циклов в модели нейронной возбудимости // *Изв. ВУЗов. Радиофизика*, 2014, т. 57, №11, с. 934-946.
42. *Кащенко И.С., Кащенко С.А.* Динамика сильно связанных пространственно-распределенных логистических уравнений с запаздыванием // *Журн. выч. мат. и мат. физ.*, 2015, т. 55, №4, с. 610–620.

43. *Адамчик Д.А., Матросов В.В., Семьянов А.В., Казанцев В.Б.* Модель автоколебаний в нейронном генераторе под действием активной внешней среды // Письма в ЖЭТФ. 2015. т. 102. № 9-10. с. 709-713.
44. *V.I. Nekorkin and V.B. Kazantsev.* Oscillatory dynamics of spiking neurons and modeling memory functions / In: Chris Forsythe *et al.* (Eds.) Russian Cognitive Neuroscience: Historical and Cultural Context. – N.Y.: CreateSpace Independent Publishing, 2015. pp. 267–294.
45. *Maslennikov O.V., Nekorkin V.I., Kurths J.* Basin stability for burst synchronization in small-world networks of chaotic slow-fast oscillators // Phys. Rev. E. 2015. vol. 92. no. 4. p. 042803.
46. *Кащенко С. А.* О бифуркациях при малых возмущениях в логистическом уравнении с запаздыванием // Моделирование и анализ информ. систем, 2017, т. 24, №2, с. 168–185.
47. *Мищенко М.А., Большаков Д.И., Матросов В.В.* Аппаратная реализация нейроподобного генератора с импульсной и пачечной динамикой на основе системы фазовой синхронизации // Письма в ЖТФ. 2017. т. 43. № 13. с. 10-18.
48. *Щапин Д.С., Дмитричев А.С., Некоркин В.И.* Химерные состояния в ансамбле линейно локально связанных бистабильных автогенераторов. // Письма в ЖЭТФ. 2017. т. 106, № 9-10. с. 591-596.
49. *Oppenheim A.V., Wornell G.W., Isabelle S.H., and Cuomo K.M.* Signal Processing in the Context of Chaotic Signals // Proc. IEEE ICASSP, San Francisco, 1992. vol. IV, pp. 117–120.
50. *Partlitz U., Chua L., Kocarev L., Halle K., Shang A.* Transmission of digital signals by chaotic synchronization // Int. J. Bifurcation and Chaos. 1992. vol. 2. no. 4. pp. 973–977.
51. *Бельский Ю.Л., Дмитриев А.С.* Передача информации с использованием детерминированного хаоса // Радиотехника и электроника. 1993. т. 38. no. 7. с. 1310–1315.
52. *Cuomo K.M., Oppenheim A.V.* Circuit implementation of synchronised chaos with application to communications // Phys. Rev. Lett. 1993. vol. 71. no. 1. pp. 65–68.
53. *Downes P.* Secure communication using chaotic synchronisation // SPIE. Chaos in Communications. 1993. pp. 227–233.
54. *Hasler M., Dedieu H., Kennedy M., Schweizer J.* Secure communication via Chua's circuit // Proc. 1993 Int. Symp. Nonlinear Theory and Applications. Hawaii, USA. 1993. pp. 87–92.
55. *Волковский А.Р., Рульков Н.В.* Синхронный хаотический отклик нелинейной системы передачи информации с хаотической несущей // Письма ЖТФ. 1993. т. 9. № 3. с. 71–75.

56. *Hayes S., Grebogi C., Ott E.* Communicating with chaos // *Phys. Rev. Lett.* 1993. vol. 70. no. 20. pp. 87–92.
57. *Halle K.S., Wu C.W., Itoh M., Chua L.O.* Spread spectrum communication through modulation of chaos // *Int. J. Bifurcation and Chaos.* 1993. vol. 3. no. 2. pp. 469–477.
58. *Козлов А.К.* Об использовании синхронизованных генераторов хаоса для передачи информационного сигнала // *Письма ЖТФ.* 1994. т. 20. № 17. с. 65–69.
59. *Short K.M.* Unmasking a modulated chaotic communications scheme // *Int. J. Bifurcation and Chaos.* 1996. vol. 6. no. 2. pp. 367–375.
60. *Partlitz U., Chua L., Kocarev L., Halle K., Shang A.* Transmission of digital signals by chaotic synchronization // *Int. J. Bifurcation and Chaos.* 1992. vol. 2. no. 4. pp. 973–977.
61. *Dedieu H., Kennedy M., Hasler M.* Chaos shift keying: Modulation and demodulation of a chaotic carrier using self-synchronising Chua's circuits // *IEEE Trans. Circuits and Systems.* 1993. vol. CAS-40. no. 10. pp. 634–642.
62. *Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О.* Эксперименты по передаче музыкальных и речевых сигналов с использованием динамического хаоса // *Препринт ИПЭ РАН.* 1994. № 12(600). 42 с.
63. *Pinkney J.Q., Camwell P.L. and Davies R.* Chaos shift keying communication system using self-synchronising Chua oscillators // *Electronics Lett.* 1995. vol. 31, no. 13, pp. 1021–1022.
64. *Dmitriev A., Panas A., Starkov S.* Experiments on speech and music signals transmission using chaos // *Int. J. Bifurcation and Chaos.* 1995. vol. 5, no. 3, pp. 371–376.
65. *Bohme F., Feldman U., Schwartz W. and Bauer A.* Information transmission by chaotizing // *Proc. NDES'94. Krakov, Poland.* 1994. pp. 163–168.
66. *Schweizer J., Kennedy M.* Predictive Poincare Control modulation: a new method for modulating digital information onto a chaotic carrier signal // *Proc. Irish DSP and Control Colloquium.* 1994. pp. 125–132.
67. *Bernhardt A.P.* Communications using chaotic frequency modulation // *Int. J. Bifurcation and Chaos.* 1994. vol. 4. no. 2. pp. 427–440.
68. *Kocarev L. and Partlitz U.* General approach for chaotic synchronization with application to communication // *Phys. Rev. Lett.* 1995. vol. 74. no. 25. pp. 5028–5031.
69. *Feldman U., Hasler M., Schwarz W.* On the design of a synchronizing inverse of a chaotic system // *Int. J. Circuit Theory and Applications.* 1996. vol. 24. p. 551.
70. *Kapranov M.V., Morozov A.G.* Application of chaotic modulation for hidden data transmission. // *Proc. 5th Int. Workshop Nonlinear Dynamics of Electronic Systems NDES'97. Moscow, Russia.* 1997. pp. 223–228.

71. *Korzinova M.V., Matrosov V.V. and Shalfeev V.D.* Communications using cascade coupled phase-locked loop chaos // *Int. J. Bifurcation and Chaos*. 1999. vol. 9. no. 5. pp. 963–973.
72. *Habutsu T., Nishio Y., Sasase I., Mori S.* A Secret Key Cryptosystem by Iterating a Chaotic Map // *Proc. Eurocrypt*. 1991. pp. 127–139.
73. *Gonzalez J.A., and Pino R.* Random number generator based on unpredictable chaotic functions // *Computer Physics Communications*, 1999, vol. 120, no. 2–3, pp. 109–114.
74. *Fridrich J.* Symmetric ciphers based on two-dimensional chaotic maps // *Int. J. Bifurcation & Chaos*, 1998. vol. 8, pp. 1259–1284.
75. *Baptista M.S.* Cryptography with chaos // *Phys. Lett. A*, 1998, vol. 240, no. 1–2, pp. 50–54.
76. *Dachselt F., Schwartz W.* Chaos and cryptography // *IEEE Trans. Circuits and Systems-I*, 2001. vol 48, no. 12, pp. 1498–1509.
77. *Lau F. C. M., and Tse C. K.* *Chaos-Based Digital Communication Systems*. – Springer Verlag, 2003.
78. *Kazuyuki A.* Chaos and its applications // *Proc. IUTAM Symp. 50 Years of Chaos: Applied and Theoretical*. 2012. vol. 5. pp. 199 – 203.
79. *Applications of Chaos and Nonlinear Dynamics in Science and Engineering – Vols. 1, 2, 3.* eds. S. Banerjee, M. Mitra, L.Rondoni, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg. 2011.
80. *Skiadas Ch.H., Skiadas Ch.* *Handbook of Applications of Chaos Theory*. 1st Edition. – CRC Press. Boca Raton. London. 2016.
81. *Дмитриев А.С., Панас А.И.* Динамический хаос. Новые носители информации для систем связи. – М: Физматлит, 2002.
82. *Николис Дж.* Динамика иерархических систем. – М.: Мир, 1989.
83. *Nicolis J.S.* Chaotic dynamics as applied to Information processing // *Rep. Prog. Phys.*, 1986, vol. 49, pp. 1109–1187.
84. *Nicolis J.S.* *Chaos and Information processing. A Heuristic Outline*. – Singapore, New Jersey, London, Hong Kong, World Scientific, 1990.
85. *Фримэн У.Дж.* Физиология восприятия. – В мире науки. М.: Мир, 1991, № 4, с. 26–34.
86. *Nicolis J.S., Tsuda I.* Chaotic dynamics of information processing: the «magic number seven plus-minus two» revisited // *Bulletin of Mathematical Biology*, 1985, vol. 47, pp. 343–365.
87. *Babloyantz A., Lourenço C.* Computation with Chaos: A Paradigm for Cortical Activity // *Proc. Natl. Acad. Sci. USA*, 1984, vol. 91, pp. 9027–9031.
88. *Grebogi C., Ott E., Yorke J.* Fractal Basin Boundaries, Long-Lived Chaotic Transients, and Unstable-Unstable Pair Bifurcation // *Phys. Rev. Lett.*, 1983, vol. 50, p. 935.
89. *Осовец С.М., Гинзбург Д.А. и др.* Электрическая активность мозга: механизмы и интерпретация // *УФН*, 1983, т. 141, № 1, с. 103–150.

