СЕКЦИЯ

ПЕРЕДЧА ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ

Руководитель – д.т.н., профессор **ПЕТРОВИЧ Н.Т.**

ПРОЕКТ МЕЖЗВЕЗДНОГО РАДИОПОСЛАНИЯ «ЗОЛОТЫЕ КРЫЛЬЯ ЛЕМНИСКАТЫ». ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ И ДАЛЬНОСТИ СИГНАЛОВ ЗЕМЛЯН ОТНОСИТЕЛЬНЫМИ МЕТОДАМИ И ПОВТОРЕНИЕМ ЭЛЕМЕНТАРНЫХ ПОСЫЛОК ДЛЯ ИХ ОБНАРУЖЕНИЯ В ШУМАХ

Филиппов В.В.[1] , Петрович Н.Т.[2] , Филиппова Л.Н.[3]

[1] Московский авиационный институт (государственный технический университет)
[2] Московский технический университет связи и информатики
[3] Научно-культурный центр SETI, Москва

Межзвездное радиопослание внеземным цивилизациям (Message to Extraterrestrial Intelligence – METI), несущее информацию, в том числе, о «золотом сечении» [1], в случае его приема и декодирования, позволит показать простое, но замечательное математическое соотношение, выражаемое числом 1.618..., отражающее эмоциональное восприятия гармонии у человека Земли и, возможно, являющееся универсальным знанием для "космических субъектов" разных типов [2].

Для видящих в оптическом диапазоне разумных существ язык рисунка нагляден и доступен пониманию. Поэтому в опыте первых радиопосланий землян использовались рисунки и, тем самым, укрепляется в сознании энтузиастов межзвездной связи мысль, что «язык рисунка» является универсальным «космическим языком» для начального этапа налаживания контакта.

Эта мысль – «рисунок для внеземного разума», реализована в проектах «Arecibo Message 1974», «Cosmic Call 1999», «Здравствуй, Галактика! 2001», «Cosmic Call 2003».

Предлагается «язык рисунка» использовать и для нового METI.

Из огромного множества изобразительных символов в истории культуры человечества (искусстве и математике) для очередного межзвездного радиопослания с Земли выбрана лемниската Бернулли – математический символ «бесконечности», символизирующий также безграничность просторов космоса.

Основополагающей идеей межзвездного радиопослания «Золотые крылья лемнискаты», адресованного внеземным цивилизациям, является сообщение лишь о факте разумности землян и готовности к межзвездным радиоконтактам.

Языком посредником для налаживания контакта в этой концепции являются информационные рисунки без конкретных сведений о Солнечной системе, Земле и человечестве.

Отказ от передачи конкретной информации о человечестве, подобной исторической космограмме первого американского радиопослания 1974 года из Аресибо, или в рисунках Эмблемы первого детского радиопослания 2001 года, равно как и некоторых энциклопедических знаний с текстами приветствий (заметим, недоступных для расшифровки) инопланетянам от людей из разных стран, летящих к звездам в радиопосланиях «Cosmic Call 1999» и «Cosmic Call 2003», является одним из принципиальных отличий концепции нового проекта от реализованных ранее [3].

Так как предлагаемое межзвездное радиопослание для внеземных цивилизаций будет носителем идеи универсальности гармонии во Вселенной, известной Отправителям Послания (землянам) как «золотое сечение», и «говорить рисунками», размещенными в символе бесконечности, то для него оправдано название «Золотые крылья лемнискаты» («Gold wings of the lemniscate»), аббревиатура которого GWL.

С учетом технической спецификации предполагаемой системы для отправки нашего послания, например, может быть использован Евпаторийский планетный радиолокатор (передатчик которого работает на 6 см), отправка может быть осуществлена на волне 6 см – 5.01 ГГц.

Манипуляцией одного из параметров несущей радиоволны передается последовательность двоичных символов, допускающая единственное разложение в виде прямоугольной матрицы из простых чисел, содержащей изображение лемнискаты с рисунком. Простые числа подобраны так, чтобы их отношение было близким к «золотому числу» = 1.618… Включенные в проект GWL прямоугольные развертки имеют раз-

мерность 29x47 и 181x293, что позволит передать в каждом элементе 1363 и 53033 бит информации соответственно.

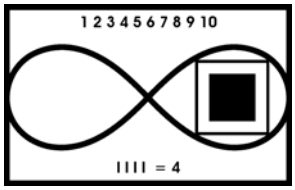
Основное содержание межзвездного радиопослания предлагается предварить передачей «цифровых позывных» (лемнискат в прямоугольной развертке 29x47), используя для повышения помехоустойчивости и дальности сигналов относительные методы и многократное повторение элементарных посылок для их обнаружения в шумах на приеме.

После завершения передачи цифровых позывных начинается передача основного содержания послания, состоящее из десяти различных элементов. Число элементов 10 не случайно, оно по замыслу должно навести Получателей послания на догадку о значимости десятичной системы исчисления для его Отправителей.

Все 10 элементов содержат одинаковые изображения лемнискаты Бернулли, в правом «крыле» которой размещены рисунки, а левое оставлено пустым – «для ответного заполнения» инопланетными разумными Получателями земного радиопослания. В «прямоугольниках-развертках» вверху вписаны арабские цифры натурального ряда от 1 до 10, а внизу дается понятие земного обозначения каждой отдельной цифры в соответствии с порядковыми номерами передачи элементов.

В элементы послания намерено включены изображения простейших геометрических фигур (отрезки, треугольники, квадраты, спираль) как должные быть хорошо знакомыми и узнаваемыми инопланетными разумными существами. Это представляется необходимым для начального налаживания взаимопонимания и дальнейшего осмысления Ими более сложных понятий и образов, показывающих примеры творческой способности разума и чувств Отправителей. Новым по содержанию является включение «репродукций» некоторых произведений изобразительного искусства. Очевидно, что любой выбор рисунков для кодирования, на основе работ даже гениальных художников Земли, будет спорным. Поэтому сделано обоснование конкретно нашего выбора в сопровождающих рисунки комментариях [3]. В назывном порядке 10 элементов основного содержания радиопослания GWL следующие: 1) «Отрезки в пропорции золотого сечения»; 2) «Золотой треугольник и золотая пирамида»; 3) «Фрактал кривая Коха»; 4) «Черный квадрат Малевича»; 5) «Человек Леонардо да Винчи»; 6) «Спираль Бернулли»; 7) «Рисунок Вилли Мельникова»; 8) «Знак Инь – Ян»; 9) «Рисунок Эшера»; 10) «Рисунок (или логотип) спонсора».

Для наглядности приведем 4-ый элемент из 10 («Черный квадрат Малевича»), помещенный в правое «крыло» лемнискаты прямоугольной развертки с размерностью 181x293.



Предполагается, что гипотетическим **Получателем радиопослания землян** будет **внеземная цивилизация, по уровню развития не уступающая земной** ко времени ~ 30-50 лет **от начала** радиоастрономических программ SETI и гораздо более высокого неведомого нам технологи-ческого уровня.

Также, мы предполагаем, что эта гипотетическая технологическая цивилизация **ведет патрульные SETI-наблюдения, располагает техническими средствами для обнаружения в космических шумах слабых сигналов землян и их декодирования** (другими словами, у нее есть нечто похожее на наши радиотелескопов, компьютеры, интернет).

В работах Петровича Н.Т. разработан «относительный метод передачи сигналов» позволяющий осуществлять адаптацию систем связи к случайно меняющимся свойствам среды распространения [4],[5],[6]. Показано, что при передаче сигналов в среде распространения, в окрестности передаваемого сигнала всегда существует ограниченная по времени и частоте область «квадрат стационарности», в которой коэффициент корреляции между любыми составляющими сигнала, несмотря на их сдвиг по времени или частоте, практически можно считать равным единице. Методы передачи и приема, основанные на введении опорного сигнала, наряду с информационным, подсказанные «квадратом стационарности», манипуляция на передаче информационного сигнала относительно опорного сигнала, а прием путем выявления относительного различия информационного и опорного сигналов, получили название относительных методов. В «квадрате стационарности» можно разместить, как минимум, два сигнала, несколько сдвинутых по времени или частоте, и использовать их совместно, как для «погрузки» информации на передаче, так и для ее «разгрузки» на приеме. Передача и прием с помощью двух носителей, создает ряд новых возможностей для модуляции и кодирования, которые отсутствуют при классических способах передачи. Для обеспечения максимальной дальности в передаче сигналов необходимо применить наиболее помехоустойчивый метод манипуляции. И таким методом является относительная фазовая манипуляция (ОФМ), дающая защиту от помех, близкую к потенциальной. Выдающиеся исследования В.А.Котельникова доказали, что фазовая манипуляция является

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

наилучшим способом передачи двоичных сигналов и достигаемая при этом потенциальная помехоустойчивость не может быть превзойдена известными методами передачи.

Т.о., наибольшую дальность и помехоустойчивость обеспечивает фазовая манипуляция: а практически ее реализует относительная фазовая манипуляция (ОФМ). ОФМ – метод передачи дискретных сигналов, при котором фаза каждой a_i посылки на передаче отсчитывается от фазы ей предшествующей a_{i-1} , а на приеме знак принимаемой a_i посылки определяется сравнением фаз каждой a_i посылки, с фазой посылки a_{i-1} ; для передачи самой первой посылки a_i в начале сеанса связи, передается одна избыточная посылка для приема первой информационной. При передаче сигналов ОФМ, не требуется дополнительный опорный сигнал, им служит каждая предыдущая посылка.