90. *Rapp P.E., Zimmerman I.D., Albano A.M., Deguzman G.C., and Greenbaum N.N.* Dynamics of spontaneous neural activity in the simian cortex: the dimension of chaotic neurons // *Phys. Lett. A*, 1985, vol. 110, no. 6, p. 335–338.
91. *Babloyantz A., Salazar J.M., and Nicolis G.* Evidence of chaotic dynamics of brain activity during the sleep cycle // *Phys. Lett. A*, 1985, vol. 111, no. 3, pp. 152–156.
92. *Babloyantz A. and Destexhe A.* Low-dimensional chaos in an instance of epilepsy // *Proc. Natl. Acad. Sci. USA*, 1986, vol. 83, pp. 3515–3517.
93. *Destexhe A., Sepulchre J.A., and Babloyantz A.* A comparative study of the experimental quantification of deterministic chaos // *Phys. Lett. A*, 1988, vol. 132, pp. 101–106.
94. *Babloyantz A. and Destexhe A.* – in: *Temporal Disorder in Human Oscillatory Systems*. Springer Series in Synergetics, no. 36, Eds. Rensing L., Van der Heiden U., and Mackey M.C. Berlin. Springer, 1987, p. 48.
95. *Frank G.W., Lookman T., Nerenberg M.A.H., Essex C., Lemiaux J., and Blume W.* Chaotic Time Series Analyses of Epileptic Seizures // *Physica D*, 1990, no. 3, pp. 427–438.
96. *Pritchard W.S., Duke D.W.* Measuring Chaos in the Brain - A Tutorial Review of EEG Dimension Estimation // *Brain and Cognition*. 1995, vol. 27, no. 3, pp. 353–397.
97. *Ulbikas J., Cenys A., Sulimova O.P.* Chaos parameters for EEG analysis // *Nonlinear Analysis: Modelling and Control*, Vilnius, IMI, 1998, no. 3, pp. 1-8.
98. *Klonowski W., Ciszewski J., Jernajczyk W., Niedzielska K.* Application of chaos theory and fractal analysis for EEG-signal processing in patients with seasonal affective disorder // *Proc. NOLTA-1999*, 1999.
99. *Silva C., Pimentel I.R., Andrade A., Foreid J.P., Ducla-Soares E.* Correlation dimension maps of EEG from epileptic absences // *Brain Topogr.* 1999. vol. 11, no. 3, pp. 201-209.
100. *Dafilis M.P., Liley D.T., Cadusch P.J.* Robust chaos in a model of the electroencephalogram: Implications for brain dynamics // *Chaos*. 2001, vol. 11, no. 3, pp. 474-478.
101. *Wang X., Meng J., Tan G., Zou L.* Research on the relation of EEG signal chaos characteristics with high-level intelligence activity of human brain // *Nonlin. Biomed Phys.* 2010; vol. 4, no. 2.
102. *Kannathal N., Chee J., Er K., Lim K., Tat O.H.* Chaotic Analysis of Epileptic EEG Signals // *Proc. 15th Int. Conf. Biomedical Engineering*. 2014, vol, 43, pp. 652-654.
103. *Rodriguez-Bermudez G., Garcia-Laencina P.J.* Analysis of EEG Signals using Nonlinear Dynamics and Chaos: A review // *Appl. Math. Inf. Sci.* 2015, vol. 9, no. 5, pp. 2309-2321
104. *Advances in Chaos Theory and Intelligent Control*. Eds. Azar, A.T., Vaidyanathan, S. серия: *Studies in Fuzziness and Soft Computing* – Springer, 2016. 337 с.

105. Шарковский А.Н. Сосуществование циклов непрерывного преобразования прямой в себя // Укр. матем. журнал, 1964, № 1, с. 61–71.
106. Шарковский А.Н., Майстренко Ю.Л., Романенко Е.Ю. Разностные уравнения и их приложения. – Киев: Наук. думка, 1986.
107. Шарковский А.Н., Коляда С.Ф., Сивак А.Г., Федоренко В.В. Динамика одномерных отображений. – Киев: Наукова Думка, 1989.
108. Шильников Л.П. Об одном случае существования счетного множества периодических движений // ДАН СССР, 1965, т. 160, № 3, с. 558–561.
109. Смейл С. Дифференцируемые динамические системы // УМН, 1970, т. 25, № 1, с. 113–185.
110. Afraimovich V.S. and Shilnikov L.P. On Strange Attractors and Quasiattractors. – in Non-linear Dynamics and Turbulence, Ed.G.I. Varenblatt. Boston, London, Melburn, Pitmen, 1983, pp. 1-34.
111. Алексеев В.М. Символическая динамика // 11-ая матем. школа, Киев, 1976.
112. Боуэн Р. Методы символической динамики. – М.: Мир. 1979.
113. Колмогоров А.Н. Три подхода к определению понятия количества информации // Проблемы передачи информации, 1965, т. 1, с. 3–7.
114. Алексеев В.М., Якобсон М.В. Символическая динамика и гиперболические динамические системы. – в кн.: Р. Боуэн. Методы символической динамики. – М.: Мир. 1979, с. 196–240.
115. Grebogi C., Ott E., Yorke J.A. Unstable periodic orbits and the dimensions of multifractal chaotic attractors // Phys. Rev. A. 1988. vol. 37, no. 5, pp. 335-348.
116. Hammel S.M., Yorke J.A., and Grebogi C. Numerical orbits of chaotic processes represent true orbits // Bull. Amer. Math. Soc. (N.S.). 1988, vol. 19, no. 2, pp. 465-469.
117. So P., Francis J.T., Netoff T.I., Gluckman B.J., and Schiff S.J. Periodic Orbits: A New Language for Neuronal Dynamics // Biophys J. 1998, vol. 74, no. 6, pp. 2776-2785.
118. Boccaletti S., Grebogi C., Lai Y.-C., Mancini H., Maza D. The control of chaos: theory and applications // Physics reports. 2000. vol. 329, no. 3, pp. 103-197.
119. Hopfield J.J. Neural networks and physical systems with emergent collective computational abilities // Proc. Nat. Acad. Sciences USA, 1982. vol. 79. no. 8, pp. 2554–2558.
120. Grossberg S. Nonlinear neural networks: Principles, mechanisms, and architectures // Neural Networks. 1988. vol. 1, pp. 17-61.
121. Carpenter G.A. Neural network models for pattern recognition and associative memory // Neural Networks. 1989. vol. 2, p. 243.
122. Gurney, K. An Introduction to Neural Networks. – Routledge. 2002.

123. *Hyvarinen A., Karhunen J., Oja E.* Independent Component Analysis. – Wiley-Interscience. 2001.
124. *Acharyya R.* A New Approach for Blind Source Separation of Convolutional Sources. – VDM Verlag Dr. Mueller e.K. 2008.
125. *Xie Z., Feng J.* Blind Source Separation of Continuous-Time Chaotic Signals Based on Fast Random Search Algorithm // *IEEE Trans. CAS-II: Express Briefs*, 2010. vol. 57, no. 6, pp. 461-465.
126. *Kuraya M., Uchida A., Yoshimori S., Umeno K.* Blind source separation of chaotic laser signals by independent component analysis // *Optics Express*, 2008. vol. 16, no. 2, pp. 725–730.
127. *Umeno K.* Independent component analysis of mixed chaotic signals for communications systems // *Nonlinear Phenomena in Complex Systems*. 2007, vol. 10, no. 2, pp. 170-175.
128. *Tsimring L.S., Sushchik M.M.* Multiplexing chaotic signals using synchronization // *Phys. Lett. A*, 1996. vol. 213, no. 3-4, pp. 155-166.
129. *Arena P., Buscarino A., Fortuna L., and Frasca M.* Separation and synchronization of piecewise linear chaotic systems // *Phys. Rev. E* 74, 2006, p. 026212.
130. *Buscarino A., Fortuna L., Frasca M.* Experimental separation of chaotic signals through synchronization // *Philosoph. Trans. The Royal Society A*. 2008. vol. 366, no. 1865, pp. 569-577.
131. Шустер Г. Детерминированный хаос. Введение. – М.: Мир, 1988.
132. Кузнецов С.П. Динамический хаос. – М.: Физматлит, 2009.
133. Revision of part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, First Report and Order. ET Docket 98-153, FCC 02-48; April 22, 2002. Washington: Federal Communications Commission (FCC), 2002 // hraunfoss.fcc.gov/edocs_public/attachmatch/FCC-02-48A1.pdf.
134. О результатах работ по конверсии радиочастотного спектра по вопросу использования полосы радиочастот 2,85-10,6 ГГц сверхширокополосными беспроводными устройствами / Решение ГКРЧ № 09-05-02 от 15 декабря 2009 г.
135. *Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Максимов Н.А. и др.* Перспективы создания прямохаотических систем связи в радио и СВЧ диапазонах // *Радиотехника*, 2000, № 3, с. 9–20.
136. *Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О. и др.* Прямохаотические схемы передачи информации в сверхвысокочастотном диапазоне // *РЭ*, 2001, т. 46, № 2, с. 224–233.