Но межзвездная среда в миллиарды км не является идеальным каналом, там много неоднородностей, приводящих к многолучевости сигнала и другим искажениям. Многократные сравнительные испытания ЧМ и ОФМ под руководством Н.Т. Петровича показали, что в многолучевом канале ОФМ превосходит по вероятности ошибки в пять и более раз. Что обеспечивает помехоустойчивость сигналов и их дальность.

Это является главным аргументом а пользу использования ОФМ для передачи межзвездного радиопослания GWL.

Для исключения Доплера могут быть реализованы две возможности.

Его можно с некоторой точностью компенсировать: если сигнал ВОЗВЫШАЕТСЯ над шумами.

Если сигнал тонет в шумах, то компенсация нарушается и даже может быть захват помехой управления компенсатором. Использование относительной фазовой манипуляции второго порядка (ОФМ-2) побеждает эффект Доплера следующим образом. Обрабатываются на приеме не две соседние посылки, как при ОФМ, а ТРИ СОСЕДНИЕ ПОСЫЛКИ (и, конечно, соответственно манипулируя сигнал на передаче с учетом этого), что позволяет получить на приеме новое свойство ОФМ: нечувствительность к медленным (по сравнению с длительностью элементарной посылки) случайным колебаниям ФАЗЫ и ЧАСТОТЫ несущего колебания. Последнее очень важно в связи с большими доплеровскими колебаниями частоты из-за движения и передающей, и принимающей планетных систем и их звезд. Т.о., ОФМ, при вычислении разности фаз трех соседних посылок (без снижения скорости) позволяют исключить влияние Доплера.

В проект межзвездного радиопослания «Золотые крылья лемнискаты» заложена идея в компактной форме показать РАЗУМНОСТЬ пославших этот сигнал и, благодаря его компактности, МНОГОКРАТНО повторять каждую элементарную посылку и тем самым повысить вероятность её приема. Чтобы обнаружить слабые сигналы землян в шумах внеземному разуму необходимо использовать принцип их накапливания, то есть сложение большого числа образцов сигналов. Но для этого передающей стороне каждый элементарный сигнал необходимо многократно повторять, что позволит на приеме с помощью инопланетного «аппарата Фурье» при анализе больших кусков шума, обнаружить факт присутствия в нем периодического процесса и даже частоту повторения образцов сигнала, и реализовать их накопление путем задержки и суммирования.

Перевод мощных передатчиков с режима ЧТ на режим ОФТ не вызывает трудностей. Если входные двоичные сигналы перекодировать по относительному методу (перемножение входных соседних посылок), то передатчик может работать почти в том же режиме ЧТ, но при посылке ДА излучается фаза несущего колебания φ, при посылке НЕТ фаза ($\varphi + 180^o$), а на приеме в этом случае, сравнение соседних посылок может производится просто после их детектирования. Для детектирования сигналов ОФМ требуется лишь элемент памяти, для совмещения соседних посылок во времени и нелинейный детекторный элемент с фильтром.

Новыми техническими предложениями в проекте GWL являются:

- передача позывного – когерентного сигнала во временных отрезках в пропорции золотого сечения с длительностью излучения 157, 97, 97, 60 секунд соответственно, с паузами (например, излучение на другой частоте) в одну секунду. Эти паузы помогут инопланетянам воссоздать первоначальные длины отрезков в простых числах. Наличие в позывном простых чисел и их соотношения ~ 1.62 предназначено быть подсказкой для поиска вариантов простых чисел в данном соотношении и составления матриц на их основе, что должно помочь дешифровке содержания цифровой части радиопослания,

- использование модулятора ОФМ для повышения помехоустойчивости сигналов:

а) для передачи «цифрового позывного» - лемнискаты в развертке (29x47) небольшого объема в 1363 бит с повторением 20 раз;

б) для передачи каждого бита «цифрового позывного» (29x47) 100 раз подряд со скоростью 500 бит/сек (или 20 раз подряд со скоростью 100 бит/сек). Этим методом будет передана одна картинка, передача которой займет 4 минуты 32 секунды;

передача позывных сигналов с повторением элементарных посылок позволит внеземной цивилизации выделить тактовую частоту, необходимую для помехоустойчивого приема, а многократное повторение каждого бита в картинке будет препятствовать потере битов или добавке импульсов помехами.

В рамках подготовки эксперимента и испытания сопряжения аппаратуры предлагается провести сеанс тестовой радиолокации Луны с использованием одного из 10 рисунков.

В пределах расстояний до 21.5 парсек (70 световых лет) от Солнца сделан выбор 7 солнцеподобных звезд, подходящих по своим астрономическим характеристикам на роль звезд-адресатов [3], [7].