137. *Dmitriev A.S., Kyarginsky B.Ye., Panas A.I. et al.* Experiments on ultra wideband direct chaotic information transmission in microwave band // *Int. J. Bifurcation and Chaos*, 2003, vol. 13, no. 6, pp. 1495–1507.
138. 802.15.4a-2007. IEEE Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between systems - Local and metropolitan area networks - specific requirement Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs). N.Y.: IEEE, 2007 // ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=4299494.
139. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15.6: Wireless Body Area Networks. 2012.
140. *Скворцова Ю.И., Крюковский А.С., Лукин Д.С.* Численное моделирование распространения частотно-модулированного сигнала в анизотропной среде с учетом отклоняющегося поглощения // *Труды V Всеросс. Микроволновой конф.* 2017. с. 258-262.
141. *Крюковский А.С., Лукин Д.С., Растягаев Д.В.* Теория волновых катастроф в задачах излучения, распространения и фокусировки широкополосных радиосигналов // *Конспекты лекций. Сер. "III Всероссийские Арmandовские чтения: молодежная школа"* Муром, 2013. с. 5-21.
142. *Крюковский А.С., Зайчиков И.В.* Особенности распространения радиоимпульсов в средах с дисперсией // *Электромагнитные волны и электронные системы*. 2008. т. 13. № 8. с. 36-41.
143. *Крюковский А.С., Лукин Д.С., Растягаев Д.В.* Теория пространственной фокусировки видеоимпульсов в диспергирующих средах // *Электромагнитные волны и электронные системы*. 2007. т. 12. № 8. с. 15-25.
144. *Крюковский А.С., Лукин Д.С., Палкин Е.А., Растягаев Д.В.* Волновые катастрофы фокусировки в дифракции и распространении электромагнитных волн // *Радиотехника и электроника*. 2006. т. 51. № 10. с. 1155-1192.
145. *Kryukovsky A.S., Lukin D.S., Rastyagaev D.V.* Radio pulse diffraction in terms of the wave catastrophe theory // *Trans. Black Sea Region Symp. Applied Electromagnetism, Greece*, 1996.
146. *Крюковский А.С., Лукин Д.С., Палкин Е.А.* Краевые и угловые катастрофы в задачах дифракции и распространения волн. – Казань, 1988.
147. *Cassioli D., Win M.Z., Molisch A.F.* The ultra-wide bandwidth indoor channel: from statistical model to simulations // *IEEE J. Selected Areas in Communications*. 2002, vol. 20, no. 6, pp. 1247-1257.

148. *Molisch A.F.* IEEE 802.15.4a Channel Modeling Sub-committee Report Final. 2005 // <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/04/15-04-0662-02-004a-channel-model-final-report-r1.pdf>.
149. *Win M.Z., Scholtz R.A.* Impulse radio: How it works // IEEE Commun. Lett. 1998. vol. 2. no. 2. p. 36.
150. *Fontana R.J., Aitan A., Edwrad R. et al.* Recent Advances in Ultra Wideband Communications Systems // Proc. IEEE Conf. Ultra Wideband Systems and Technology, 2002, Baltimore, MD, USA.
151. *Welborn M.* TG4a Proposal for Low Rate DS-UWB (DS-UWB-LR). – N.Y.: IEEE, 2005 // grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2005/15-05-0021-00-004a-low-rate-ds-uw-b-tg4a.ppt.
152. *Kelly J.* Time Domain's Proposal for UWB Multi-band Alternate PHY Layer for 802.15.3a. – N.Y.: IEEE, 2003 // grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2003/Mar03/03143r2P802-15_TG3a-TimeDomain-CFP-Presentation.ppt.
153. *Batra A. et al.* Multi-band OFDM Physical Layer Proposal. IEEE 802.15.3a Working Group submission. – N.Y.: IEEE, 2003 // www.ieee802.org/15/pub/2003/Jul03/03268r2P802-15_TG3a-Multi-band-CFP-Document.pdf.
154. *Gerrits J.F.M., Kouwenhoven M.H.L., et al.* Principles and Limitations of Ultra-Wideband FM Communications Systems // EURASIP J. Applied Signal Processing, 2005, no. 3, pp. 382–396.
155. *Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Лазарев В.А.* Коллективная передача информации сверхширокополосным прямохаотическим ансамблем // Физические основы приборостроения, 2017, т. 6, №2 (24), с. 80-89.
156. *Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Лазарев В.А., Рыжов А.И.* Экспериментальное исследование распространения сверхширокополосных хаотических сигналов в помещения // Успехи современной радиоэлектроники, 2013, №3, с. 55-66.
157. *Мохсени Т.И., Рыжов А.И., Лазарев В.А., Андреев Ю.В.* Эксперименты по прохождению СШП хаотических сигналов от датчиков, расположенных внутри автомобиля // Успехи современной радиоэлектроники, 2013, №3, с. 72-78.
158. *Рыжов А.И., Лазарев В.А., Мохсени Т.И., Никеров Д.В., Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Чубинский Н.П.* Ослабление сверхширокополосных хаотических сигналов диапазона 3–5 ГГц при прохождении через стены зданий // Журнал радиоэлектроники, № 5, май 2012.
159. *Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Кузьмин Л.В., Мохсени Т.И.* Сверхширокополосные сигналы для беспроводной связи // Радиотехника, 2008, №8, с. 83–90.

160. Андреев Ю.В., Кузьмин Л.В., Морозов В.А., Старков С.О. Распространение и прием сверхширокополосных хаотических сигналов в условиях многолучевого распространения // Успехи современной радиоэлектроники, 2008, №1, с. 63-76.
161. Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Клецов А.В. Усиление хаотических радиоимпульсов в многолучевой среде распространения // Радиотехника и электроника, 2007, т. 52, №7, с. 838–846.
162. Andreyev Yu.V., Dmitriev A.S., Efremova E.V., Khilinsky A.D., Kuzmin L.V. Qualitative theory of dynamical systems, chaos and contemporary communications // Int. J. Bifurcation and Chaos, 2005, vol. 15, no. 11, pp. 3639-3651.
163. Andreyev Yu.V., Dmitriev A.S., Efremova E.V., and Anagnostopoulos A.N. Chaotic signal processing. Information aspects // Chaos, Solitons and Fractals, 2003, vol. 17, no. 2-3, pp. 531-544.
164. Andreyev Yu.V., Dmitriev A.S., Efremova E.V., and Anagnostopoulos A.N. Separation of chaotic signal sum into components in the presence of noise // IEEE Trans. Circuits and Systems-I, 2003, vol. 50, no. 5, pp. 613-618.
165. Andreyev, Yu.V., Dmitriev, A.S. and Efremova E.V. Information approach to separation of chaotic signals // Nonlinear Phenomena in Complex Systems, 2002, vol. 5, no. 1, pp. 59-70.
166. Andreyev, Yu.V., Dmitriev, A.S. and Efremova E.V. Dynamic separation of chaotic signals in the presence of noise // Phys. Rev. E, 2002, vol. 65, p. 046220.
167. Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Ефремова Е.В. азделение хаотических сигналов при наличии шума // Радиотехника и электроника, 2001, т. 46, № 12, с. 1346-1355.
168. Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Емец С.В., Кузьмин Л.В., Панас А.И., Пузииков Д.Ю., Старков С.О.. Хаотические маркеры и асинхронная передача данных // Письма в ЖТФ, 2000, т. 26, вып. 14, с. 53-59.
169. Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Пустовойт В.И. Разделение хаотических сигналов // Доклады РАН, 2000, т. 372, № 1, с. 187-190.
170. Andreyev Yu., Dmitriev A., and Ovsyannikov A. Chaotic Processors and Content-Based Search of Information in Unstructured Data Bases // Nonlinear Phenomena in Complex Systems (An Interdisciplinary Journal), 1999, vol. 2, no. 4, pp. 48-53.
171. Andreyev Yu.V., Dmitriev A.S., and Starkov S.O. Information Processing in 1-D Systems with Chaos // IEEE Trans. Circuits and Systems, 1997, vol. 44, no. 1, pp. 21-28.
172. Andreyev Yu.V., Dmitriev A.S., D.A. Kuminov, Chua L.O., and Wu C.W. 1-D Maps, Chaos and Neural Networks For Information Processing // Int. J. Bifurcation and Chaos, 1996, vol. 6, no. 4, pp. 627-646.

173. *Andreyev Yu.V., Belsky Yu.L., Dmitriev A.S., and Kuminov D.A.* Information processing using dynamical chaos // *IEEE Trans. Neural Networks*, 1996, vol. 7, pp. 290-299.
174. *Андреев Ю.В.* Аттракторы и бифуркационные явления в одномерных динамических системах с записанной информацией // *Изв. ВУЗов, Прикладная нелинейная динамика*, 1995, т.3, №5, с.3-15.
175. *Андреев Ю.В., Дмитриев А.С.* Запись и восстановление изображений в одномерных динамических системах // *Радиотехника и электроника*, 1994, т. 39, вып. 1, с. 104-113.
176. *Андреев Ю.В., Бельский Ю. Л., Дмитриев А.С.* Запись и восстановление информации с использованием устойчивых циклов двумерных и многомерных отображений // *Радиотехника и электроника*, 1994, т. 39, вып. 1, с.114-123.
177. *Андреев Ю.В., Бельский Ю. Л., Дмитриев А.С., Куминов Д.А.* Динамические системы с хаосом как среда для записи, хранения и обработки информации // *Изв. ВУЗов, Радиофизика*, 1994, т.37, с.1003-1019.
178. *Andreyev Yu.V., Dmitriev A.S., Chua L.O. and Wu C.W.* Associative and Random Access Memory Using One-Dimensional Maps // *Int. J. Bifurcation and Chaos*, 1992, vol. 3, pp. 483-504.
179. *Andreyev Yu.V., Dmitriev A.S.* Modeling 'cognition' with nonlinear dynamic systems // "Symmetries in genetic information and algebraic biology", спец. вып. журн. "Symmetry: Culture and Science", Guest ed. S. Petoukhov, 2012, vol. 23, no. 3-4, pp. 377-402.
180. *Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Емец С.В., Панас А.И., Старков С.О., Балабин А.М., Дмитриев А.А., Кишик В.В., Кузьмин Л.В., Борисенко А.Г.* Стратегии использования динамического хаоса в коммуникационных системах и компьютерных сетях. Разделение кодера источника и кодера канала // *Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники*, 2000, №11, с. 4-26.
181. *Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Куминов Д.А.* Хаотические процессоры // *Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники*, 1997, № 10, с. 50-79.
182. *Андреев Ю.В.* Энергетическая диаграмма направленности излучения ансамбля сверхширокополосных хаотических передатчиков // 9-ая межд. конф. «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации» (ARMIMP-2017) . 1-4 октября 2017 г. Суздаль, Россия.
183. *Andreyev Yu.V.* Radiation Characteristics of Ensemble of UWB Chaotic Sources // *Int. Symp. PIERS-2017*. May 22–25, 2017. St. Petersburg, Russia.
184. *Kuzmin L.V., Andreyev Yu.V.* Chaotic Synchronous Response in Multipath Channel // *Int. Symp. PIERS-2017*. May 22–25, 2017. St Petersburg, Russia.