Ниже приводится ***предварительный список*** избранных звезд-адресатов в порядке удаленности от Солнца (номер звезды по каталогу, спектр, светимость L^* в сравнении с солнечной, принятой $L_{Sun} = 1$, возраст звезды в млрд. лет, расстояние в световых годах, принадлежность к созвездию):

№ HD	Sp	L^*	Age	Distance (ly)	Constellation
1. HD 50692	G0V	1.29	5.5	56.4	Близнецы
2. HD 115383	$G0V_s$	2.29	4.6-5.5	58.7	Дева
3. HD 84737	G0.5Va	2.7	6.7	60	Малый Лев
4. HD 52711	G4V	1.36	6.7	62.3	Близнецы
5. HD 120690	G5V	0.9	6.4	65	Гидра
6. HD 219623	F7V	2.1	4.6	66	Кассиопея
7. HD 9407	G6V	0.94	5.6	68.5	Кассиопея

Реализация предлагаемого проекта позволит сделать новый шаг в области поиска эффективных методов отправки сигналов на гигантские межзвездные расстояния. Использование предлагаемого метода позволит сигналу преодолеть расстояние в несколько раз большее, чем ранее, что важно для задачи окончательного выбора наиболее перспективных звезд-адресатов. Ответ же на радиопослание, полученный извне, способен помочь человечеству будущего узнать ценности чужого разума, дать мощный толчок в развитии всех областей знаний.

Послание GWL, в случае его обнаружения внеземной цивилизацией, в силу составных частей своей структуры, явится свидетельством в пользу искусственности сигнала, а в результате его декодирования - демонстрацией знания и ценимости человечеством гармонии в ее разнообразных проявлениях, эстетическим призывом к внеземной цивилизации на «отклик».

Литература

1. Шевелев И.Ш. Метаязык живой природы. Научное издание. – М .: Воскресенье, 2000.

2. Лефевр В.А. Космический субъект. – М.: Институт психологии РАН, Ин-кварто, 1996.

3. Филиппов В.В., Васильев Д.С. Проект межзвездного радиопослания «Золотые крылья лемнискаты». Конкурс научно-инновационных работ «Полет в будущее», посвященный памяти Роберта Хайнлайна. Финальная презентация проектов. 19-22 июля 2004 г., Москва. Сб. аннотаций.

4. Петрович Н.Т. Относительные методы передачи информации. – М.:. Книга - М, 2003.

5. Петрович Н.Т. Два препятствия на пути радиоконтакта между звездами.//Электросвязь.–2004.– №8.

6. Петрович Н.Т. Межзвездная радиосвязь с помощью относительных методов передачи сигналов. Сб. Проблема поиска жизни во Вселенной. – М.: Наука, 1986.

7.Филиппова Л.Н. Выбор звезд-адресатов для первого детского радиопослания внеземным цивилизациям. Московский открытый проект «Здравствуй, Галактика!» Труды школы-семинара. Евпатория, август-сентябрь 2001 год. Выпуск 1. 2-е изд-е МГДД(Ю)Т. Москва 2003 г.

The radio message “Golden wings of the lemniscate” (GWL Project) to Extraterrestrial Intelligence, carrying information about the golden section in the lemniscate, is a cosmic declaration of the Earth men that they are intelligent and fit for exchanging information via channels of interstellar radio communication. The GWL project is oriented for using the Evpatoria Planetary Radar EPR-70, operating at the wavelength of 6 cm and the transmitter power is 150 kW. The new technical proposal of the GWL project is using the principle RPhM of N.T. Petrovich for noise tolerance of the signal.

АЛГОРИТМ ПРИЕМА ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН

Панкратов Д.Ю.

Московский технический университет связи и информатики

Для систем подвижной связи актуальна проблема демодуляции в условиях многолучевости. В системах с шумоподобными сигналами эта проблема принципиально решена. Алгоритм, реализованный в системе «Rake» позволяет осуществить раздельный прием нескольких лучей [1] при достаточной большой базе сигналов. При небольшой базе сигналов характеристики Rake-приемника ухудшаются, поскольку не удается

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

полностью разделить отдельные лучи. Корреляция между лучами увеличивается, и они создают помехи друг другу.

Известен алгоритм приема, в котором каждый луч рассматривается как сигнал отдельного абонента. Для обработки лучей используются так называемый многопользовательский демодулятор, позволяющий компенсировать помехи за счет учета корреляции между лучами. Однако оптимальный демодулятор практически нереализуем из-за высокой вычислительной сложности [2]. В данной работе предлагается алгоритм, позволяющий решить эту задачу с помощью оптимального демодулятора.

Рассмотрим модель многолучевого шумоподобного сигнала на входе приемника:

$$y(t)=\sum_{q=1}^{Q}\sum_{j=1}^{J}\theta_q(j)A_q s_q(t-jT_\theta-\tau_q)+n(t)\,,\ \tau_q\in[0,T_\theta]\,, \tag{1}$$

где Q – число лучей; J – число М-ичных комплексных информационных символов $\theta(j)\in\{\theta_1(j),\cdots,\theta_M(j)\}$, $j=\overline{1,J}$; $\theta_q(j)$ – информационный символ, передаваемый q-м лучом; $s_q(t-jT_\theta-\tau_{kq})$ – шумоподобный сигнал, используемый для передачи j-го информационного символа и соответствующий q-му лучу с задержкой τ_q, $q=\overline{1,Q}$; A_{kq} – комплексная амплитуда сигнала; N – база сигнала; $T_\theta=NT_s$ – длительность информационного символа; T_s – длительность элемента сигнала; $n(t)$ – комплексный аддитивный белый гауссовский шум.

Поскольку информация, передавая каждым лучом, одинаковая, запишем выражение (1) в следующем виде:

$$y(t)=\sum_{j=1}^{J}\theta_k(j)g(t-jT_\theta-\tau)+n(t)\,,$$

$$g(t-jT_\theta-\tau)=\sum_{q=1}^{Q}A_q s_q(t-jT_\theta-\tau_q)\,,\ \theta_k(j)=\underset{1\le q\le Q}{\theta_{kq}(j)}\,,\ \tau=\underset{1\le q\le Q}{\max}(\tau_q)\,, \tag{2}$$

где сигнал $g_j(t-jT_\theta-\tau)$ представляет собой сумму Q лучей.

После дискретизации с периодом T_s запишем (2) в векторно-матричной форме:

$$\mathbf{y}=\mathbf{G}\boldsymbol{\text{и}}+\mathbf{n}\,, \tag{3}$$

где $\mathbf{y}=[y_1,\ldots,y_N]^T$ – вектор, составленный из элементов $y_i=y_i(iT_s)$; $\mathbf{G}$ – матрица, составленная элементов $\{g_{ij}\}=\{g_{ij}(iT_s)\}$, $i=\overline{1,N}$, $j=\overline{1,J}$; $\boldsymbol{\text{и}}=[\theta_1,\ldots,\theta_J]^T$ – вектор, составленный из информационных символов θ_j; $\mathbf{n}=[n_1,\ldots,n_N]^T$ – комплексный гауссовский случайный вектор, составленный из элементов $\{n_i\}=\{n_i(iT_s)\}$, с нулевым средним и корреляционной матрицей $\mathbf{U}$. Таким образом, (3) представляет собой систему линейных уравнений. Решением системы является оценка $\hat{\boldsymbol{\text{и}}}$.

Для получения оценки $\hat{\boldsymbol{\text{и}}}$, оптимальной по критерию максимума правдоподобия, необходимо перебрать все комбинации элементов вектора $\boldsymbol{\text{и}}$. Запишем оптимальный алгоритм [2, 3] решения системы (3):

$$\hat{\boldsymbol{\text{и}}}=\underset{\boldsymbol{\text{и}}}{\arg\min}\left\{(\mathbf{y}-\mathbf{G}\boldsymbol{\text{и}})'\mathbf{U}^{-1}(\mathbf{y}-\mathbf{G}\boldsymbol{\text{и}})\right\}\,, \tag{4}$$

где штрихом обозначена операция эрмитова сопряжения. Число комбинаций вектора $\boldsymbol{\text{и}}$ составляет M^J, т.е. вычислительная сложность оптимального демодулятора экспоненциально растет с увеличением числа наблюдаемых информационных символов.

Поскольку из-за задержек лучей во времени символы накладываются друг на друга, для получения оценки текущего информационного необходимо наблюдение предыдущих и следующих символов. Таким образом, вычислительная сложность алгоритма определяется кратностью модуляции M и шириной окна наблюдения J. Сравнительные характеристики алгоритмов демодуляции приведены в табл. 1.

Таблица 1.

Алгоритм демодуляции	Асимптотическая сложность	Сложность при $M=2,\ Q=6$ и $J=3$

Оптимальный	$L_1 \sim M^{QJ}$	262144
Известный линейный	$L_2 \sim (QJ)^2$	324
Предлагаемый	$L_3 \sim M^J$	8

На рис. 1 приведен график зависимостей вычислительной сложности $L = f(k)$ от числа лучей $q = \overline{1,Q}$ для указанных в табл. 1 алгоритмов. Существенное различие в сложности объясняется тем, что в предлагаемом алгоритме лучи обрабатываются совместно, а не раздельно. Дальнейшее направление исследований – обобщение полученного результата на случай нескольких абонентов.