185. *Андреев Ю.В.* Характеристики излучения ансамбля сверхширокополосных хаотических передатчиков // Материалы IV Всероссийской микроволновой конф., 23-25 ноября 2016 г. Москва, Россия.
186. *Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Лазарев В.А.* СШП прямохаотическая передающая панель. Теория и эксперимент // Труды науч. конф. «V Всероссийские Армандовские чтения», Муром, Россия, 29 июня–1 июля 2015.
187. *Andreyev Yu.V., Dmitriev A.S.* Ultrawideband chaotic transmitter panel // Abstracts Int. Conf. “Nonlinear Dynamics of Electronic Systems” (NDES-2015), Como, Italy. Sept. 7-11, 2015, p. 20.
188. *Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Лазарев В.А.* Экспериментальное исследование СШП прямохаотической передающей панели // Доклады VIII Всероссийской науч.-техн. конф. «Радиолокация и радиосвязь», Москва, Россия, 24-25 ноября 2014, №1, т. 60, с. 371.
189. *Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Богданова Е.О.* Некогерентное сложение мощности сигналов хаотических передатчиков в пространстве // Доклады 7 Всероссийской науч.-техн. конф. «Радиолокация и радиосвязь», 25–27 ноября 2013 г., Москва, Россия.
190. *Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Богданова Е.О.* Сверхширокополосная прямохаотическая излучающая панель // Труды Межд. науч. конф. «Излучение и рассеяние электромагнитных волн» (ИРЭМВ-2013), 23-28 июня 2013 г., Таганрог-Дивноморское, с. 653-657.
191. *Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Лазарев В.А., Рыжов А.И.* Особенности распространения сверхширокополосных хаотических сигналов в помещениях // Материалы 23-й Межд. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» CRIMICO-2013, 8-14 сентября 2013 г., Севастополь, Крым, Украина.
192. *Andreev Yu., Dmitriev A., Efremova E., Lazarev V.* Ultra Wideband Transceivers Based on Chaotic Pulses and Their Application to Wireless Body Area Networks // Proc. 2013 Int. Symp. Nonlinear Theory and its Applications (NOLTA2013), Santa Fe, USA, September 8-11, 2013, pp. 221-224.
193. *Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Лазарев В.А., Рыжов А.И.* Эксперименты по исследованию распространения сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов в помещениях // Труды науч. конф. «III Всероссийские Армандовские чтения», 26.06-28.06.2013 г., Муром, с. 75-79.
194. *Андреев Ю.В., Кузьмин Л.В., Мохсени Т.И., Румянцев Н.В., Рыжов А.И.* Распространение сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов в условиях домашних

- помещений и офисов // Труды V Всероссийской научной конференции «Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред», 26.06-28.06.2012 г., Муром, с. 504-508.
195. Рыжов А.И., Лазарев В.А., Мохсени Т.И., Никеров Д.В., Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Чубинский Н.П. Прохождение СШП хаотических сигналов диапазона 3–5 ГГц через стены зданий // Доклады 5 Всероссийской науч.-техн. конф. «Радиолокация и радиосвязь», 21–25 ноября 2011 г., Москва, Россия, с. 447–451.
 196. Андреев Ю. В., Дмитриев А. С., Клецов А. В. Многолучевое усиление в системах СШП связи на хаотических сигналах // Материалы 20-й межд. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо-2010), 13-17 сентября 2010 г., Севастополь, Крым, Украина, т. 1, стр. 51-52.
 197. Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Клецов А.В. Многолучевое усиление в СШП прямохаотических системах связи // Труды III Всероссийской конф. “Радиолокация и радиосвязь”, Москва, Россия, 26-30 окт. 2009, с. 494-498.
 198. Andreyev Yu.V., Dmitriev A.S., Kletsov A.V. Effect of multipath amplification in chaotic communications // Abstracts of Int. Conf. "Dynamics Days Europe 2006", Crete, Greece, 2006.
 199. Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Клецов А.В. Усиление хаотических радиоимпульсов в многолучевой среде распространения // Труды Всероссийской конф. "Сверхширокополосные сигналы в радиолокации и акустике (СРСА–2006)", 2006, 4-7 июля, Муром. Россия. С. 220-226.
 200. Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Клецов А.В., Коротеев М.В., Лактюшкин А.М. Эффект многолучевого усиления в сверхширокополосной беспроводной системе связи // Труды 1-ой Межд. конференции "Сверхширокополосные сигналы и сверхкороткие импульсы в радиолокации, связи и акустике", 27-29 сентября 2005, Суздаль, Россия, с. 147-150.
 201. Andreyev Yu.V., Kletsov A.A. Equalizer for multipath channel // Proc. ICCSC'2004, June 30 - July 2, Moscow, Russia, 2004.
 202. Andreyev Yu.V., Khadgi B.A., Morozov V.A., Starkov S.O. Ultrawideband multipath indoor channel for direct chaotic communications // Proc. Int. Symp. Signals, Circuits and Systems (SCS-2003), July 10-11, 2003, Iasi, Romania, pp. 21-24.
 203. Andreyev Yu.V. and Efremova E.V. Separation of Wideband Chaotic Signals // Proc. Int. Symp. Signals, Circuits and Systems (SCS-2003), July 10-11, 2003, Iasi, Romania, pp. 1-4.

204. *Андреев Ю.В., Морозов В.А., Старков С.О., Хаджи Б.А.* Оценка эффективности приема сверхширокополосных хаотических сигналов в условиях многолучевого распространения // Труды Всероссийской конф. "Сверхширокополосные сигналы в радиолокации и акустике (СРСА–2003)", 2003, 1-3 июля, Муром. Россия. с. 505-509.
205. *Андреев Ю.В., Ефремова Е.В., Анагностопулос А.Н.* Разделение широкополосных хаотических сигналов на фоне случайной помехи // Труды Всероссийской конф. "Сверхширокополосные сигналы в радиолокации и акустике (СРСА–2003)", 2003, 1-3 июля, Муром. Россия. с. 348-352.
206. *Andreyev Yu., Dmitriev A., and Efremova E.* Chaotic signal processing. Information aspects // Proc. Int. Conf. Applied Non-Linear Dynamics, Thessaloniki, Greece, August 27-30, 2001, p. 89.
207. *Andreyev Yu.V., Dmitriev A.S. and Efremova E.V.* Dynamic separation of chaotic signals // Abstracts Int. Conf. Progress in Nonlinear Science/Nonlinear Oscillations, Control and Information. Nizhny Novgorod, Russia, July 2-6, 2001, p. 216.
208. *Andreyev, Yu.V. and Efremova E.V.* Noise threshold effect of chaotic signal separation // Proc. 9th Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems (NDES'2001), Delft, Netherlands, June 21-23, 2001, pp. 185-188.
209. *Andreyev, Yu.V., Dmitriev, A.S. and Efremova E.V.* Separation of chaotic signals using their inherent dynamic nature // Proc. Int. Conf. Control of Oscillations and Chaos (COC-2000), St.Petersburg, Russia, July 5-7, 2000, vol. 3, pp. 418-422.
210. *Andreyev, Yu.V., Dmitriev, A.S. and Efremova E.V.* Multiplexing chaotic signals in the presence of noise // Proc. Int. IEEE Symp. Circuits and Systems (ISCAS-2000), Geneva, Switzerland, May 28-31, 2000, vol. IV, pp. 441-444.
211. *Andreyev Yu.V., Dmitriev A.S., and Ovsyannikov A.V.* Information searching system "Forget-Me-Not" based on complex dynamics of nonlinear systems // Proc. 7th Int. Workshop NDES-99, 1999. Ronne, Denmark. pp. 273-276.
212. *Andreyev Yu., Dmitriev A., Kuminov D. & Starkov S.* Maps with stored information in multiple-access communications systems // Proc. NDES'97. 1997. Moscow. Russia. pp. 185-190.
213. *Andreyev, Yu., Dmitriev, A., Kuminov, D. and Starkov, S.* CDMA communications using maps with stored information // Proc. ECCTD'97, Budapest, Hungary, Aug.30-Sep.3, 1997 vol. 1, pp. 324-329.
214. *Starkov S.O., Andreyev Yu.V., Dmitriev A.S., Matveev M.A., and Shirokov M.E.* Synchronization in the maps with stored information // Proc. 4-th Int. Workshop NDES-96, Seville, Spain. 1996, pp. 299-303.

215. *Andreyev Yu.V., Dmitriev A.S., Kuminov D.A., and Pavlov V.V.* Information processing in 1-D and 2-D Map: Recurrent and cellular neural networks implementation // Proc. 4-th Int. Workshop CNNA-96, Seville, Spain. 1996, pp. 297-301.
216. *Andreyev Yu.V., Dmitriev A.S., Matveev M.A.* Application of chaotic dynamical systems to the problems of recognition and classification // Proc. 3-rd Int. Workshop NDES-95, Dublin, Ireland. 1995, pp. 249-252.
217. *Andreyev Yu.V., Belsky Yu.L., Dmitriev A.S.* Information processing in nonlinear systems with dynamic chaos // Proc. Int. Seminar Nonlinear Circuits and Systems, Moscow, Russia, 1992, vol. 1, pp. 51-60.
218. *Andreyev Y.V., Dmitriev A.S., Miliou A.N., Anagnostopoulos A.N.:* Chapter 9: Nonlinear Dynamics for Information Processing / in: Applications of Chaos and Nonlinear Dynamics in Science and Engineering – vol. 1, eds. S. Banerjee, M. Mitra, L.Rondoni, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg 2011, pp. 273–320.
219. *Andreyev Yu.V., Dmitriev A.S., Kletsov A.V.* Multipath Amplification of Chaotic Radio Pulses and UWB Communications / Electronic NonLinear Science Preprint, nlin.CD/0811.2306. 2008.
220. *Yu.V. Andreyev, Dmitriev A.S., and Efremova E.V.* Dynamic Separation of Chaotic Signals in the Presence of Noise // Electronic NonLinear Science Preprint, nlin.CD/0107036. 2001.
221. *Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Старков С.О.* Обработка изображений на основе одномерных динамических систем. Программный комплекс 'ИнформХаос' / Препринт ИРЭ РАН, М.:ИРЭ РАН, 1993, №2(584).
222. *Dmitriev A.S., Panas A.I., Starkov S.O., Andreev Y.V., Kuzmin L.V., Kyarginskii B.E., Maksimov N.A.* Method for transmission information using chaotic signals / Canadian Patent 2,416,702. Granted and issued 2011/07/19.
223. *Dmitriev A.S., Panas A.I., Starkov S.O., Andreev Y.V., Kuzmin L.V., Kyarginskii B.E., Maksimov N.A.* Method for transmitting data by means of chaotic signals / Европейский патент № 1304824, дата выдачи патента 26 декабря 2007 г., приоритет от 27.07.2000.
224. *Дмитриев А.С., Андреев Ю.В., Клецов А.В., Коромеев М.В.* Способ беспроводной передачи информации по многолучевому каналу и Система для его осуществления / Патент РФ № 2293438, приоритет от 30.06.2005 г.
225. *Dmitriev A.S., Panas A.I., Starkov S.O., Andreev Y.V., Kuzmin L.V., Kyarginskii B.E., Maksimov N.A.* Method for transmitting information using chaotic signals / Кореянский патент № 0472114, дата выдачи 4 февраля 2005 г., приоритет от 27 июля 2000 г.
226. *Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О., Андреев Ю.В., Кузьмин Л.В., Кяргинский Б.Е., Максимов Н.А.* «Спосіб передачі інформації за допомогою хаотичних сигналів»

/ Украинский патент № 71675, дата выдачи 15 декабря 2004 г., приоритет от 27 июля 2000 г.

227. *Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О., Андреев Ю.В., Кузьмин Л.В., Кяргинский Б.Е., Максимов Н.А.* Способ передачи информации с помощью хаотических сигналов / Патент РФ № 2185032, приоритет от 27.07.2000 г.
228. *Dmitriev A., Andreev Y., Belsky Y., Kuminov D., Panas A., Starkov S.* Method of objects recognition / Canadian Patent No. 2,164,417 (May 30, 2000).
229. *Dmitriev A., Andreev Y., Belsky Y., Kuminov D., Panas A., Starkov S.* Method of objects recognition / Patent of USA No. 5774587 (June 30, 1998).
230. *Дмитриев А.С., Андреев Ю.В., Бельский Ю.Л., Куминов Д.А., Панас А.И., Старков С.О.* Способ распознавания объектов / Патент РФ №2050072 от 10.12.1995, приоритет от 03.03.1994 г.
231. *Freeman W.J.* Simulation of chaotic EEG pattern with a dynamic model of the olfactory system // *Biol. Cybern.*, 1987, vol. 56, p. 139.
232. *Babloyantz A. and Destexhe A.* Nonlinear analysis and modeling of cortical activity // 1st European conf. Mathematics Applied to Biology and Medicine, France, 1991.
233. *Destexhe A. and Babloyantz A.* Deterministic chaos in a model of the thalamo-cortical system / in: *Self-organization Emerging Properties and Learning*, New York, Plenum press, ARW Series, 1991.
234. *Skarda C.A. and Freeman W.J.* How Brains Make Chaos in Order to Make Sense of The World // *Behavioral and Brain Sciences*, 1987, vol. 10, pp. 161–195.
235. *Freeman W.J., Yao Y., and Burke B.* Central pattern generating and recognition in olfactory bulb: a correlation learning rule // *Neural Networks*, 1988, vol. 1, p. 277.
236. *Eisenberg J., Freeman W.J., and Burke B.* Strange attractor that governs mammalian brain dynamics shown by trajectory of EEG // *Neural Networks*, 1988, vol. 2, p. 315.
237. *Yoong Y. and Freeman W.J.* Model of Biological Pattern Recognition with Spatially Chaotic Dynamics // *Neural Networks*, 1990, vol. 3, no. 2, pp. 153–170.
238. *Tsuda I.* A hermeneutic process of the brain // *Progress of Theoretical Physics, Supplement*, 1984, vol. 79, pp. 241–259.
239. *Tsuda I., Koerner E., and Shimizu H.* Memory dynamics in asynchronous neural networks // *Progress of Theoretical Physics*, 1987, vol. 78, pp. 51–71.
240. *Дмитриев А.С.* Хаос и обработка информации в нелинейных динамических системах // *Радиотехника и электроника*, 1993, т. 38, № 1, с. 1–24.

241. *Дмитриев А.С., Куминов Д.А.* Хаотическое сканирование и распознавание образов в нейроподобных системах с обучением // *Радиотехника и электроника*, 1994, т. 39, с. 633–641.
242. *Хакен Г.* Синергетика. – М., Мир, 1980.
243. *Пригожин И.* От существующего к возникающему: время и сложность в физических науках. — М., 1985.
244. *Пригожин И., Стенгерс И.* Порядок из хаоса. Новый диалог человека с природой. — М., 1986.
245. *Данилов Ю.А., Кадомцев Б.Б.* Что такое синергетика? // *Нелинейные волны. Самоорганизация* — М., Наука, 1983.
246. *Kelso, J.A.S.* *Dynamic Patterns: The Self-Organization of Brain and Behavior.* – Cambridge, MA: The MIT Press. 1995.
247. *Рабинович М.И., Мюезинолу М.К.* Нелинейная динамика мозга: эмоции и интеллектуальная деятельность // *Успехи физических наук*. 2010, т. 180, № 4, с. 371-387.
248. *Rabinovich M.I., Varona P., Tristan I. and Afraimovich V.S.* Chunking dynamics: heteroclinics in mind // *Front. Comput. Neurosci.* 2014, vol. 8, p. 22.
249. *Muezzinoglu M.K., Tristan I., Huerta R., Afraimovich V.S., Rabinovich M.I.* Transients versus attractors in complex networks // *Int. J. Bifurcation and Chaos*, vol. 20, no. 6 (2010), pp. 1653–1675.
250. *Afraimovich V., Gong X., Rabinovich M.* Sequential memory: Binding dynamics // *Chaos* vol. 25. no. 10, p.103118, 2015.
251. *Procaccia I.* Universalities in Condensed Matter // *Proc. Phys.*, vol. 32, Ed. Jullien R., Springer, 1988, p.213.
252. *Auerbach D., Cvitanovic P., and Eckmann J.-P.* // *Phys. Rev. Lett.*, 1987, vol. 58, no. 23, p. 2387.
253. *Gunaratne G.N. and Procaccia I.* Organization of Chaos // *Phys. Rev. Lett*, 1987, vol. 59, no. 13, pp. 1377–1380.
254. *Cvitanovic P.* Invariant Measurement of Strange Sets in Terms of Cycles // *Physical Review Letters*, 1988, vol. 61, no. 24, pp. 2729–2732.
255. *Wiegrinch W., Tennekes H.* On the Information Flow for One-Dimensional Maps // *Physics Lett. A*, 1990, vol. 144, no. 3, pp. 145–152.
256. *Shaw R.S.* Strange attractors, chaotic behavior, and information flow // *Z. Naturforsch.*, 1981, vol. 36a, pp. 80-112.
257. *Farmer J.D.* Information dimension and the probabilistic structure of chaos // *Z. Naturforsch.*, 1982, vol. 37a, pp. 1304-1325.