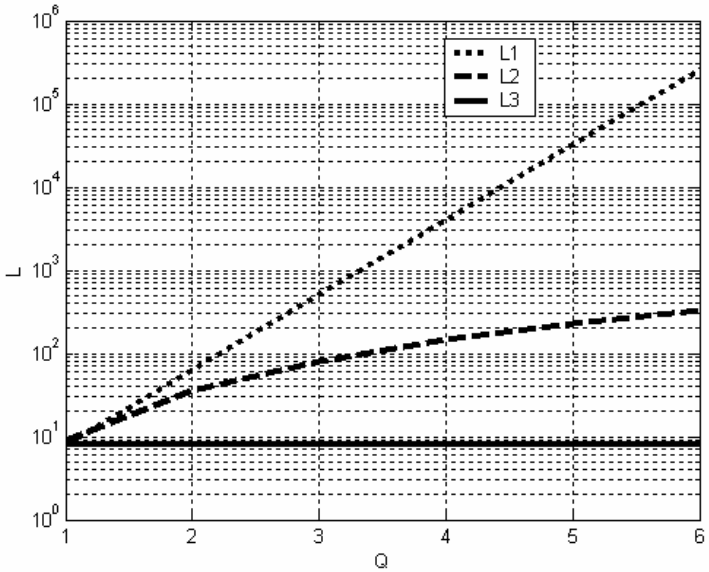


Рис. 1. Зависимости вычислительной сложности демодуляторов от числа лучей

Литература

1. Петрович Н.Т., Размахнин М.К. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Сов. радио, 1969.
2. S. Verdu. Multiuser Detection. Cambridge university Press, 1998..
3. Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю. Нелинейные итерационные алгоритмы многопользовательской демодуляции. Радиотехника, 2004, №8, с. 42-46.

PSEUDONOISE SYGNALS RECEIVER ALGORITHM FOR MULTIPATH CHANNELS

Abstract. For systems with pseudonoise signals the problem of demodulation in multipath environment has principal decision. Rake-receiver solves this problem, but spreading factor should be large enough to divide different paths of signal. In this work the demodulation algorithm is proposed, which can process signals with small spreading factor. It is based on maximum likelihood demodulation scheme and gives the optimum solution of the problem. Although the computational complexity of algorithm grows exponentially with the number of bits, it does not depend on the number of paths.

МИНИМИЗАЦИЯ РАЗМНОЖЕНИЯ ОШИБОК ПРИ КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Самойлов С.А.

Владимирский государственный университет

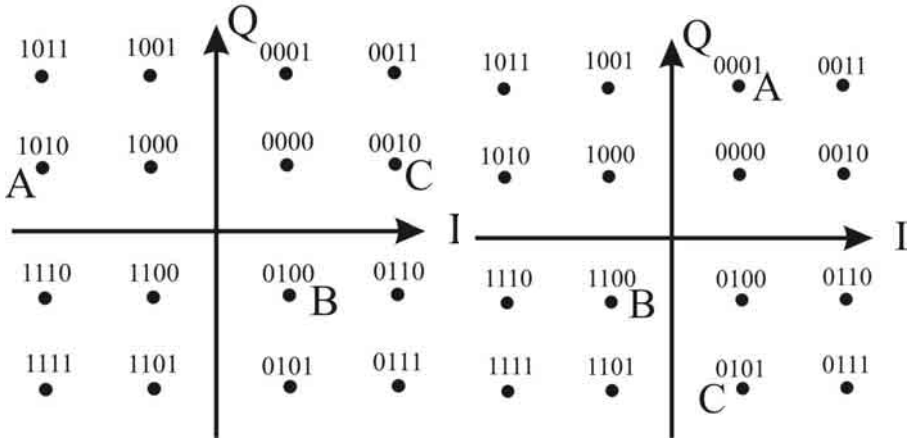
В современных системах связи широкое применение находят различные виды квадратурной амплитудной модуляции (КАМ), такие как КАМ-16, КАМ-64, КАМ-256. Применение подобных видов модуляции

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

позволяет либо увеличить скорость передачи данных, либо повысить помехоустойчивость и достоверность передачи информации.

Как известно, принцип модуляции КАМ заключается в разбиении информации на 4^n состояний или слов, каждому из которых соответствует вектор на комплексной плоскости. Векторы располагаются в четырех квадрантах комплексной плоскости, симметрично относительно осей I и Q. Из-за симметричности расположения векторов на комплексной плоскости, в демодуляторе возникает неопределенность сопоставления каждого принятого вектора конкретному состоянию.

Решить подобную проблему можно, используя предварительное относительное кодирование, поскольку применение такого кодирования поможет нивелировать симметричность векторов на комплексной плоскости. Примером относительного кодирования может служить передача суммы с накоплением по модулю 4^n i-ого и i+1-ого слова. Декодирование в этом случае представляет разницу j-ого и j+1-ого принятого слова. Такой метод содержит один существенный недостаток. При повреждении помехой j-ого слова, автоматически неверно будет декодировано не только i-ое, но и i+1 слово информационного потока.



а) б)

Рис.1. Относительное кодирование с применением кода Грея

Поскольку в большинстве случаев ошибка при приеме j-ого вектора заключается в распознавании соседнего с ним вектора на комплексной плоскости, целесообразно применить код Грея, при котором все соседние состояния на комплексной плоскости отличаются друг от друга не более чем на 1 бит (рис.1.а.). Такое дополнительное кодирование позволит минимизировать ошибку в j-ом принятом слове, но в силу относительного кодирования пострадают и i-ое и i+1-ое декодированные слова. Например, при модуляции КАМ-16 как видно из табл.1, при упомянутом выше относительном кодировании в i-ом и i+1-ом словах будет неверно принято в среднем (30*2/16+28*2/16+24/16+16/16)/6=3,25 бита. Таким образом, из-за размножения ошибки будет повреждено в 3 раза больше информации. Очевидно, что размножение ошибки способно в несколько раз снизить достоверность передаваемой информации.

В этом случае повысить достоверность передачи информации можно применением дополнительных избыточных кодов с исправлением ошибок. Примером таких кодеков может служить кодек Рида-Соломона, позволяющий исправлять групповые ошибки. Однако, применение подобных устройств значительно усложнит модем с квадратурной амплитудной модуляцией и увеличит его стоимость.

Таблица1. Размножение ошибки при неверном принятом j-ом слове равном 0x0000.

j+1	i+1 истин.	j: 0x0001		j: 0x0010		j: 0x0100		j: 0x1000	
		i+1	Кол-во ошибок	i+1	Кол-во ошибок	i+1	Кол-во ошибок	i+1	Кол-во ошибок
0000	0000	1111	4	1110	3	1100	2	1000	1
0001	0001	0000	1	1111	3	1101	2	1001	1
0010	0010	0001	2	0000	1	1110	2	1010	1
0011	0011	0010	1	0001	1	1111	2	1011	1
0100	0100	0011	3	0010	2	0000	1	1100	1
0101	0101	0100	1	0011	2	0001	1	1101	1
0110	0110	0101	2	0100	1	0010	1	1110	1
0111	0111	0110	1	0101	1	0011	1	1111	1
1000	1000	0111	4	0110	3	0100	2	0000	1
1001	1001	1000	1	0111	3	0101	2	0001	1
1010	1010	1001	2	1000	1	0110	2	0010	1

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

1011	1011	1010	1	1001	1	0111	2	0011	1
1100	1100	1011	3	1010	2	1000	1	0100	1
1101	1101	1100	1	1011	2	1001	1	0101	1
1110	1110	1101	2	1100	1	1010	1	0110	1
1111	1111	1110	1	1101	1	1011	1	0111	1
		$\sum$	30	$\sum$	28	$\sum$	24	$\sum$	16

Для минимизации размножения ошибки целесообразно предложить другой метод относительного кодирования информации, заключающийся в повороте комплексной плоскости с состояниями закодированными по коду Грея. Принцип работы данного метода для КАМ-16 поясняется на рис.1. Пусть последнее *j*-ое переданное слово соответствует вектору А, а следующее *j*+1 вектору В, j+2-ое вектору С (рис.1.а.). Повернем комплексную плоскость таким образом, чтобы вектор А находился в правом верхнем квадранте, соответственно векторы С и В тоже переместятся (рис.1.б). Сверху наложим таблицу кода Грея и передадим вместо вектора В значение 0x1100. Затем повернем комплексную плоскость так, чтобы вектор В оказался в правом верхнем квадранте и передадим слово 0x1001, соответствующее вектору С и.т.д. Нетрудно заметить, что для такого кодирования можно составить четыре таблицы, соответствующие коду Грея повернутому на 0^0, 90^0,180^0 и 270^0, а угол поворота определяется квадрантом последнего переданного слова.

В демодуляторе декодер представляет четыре таблицы обратные таблицам кодера. В таких таблицах значения соответствуют переданной информации, а индексы этих таблиц соответствуют значениям применяемого кода Грея. Для выбора таблицы декодирования *i*+1-ого слова используется значения квадранта принятого *j*-ого слова. Таким образом, предложенный относительный кодек будет представлять собой кодер и декодер содержащие по четыре таблицы и по элементу памяти для запоминания состояния на прошлом шаге.

Для определения коэффициента размножения ошибки, необходимо просчитать все возможные битовые несовпадения в декодированном *i*+1-ом слове в зависимости от неверно принятого *j*-ого слова. Расчет целесообразно вести только для одного из квадрантов, поскольку применяемые таблицы симметричны относительно осей I и Q комплексной плоскости.