258. *Matsumoto K., Tsuda I.* Calculation of information flow rate from mutual information // *J. Phys. A. Math. Gen.*, 1988, vol. 21, pp. 1405–1414.
259. *Matsumoto K., Tsuda I.* Extended information in one-dimensional maps // *Physica D*, vol. 26D, 1987, pp. 347–357.
260. *Voges W., Atmanspacher H., Scheingraber H.* Deterministic Chaos in Accreting Systems: Analysis of the X-Ray Variability of Hercules X // *Astrophysical J.*, 1987, vol. 320, pp. 794–802.
261. *Atmanspacher H., Scheingraber H., Voges W.* Global Scaling Properties of the Chaotic Attractor Reconstructed from Experimental Data // *Phys. Rev. A*, 1988, vol. 37, pp. 1314–1322.
262. *Рабинович М.И.* Хаос и нейродинамика // *Изв. вузов, Сер. Радиофизика*, 1996, т. 39, № 6, с. 757–769.
263. *Lewenstein M., Nowak A.* Fully connected neural networks with self-control of noise levels // *Phys. Rev. Lett.*, 1989, vol. 62, pp. 225–228.
264. *Renals S. and Rohwer R.* A study of network dynamics // *Journ. Stat. Phys.*, 1990, vol. 58, no. 5/6, pp. 825-848.
265. *Костылев И.А., Малинецкий Г.Г., Потапов А.Б.* Корреляции между образами как параметры порядка в нейронных сетях. / Препринт ИПМ РАН, 1992, № 43.
266. *Hawkins, J., Blakeslee, S.* *On Intelligence* (1st ed.). Times Books. 2004 (рус. пер.: Дж. Хокинс, С. Блейкли. Об интеллекте. – М.: Вильямс. 2016. 240 с.)
267. *Дмитриев А.С.* Запись и распознавание информации в одномерных динамических системах // *Радиотехника и электроника*, 1991. т. 36. № 1. с. 101–108.
268. *Dmitriev, A.S., Panas, A.I., Starkov, S.O.* Storing and recognizing information based on stable cycles of one dimensional maps // *Phys. Lett. A*, 1991. vol. 155. no. 8–9. p. 494–499.
269. *Андреев Ю.В.* Обработка изображений методами нелинейной динамики в одномерных динамических системах / Диссертация на соискание ученой степени кандидата физ.-мат. наук. 1993.
270. *Дмитриев А.С.* Хаос и обработка информации в нелинейных динамических системах // *Радиотехника и электроника*, 1993, т.38, №1, с.1-24.
271. *Дмитриев А.С., Куминов Д.А., Павлов В.В., Панас А.И.* Запись, хранение и обработка текстов на основе одномерных динамических систем / Препринт ИРЭ РАН, М.:ИРЭ РАН, 1993, №3(585).
272. *Боуэн Р.* Методы символической динамики. М.: Мир. 1979.
273. *Нао В.-Л.* *Elementary symbolic dynamics*. Singapore: World Scientific, 1989.

274. *Banerjee S., Karthik M.S., Yuan G., Yorke J.A.* Bifurcations in One-Dimensional Piecewise Smooth Maps - Theory and Applications in Switching Circuits // IEEE Trans. Circuits Syst.-I. 2000, vol. 47, no. 3, pp. 389-394.
275. *Табор М.* Хаос и интегрируемость в нелинейной динамике. – М.: Едиториал УРСС, 2001 г.
276. *Barnsley M.* Fractals Everywhere. – Academic Press. 1988.
277. *Salomon D.* Data Compression. The Complete Reference. – Berlin: Springer. 2007.
278. *Понтрягин Л. С.* Обыкновенные дифференциальные уравнения. – М.: Наука, 1974.
279. *Майстренко В.Л., Майстренко Ю.Л., Сушко И.М.* Аттракторы кусочно-линейных отображений прямой и плоскости. / Препринт, Ин-т Математики АН Украины. Киев: 1992.
280. *Майстренко В.Л., Майстренко Ю.Л., Сушко И.М.* Бифуркационные явления в генераторах с линиями задержки // Радиотехника и электроника, 1994, т. 39, с. 1367.
281. *Grebogi C., Ott E., and Yorke J.A.* Critical exponent of chaotic transients in nonlinear dynamic systems // Phys. Rev. Lett., 1986, vol. 57, p. 1284.
282. *Maistrenko Yu.L., Maistrenko V.L., Chua L.O.* Cycles of Chaotic Intervals in a Time-Delayed Chua's Circuit // Int. J. Bifurcation and Chaos. 1993. vol. 3, no. 6, pp. 1557-1572.
283. *Abraham R., Gardini L., Mira C.* Chaos in Discrete Dynamical Systems: A Visual Introduction in 2 Dimensions. 1st ed. – Springer. 1997.
284. *Рабинович М.И.* Хаос и нейродинамика // Изв. ВУЗов, Радиофизика, 1996, т. 39, № 6, с. 757–769.
285. *Дмитриев А.С., Старков С.О., Широков М.Е.* Синхронизация ансамблей связанных отображений // Известия ВУЗов, Прикладная нелинейная динамика, 1996, т. 4, № 4-5 с. 40-58.
286. *Dmitriev A.S., Shirokov M.E., Starkov S.O.* Chaotic Synchronization of Ensembles of Locally and Globally Coupled Discrete-Time Dynamical Systems. Rigorous Results and Computer Simulation // Proc. 3rd Int. Workshop Nonlinear Dynamics of Electronics Systems (NDES'95), 1995, Dublin, pp. 287-290.
287. *Hasler M., Maistrenko Y.L.* An introduction to the synchronization of chaotic systems: Coupled skew tent maps // IEEE Trans. CAS-I, 1997. vol. 44, no. 10, pp. 856-866.
288. *Parlitz U., Kocarev L., Stojanovskic T., Junge L.* Chaos synchronization using sporadic driving // Physica D. 1997, vol. 109, no. 1-2, pp. 139-152.
289. *Astakhov V.V., Anishchenko V.S., Kapitaniak T., Shabunin A.V.* Synchronization of chaotic oscillators by periodic parametric perturbations // Physica D. 1997, vol. 109, no. 1-2, pp. 11-16.

290. *Suykens J.A.K., Yang T., Vandewalle J., and Chua L.O.* Impulsive Control and Synchronization of Chaos / in: *Controlling Chaos and Bifurcations in Engineering Systems* (ed. G. Chen). – CRC Press, 1999. pp. 275-298.
291. *Takens F.* Detecting strange attractors in turbulence. In: *Dynamical Systems and Turbulence. Lecture Notes in Mathematics*, edited by D.A.Rand, L.S.Young. – Heidelberg: Springer-Verlag. 1981. pp. 366-381.
292. *Прэ́тм У.* Цифровая обработка изображений. Кн. 1. – М.: Мир, 1982. 312с.
293. *Broomhead D.S., King G.P.* Extracting qualitative dynamics from experimental data // *Physica D*. 1986, vol. 20, pp. 217-236.
294. *Zadeh L.A.* Fuzzy sets // *Information and Control*. 1965. vol. 8, no. 3, pp. 338-353.
295. *Alder M.D., Togneri R., Attikiouzel Y.* Dimension of the speech space //in *Communications, Speech and Vision, IEE Proceedings-I*. 1991, vol. 138, no. 3, pp. 207-214.
296. *Андреев Ю.В., Коротеев М. В.* О хаотической природе звуков речи // *Известия ВУЗов, Прикладная нелинейная динамика*. 2004, т. 12, №6, с. 44-59.
297. *Chu W.C.* *Speech Coding Algorithms: Foundation and Evolution of Standardized Coders*. – John Wiley & Sons, Inc. New York. 2003.
298. Речевая связь с машинами (тематический выпуск) // *ТИИЭР*. 1985, т. 73, №11.
299. *Didovyk A.M., Zakharchenko K.V.* Chaos-based Associative Retrieval and Identification of Audio Information // *Nonlinear Phenomena in Complex Systems*, 2001, vol. 4, no. 1, pp. 1-8.
300. *Балабин А.М., Дидовик А.М., Дмитриев А.С., Захарченко К.В., Кишик В.В.* Запись и ассоциативная идентификация аудиоинформации с использованием траекторий динамических систем // *Радиотехника и электроника*, 2003, т. 48, № 11, с. 1379-1388.
301. *Andreyev Yu.V., Dmitriev A.A.* A cryptosystem based on chaotic dynamics // *Proc. Int. Symp. Signals Circuits Systems (SCS'2001)*, Iasi, Romania, July 10-11, 2001, pp. 57-60.
302. *Dmitriev A.* Application maps with stored information in CDMA communication systems // *Proc. Int. Conf. «Control of oscillations and chaos» (COC'97)*. August 27-29, 1997. St. Petersburg, Russia. pp. 211-214.
303. *Andreyev, Yu., Dmitriev, A., Kuminov, D. and Starkov, S.* CDMA communications using maps with stored information // *Proc. ECCTD'97*, Budapest, Hungary, Aug.30-Sep.3, 1997. vol. 1, pp. 324-329.
304. *Дмитриев А.С.* Использование записи информации на отображениях в коммуникационных системах с расширением спектра // *Радиотехника и электроника*. 1997. т. 42. № 11. с. 1350-1357.

305. *Дмитриев А.* Детерминированный хаос и информационные технологии // Компьютерра. № 47, 1998.
306. Controlling Chaos Technologies. Электронные издания на CD и DVD / <https://controlchaostech.tiu.ru/g68681-elektronnyh-izdaniya-dvd>.
307. *Tsuda I.* Dynamic link of memory – chaotic memory map in nonequilibrium neural networks // *Neural Networks*, vol. 5, pp. 313–326, 1992.
308. *Tsuda I.* Can stochastic renewal of maps be a model for cerebral cortex? // *Physica D*, vol. 75, pp. 165–178, 1994.
309. *Baird B. and Eeckman F.* A normal form projection algorithm for associative memory / in *Associative Neural Memories: Theory and Implementation*, M. H. Hassoun, Ed. New York: Oxford Univ. Press, 1992.
310. *Кащенко С.А., Майоров В.В.* Исследование колебаний в кольцевых нейронных системах // Доклады РАН. 1993, т. 333, №5, с. 594-597.
311. *Кащенко С.А., Майоров В.В.* Волновые структуры в клеточной сети из формальных нейронов Хатчинсона // *Радиотехника и электроника*. 1995, т. 40, №6, с. 925-936.
312. *Кащенко С.А., Майоров В.В.* Модели волновой памяти. – М.: Либроком, 2009. 288 с.
313. *Eckmann J.-P., Ruelle D.* Ergodic theory of chaos and strange attractors // *Rev. Modern Phys.* 1985, vol. 57, pp. 617–656.
314. *Sauer T., Yorke J.A., Casdagli M.* Embedology // *J. Stat. Phys.*, vol. 65, pp. 579–616, 1991.
315. *Grassberger P., Badii R., Politi A.* Scaling laws for invariant measures on hyperbolic and nonhyperbolic attractors // *J. Stat. Phys.*, 1988, vol. 51, pp. 135–178.
316. *Grassberger P., Procaccia I.* On the characterisation of strange attractors // *Phys. Rev. Lett.*, 1983, vol. 50, pp. 346–356.
317. *Abarbanel H.D.I.* Analysis of Observed Chaotic Data. Institute for Nonlinear Science. NY: Springer, 1996.
318. *Marteau P.F., Abarbanel H.D.I.* Noise reduction in chaotic time series using scaled probabilistic methods // *J. Nonlinear Science*. 1991, vol. 1, no. 3, pp. 313–343.
319. *Grassberger P., Hegger R., Kantz H., Schaffrath C., Schreiber T.* On noise reduction methods for chaotic data // *Chaos*. 1993. vol. 3, no. 2, pp. 127-141.
320. *Kostelich E., Yorke J.A.* Noise reduction in dynamical systems // *Phys. Rev. A*, 1988, vol. 38, no. 3, pp. 1649–1652.
321. *Kostelich E., Schreiber T.* Noise reduction in chaotic time-series data: a survey of common methods // *Phys. Rev. E*, 1993, vol. 48, pp. 1752–1763.
322. *Sun J., Zheng C., et al.* Nonlinear noise reduction of chaotic time series based on multidimensional recurrent LS-SVM // *Neurocomputing*. 2008. vol. 71, no. 16, pp. 3675–3679.

323. *K. Shin, J.K. Hammond, White P.R.* Iterative SVD method for noise reduction of low-dimensional chaotic time series // *Mechanical Systems and Signal Processing*. 1999, vol. 13, no. 1, pp. 115-124.
324. *Hammel S.M.* A noise reduction method for chaotic systems // *Phys. Lett. A*, 1990, vol. 148, pp. 421–428.
325. *Dmitriev A.S., Kassian G., Khilinsky A.* Limit efficiency of chaotic signal cleaning off noise // *Proc. 7th Int. Workshop NDES-99*, 1999. Ronne, Denmark, pp. 187–190.
326. *Дмитриев А.С., Касьян Г.А., Хилинский А.Д., Широков М.Е.* Предельная эффективность очистки хаотического сигнала от шума // *Радиотехника и электроника*, 1999, т. 44, № 9, с. 1120-1130.
327. *Jako Z., Kis G.* On the effectiveness of noise reduction methods in DCSK systems // *IEEE Proc. Int. Symp. Curcuits Systems (ISCAS 2000)*, 2000, Geneva, Switzerland, vol. IV, pp. 437–440.
328. *Stefanski A.* Determining thresholds of complete synchronization, and application. – Singapore: World Scientific, 2009.
329. Википедия: «Подкова Смейла» // en.wikipedia.org/wiki/Horseshoe_map.
330. *Shannon C.E.* A Mathematical Theory of Communication // *Bell Syst. Tech. J*, 1948. vol. 27, no. 7, pp. pp. 379–423, 623–656.
331. *Шеннон К.* Работы по теории информации и кибернетике. М.: Изд. иностр. лит-ры, 1963.
332. *Климонтович Ю.Л.* Энтропия и информация открытых систем // *УФН*, 1999. т. 169, с. 443–452.
333. *Песин Я.Б.* Характеристические показатели Ляпунова и гладкая эргодическая теория // *УМН*, 1977, т. 32, с. 55-112.
334. *Дмитриев А.С., Старков С.О.* Передача сообщений с использованием динамического хаоса и классическая теория информации // *Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники*, 1998. №11. с. 4-32.
335. *Proakis J.P.* *Digital Communications*. – NY: McGraw-Hill, 1995.
336. *Dedieu H.* Overview of nonlinear noise reduction algorithms for systems with known dynamics // *Proc. Int. Symp. Nonlinear Theory and its Applications (NOLTA'98)*, 1998, Crans-Montana, Switzerland, vol. 3, pp. 1297–1300.
337. *Dedieu H., Kisel A.* Communications with chaotic time series: probabilistic methods for noise reduction // *Int. J. Circuit theory and applications*, 1999; vol.27, no. 6, pp. 577–587.
338. *Дмитриев А.С., Касьян Г.А., Кузьмин Л.В.* Реконструкция колебаний хаотических систем по символическим последовательностям // *Радиотехника*, 2005, №3, с. 18–24.

339. *Дмитриев А.С., Касьян Г.А., Хилинский А.Д.* Хаотическая синхронизация отображений Хенона. Информационный подход // Письма в ЖТФ, 2002, т. 28, вып. 9, с. 36-41.
340. *Khilinsky A.D.* Emerging information properties of chaotic synchronization of 2D maps // Proc. 3rd Eur. Interdiscip. School on Nonlinear Dynamics for System and Signal Analysis (Euroattractor-2002), June 18-27, 2002, Warsaw, Poland.
341. *Dmitriev A.S., Hasler M., Kassian G.A., Khilinsky A.D.* Chaotic Synchronization of 2-D Maps Via Information Transmission // Proc. of Int. Symp. NOLTA'2001, Miyagi, Japan, October 28 - November 1, 2001, vol. 1, pp. 79-82.
342. *Dmitriev A.S., Kassian G., Khilinsky A.* Chaotic synchronization. Information viewpoint // Int. J. Bifurcation and Chaos, 2000, vol. 10, no. 4, pp. 749–761.
343. *Дмитриев А.С., Касьян Г., Хаслер М., Хилинский А.* Хаотическая синхронизация двумерных динамических систем на основе передачи информации об их состояниях // Радиотехника и электроника, 2001, т. 46, № 5, с. 566-575.
344. *Dmitriev A.S., Hasler M., Kassian G.A., Khilinsky A.D.* Noise-resistant chaotic synchronization of nonhyperbolic maps via information transmission // Proc. 10th Int. Workshop Nonlinear Dynamics of Electronic Systems (NDES-2002), June 21-23, 2002, Izmir, Turkey, p. 3-17.
345. *Касьян Г.А., Хилинский А.Д.* Хаотическая синхронизация через передачу минимальной информации // Труды Всероссийской конф. "Сверхширокополосные сигналы в радиолокации и акустике (СРСА–2003)", 2003, 1-3 июля, Муром. Россия. С. 307-310.
346. *Dmitriev A.S., Kassian G.A. and Khilinsky A.D.* Information viewpoint on chaotic synchronization // Proc. Int. Conf. Control of Oscillations and Chaos (COC-2000), St.Petersburg, Russia, July 5-7, 2000, vol. 2, pp. 335-338.
347. *Siwiak K., McKeown D.* Ultra-Wideband Radio Technology. – Wiley, 2004.
348. *Molisch A.F.* IEEE 802.15.4a Channel Modeling Sub-committee Report Final. 2005 // <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/04/15-04-0662-02-004a-channel-model-final-report-r1.pdf>.
349. *Schejbal V., Bezoušek P., Čermák D., et al.* UWB Propagation through Walls // Radioengineering, 2006. vol. 15, no. 1, pp. 17-24.
350. *Jazi A.S., Riad S.M., Muqaibel A., Bayram A.* Through-the-Wall Propagation and Material Characterization // DARPA NETEX Program. Blacksburg, Virginia. 2002.
351. *Siwiak K.* IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs). Time Domain Corporation. 2002.

352. *Safaai-Jazi A., Riad S.M., et al.* Ultra-wideband Propagation Measurements and Channel Modeling: Through-the-Wall Propagation and Material Characterization / Time Domain and RF Measurement Laboratory. November 18, 2002.
353. *Bories S., Sibille A., Roblin C.* UWB Indoor Channel Measurements Study // Proc. IWAT 2005, IEEE Int. Workshop Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, 2005. pp. 466-469.
354. *Muqaibel A., Safaai-Jazi A.* Characterization of wall dispersive and attenuative effects on UWB radar signals // J. Franklin Institute. 2008. no. 345. pp. 640–658.
355. *Dardari D., Conti A. et al.* Ranging With Ultrawide Bandwidth Signals in Multipath Environments // Proc. IEEE. 2009. vol. 97, no. 2, pp. 404-426.
356. *Protiva P., Mrkvica J., Macha J.* Time delay estimation of UWB radar signals backscattered from a wall // Microwave and optical technology letters. 2011. vol. 53, no. 6, pp. 1444-1450.
357. *Molisch A.F.* Ultra-wide-band propagation channels // Proc. of the IEEE. 2009. vol. 97, no. 2. pp. 353-371.
358. *Dmitriev A., Efremova E., Gerasimov M.* Chaotic Transceiver Platform for Multimedia Sensor Networks // Proc. 2014 Int. Symp. Nonlinear Theory and its Applications (NOLTA-2014), Lucern, Switzerland, September 14-18, 2014.
359. *Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Лазарев В.А., Герасимов М.Ю.* Сверхширокополосная беспроводная самоорганизующаяся прямохаотическая сенсорная сеть // Успехи современной радиоэлектроники, 2013, №3, с. 19-29.
360. *Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Клецов А.В., Кузьмин Л.В., Лактюшкин А.М., Юркин В.Ю.* Сверхширокополосная беспроводная связь и сенсорные сети // Радиотехника и электроника, 2008, т. 53, №10, с. 1278-1289.
361. *Кузьмин Л.В., Морозов В.А.* Статистические характеристики ансамбля сверхширокополосных линий связи в условиях многолучевого распространения внутри помещений // Радиотехника и электроника, 2009, т. 54, №3, с. 329–338.
362. *Морозов В.А., Старков С.О., Кузьмин Л.В.* Оценка скорости передачи информации в локальной сверхширокополосной системе связи в условиях многолучевого распространения // Радиотехника и электроника, 2008, т. 53, №5, с. 594-598.
363. *Кузьмин Л.В., Морозов В.А., Старков С.О., Хаджи Б.А.* Анализ помехоустойчивости приема сверхширокополосных хаотических сигналов в условиях многолучевого распространения внутри помещений // Радиотехника и электроника, 2006, т. 51, №11, с. 1360-1367.

364. Кузьмин Л.В. Помехоустойчивость беспроводной схемы связи на сверхширокополосных хаотических радиоимпульсах в многолучевых каналах // Радиотехника и электроника, 2011, т. 56, № 4, с. 399–416.
365. Кузьмин Л.В. Беспроводная передача информации на сверхширокополосной хаотической несущей / Диссертация на соискание ученой степени доктора физ.-мат. наук, 2011.
366. Nikoogar H., Prasad R. Introduction to Ultra Wideband for Wireless Communications (Signals and Communication Technology). – Springer, 2009.
367. Molisch A.F. Wireless Communications. 2nd edition. – Wiley, 2010.
368. Di Benedetto M.-G., Giancola G. Understanding Ultra Wide Band Radio Fundamentals. 1st Edition. – Prentice Hall, 2004.
369. Silva Thotahewa K.M., Redouté J.-M. Ultra Wideband Wireless Body Area Networks. – Springer, 2014.
370. Sensor Networks and Configuration. N.P. Mahalik (ed.). – Springer, 2007.
371. Rappaport T.S. Wireless Communications – Principles & Practice, IEEE Press, 1996, p. 71.
372. Пушкарев О. Проверка дальности связи ZigBee-модулей Maxstream в условиях городской квартиры // Новости электроники (КОМПЭЛ), 2006, № 5.
373. Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику. Ч.1. Случайные процессы. – М.: Наука, 1966.
374. Dobkin D.M. RF Engineering for Wireless Networks Hardware, Antennas, and Propagation. – Elsevier, 2005.
375. Geier J. Beating Signal Loss in WLANs. 2002 // www.wi-fiplanet.com/tutorials/article.php/1431101/Beating-Signal-Loss-in-WLANs.htm.
376. 2.4 GHz Signal Attenuation Chart // www.technolab-inc.com/html/Tech/signal_atten.htm.
377. Hein G., Teuber A. et al. GNSS Indoors. Fighting the fading. 2008 // www.insidegnss.com.
378. Кошелев Н.Ф., Карелин О.Н., Шандала М.Г. и др. Характеристика защитных свойств строительных материалов и изделий из них при действии микроволн. 1996 // grachev.distudy.ru/Uch_kurs/sredstva/Templ_1/templ_1_6.htm.
379. Чухнов К. Особенности проектирования радиоканальных объектов систем сигнализации // Технологии защиты, 2010, № 1, с. 44-46.
380. Федюнин П.А., Дмитриев Д.А. и др. Микроволновая термовлагодетекция. – М.: Машиностроение-1, 2004.

381. *Лещанский Ю.И., Ульянычев Н.В., Лебедева Г.Н., Попова Н.Я., Метелкина Е.Д.* Электрические параметры кирпича, цемента и древесины в диапазоне метровых-сантиметровых радиоволн // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 1982, № 7.
382. *Кудрявцев Л.Д.* Курс математического анализа. Т. 1. Дифференциальное и интегральное исчисления функций одной переменной. – М.: Дрофа. 2003. 704 с.
383. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Вильямс. 2007. 1104 с.
384. *Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О.* Динамический хаос как парадигма современных систем связи // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1997. №10. с.4-26.
385. *Saleh A., Valenzuela R.* A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation // IEEE Trans. 1987. vol. SAC-5. no. 2. p. 128-137.
386. Техническая документация на ИС AD8317ACPZ // www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8317.pdf.
387. *Лактюшкин А.М., Клецов А.В., Кинев А.В.* Дистанционное управление мобильными объектами с помощью сверхширокополосных хаотических сигналов // Материалы 6 межд. науч.-тех. конф. «Перспективные технологии в средствах передачи информации», Владимирский гос. ун-т, Владимир, 2005, стр. 65.
388. *Dmitriev A., Laktushkin A., Andereyev Yu., Kletsov A., Kuzmin L., Sinyakin V.* UWB direct chaotic transceiver for wireless sensor networks // Proc. Int. conf. ICECS-2008, 31 August – 3 September 2008, Malta.
389. *Дмитриев А.С., Рыжов А.И., Лазарев В.А., Малютин Н.В., Мансуров Г.К., Попов М.Г.* Экспериментальная сверхширокополосная беспроводная сенсорная сеть медицинского назначения // Радиотехника и электроника, 2015, т. 60, №9, с. 974-984.
390. *Долуханов М.П.* Антенны излучают. – М.: Связь, 1973. 142 с.
391. *Каплун В.А., Браммер Ю.А., Лохова С.П., Шостак И.В.* Радиотехнические устройства и элементы радиосистем: учеб. пособие. – М.: Высшая школа, 2002. 294 с.
392. Сканирующие антенные системы СВЧ. Под ред. Р. Хансена. Т. 2. – М.: Советское радио. 1969. 496 с.
393. *Баланис К.А., Иоанидес П.И.* Введение в смарт-антенны. – М.: Техносфера, 2012. 199 с.
394. *Гостюхин В.Л., Трусов В.Н., Гостюхин А.В.* Активные фазированные антенные решетки. – М.: Радиотехника. 2011.
395. *Хансен Р.С.* Фазированные антенные решетки. 2-е изд. пер. с англ. под ред. А.И. Синани. – М.: Техносфера, 2012.

396. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы. 3-е изд. – М.: Высшая школа, 2000. 462 с.
397. *Калитеевский Н.И.* Волновая оптика: Учеб. пособие для вузов. 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1995. 463 с.
398. *Мешков В.В.* Основы светотехники. Учеб. пособие для ВУЗов, ч. 1. 2-е изд. М.: Энергия, 1979. 368 с.
399. ГОСТ 16703-79. Приборы и комплексы световые. Термины и определения (с Изменением № 1). МКС 01.040.29. Дата введения 1980-07-01.
400. *Зернов Н.В., Меркулов Г.В.* Энергетические характеристики апертурных антенн, излучающих негармонические волны // Радиотехника, 1991, № 1, с. 68-71.
401. *Курочкин А.П., Лось В.Ф., Стрижков В.А.* Формирование энергетических диаграмм направленности видеоимпульсными сканирующими антенными решетками // Антенны. 2007, № 1 (116), с. 45-54.
402. *Лаговский Б.А.* Излучение сверхкоротких импульсов антенными решетками с учетом взаимовлияния элементов // Антенны. 2009, № 9 (148), с. 29-36.
403. *Иммореев И.Я.* Сверхширокополосная радиолокация. Обзор состояния и пути развития. 2005 // Сборник докладов по тематике «Радиолокация и навигация» межд. науч.-тех. конф. «Радиолокация, навигация, связь» за период 2002г. – 2006г.
404. *Иммореев И.Я.* Сверхширокополосные радары: новые возможности, необычные проблемы, системные особенности // Вестник МГТУ. Сер. Приборостроение. 1998. №4, с. 25-56.
405. *Дмитриев А.С., Лазарев В.А., Герасимов М.Ю., Рыжов А.И.* Сверхширокополосные беспроводные нательные сенсорные сети // Радиотехника и электроника. 2013. т. 58, № 12. с. 1160-1170.
406. *Зернов Н.В.* Коэффициент направленного действия и эффективная площадь апертурной антенны при излучении и приеме негармонических сигналов // Радиотехника, 1995, № 3, с. 51-52.
407. *Иммореев И.Я., Синявин А.Н.* Излучение сверхширокополосных сигналов // Антенны. 2001. № 1 (47). с. 8-16.
408. *Авдеев В.Б.* Угловые энергетические характеристики направленности несинхронно возбуждаемой апертурной антенны при излучении и приеме негармонических сигналов // Антенны. 2001. № 1 (47). с. 3-7.
409. *Авдеев В.Б.* Энергетические характеристики направленности антенн и антенных систем при излучении и приеме сверхширокополосных сигналов и сверхкоротких импульсов // Антенны. 2002. № 7 (62). с. 5-27.

410. *Разиньков С.Н.* Направленные свойства решеток вибраторов, возбуждаемых сверхширокополосными квазирадиосигналами // Радиотехника. 2008. № 6. с. 97-101.
411. *Овчаров А.П., Седельников Ю.Е.* Антенные решетки для сверхширокополосных радиосредств // Антенны. 2013. № 11 (198). с. 29-35.
412. *Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Панас А.И., Максимов Н.А.* Генерация хаоса – М.: Техносфера, 2012, 424 с.
413. *Атанов Н.В., Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Кузьмин Л.В.* Неавтономный генератор хаотических радиоимпульсов // Радиотехника и электроника. 2006. т. 51, №12. с. 1454.