Рассмотрим, например, относительное кодирование по Грею для модуляции КАМ-16. При неверном принятии *j*-ого слова в каком-либо из квадрантов, возможны двенадцать вариантов. В восьми случаях *j*-ое слово останется в том же квадранте и для определения *i*+1-ого слова будет использована правильная таблица. Т.е. размножение ошибки в 66% случаев не произойдет. В четырех случаях из двенадцати будет использована соседняя декодировочная таблица и произойдет размножением ошибки.

Таблица 2. Количество ошибочных бит при неверной декодировочной таблице

i+1	Ошибочный поворот на 90^0		Ошибочный поворот на -90^0	
истинное	*i*+1	Кол-во ошибок	*i*+1	Кол-во ошибок
0000	1000	1	0100	1
0001	1010	3	0110	3
0010	1001	3	0101	3
0011	1011	1	0111	1
0100	0000	1	1100	1
0101	0010	3	1110	3
0110	0001	3	1101	3
0111	0011	1	1111	1
1000	1100	1	0000	1
1001	1110	3	0010	3
1010	1101	3	0001	3
1011	1111	1	0011	1
1100	0100	1	1000	1
1101	0110	3	1010	3
1110	0101	3	1001	3
1111	0111	1	1011	1
	$\sum$	32	$\sum$	32
В среднем 2 ошибочных бита				

В табл. 2 приведены результаты ошибочного декодирования *i*+1-ого слова при использовании соседних декодировочных таблиц. Как видно из табл.2 среднее значение ошибочных бит составит 2 бита. Т.е. при ошибке в *j*-ом принятом слове будет в среднем повреждено 0,66 бита в *i*+1-ом информационном слове. А в результате размножения ошибки будет повреждаться в среднем 1,66 бита. Таким образом, относительное

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

кодирование по Грею приводит к увеличению достоверности передачи информации почти в 2 раза по сравнению с обычным относительным кодированием, рассмотренным выше.

Пример реализации относительного кодера по Грею приведен на рис.2. Преобразователь потока (ПП) разбивает информационный поток на 4^n состояний, другими словами преобразовывает последовательный поток в параллельный. ПЗУ представляет собой адресуемую память, состоящую из четырех таблиц, каждая из которых содержит 4^n значений. Младшие разряды адреса ПЗУ определяются i+1 словом, которое необходимо закодировать. Старшие разряды определяются буфером, который запоминает уже закодированное j-ое слово. Буфер состоит из двух элементов памяти ЭП1 и ЭП2. Пока в ЭП1 записывается j+1 слово, с ЭП2 считывается j-ое слово. Затем с ЭП1 считывается j+1 слово, а в ЭП2 записывается j+2-ое слово и так далее. Устройство управления (УУ) управляет записью и считыванием из буфера и преобразователем потока. Закодированное значение присутствует на выходе ПЗУ в виде параллельного потока, который распадается на два потока I и Q, которые далее подаются на модулятор КАМ.

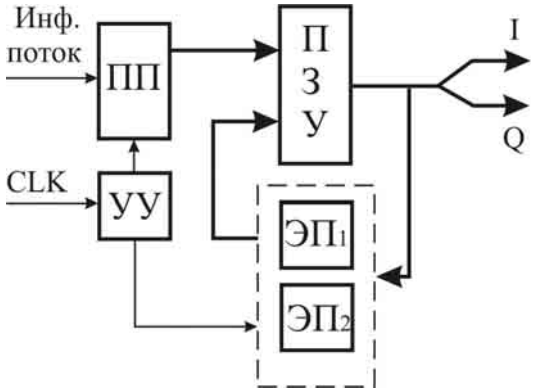


Рис.2. Структурная схема кодера с относительным кодом Грея

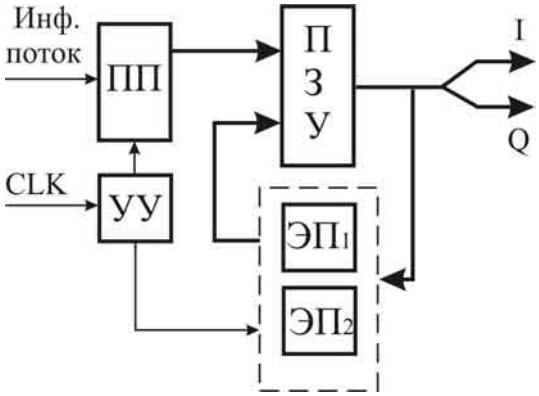


Рис.3. Структурная схема декодера относительного кода Грея

Пример реализации декодера приведен на рис.3. ПЗУ содержит четыре таблицы по 4^n значений. Младшие адреса ПЗУ определяются входным принятым j+1-ым словом. Старшие адреса ПЗУ определяются буфером, состоящим из двух поочередно считывающих - записывающих элементов памяти, и содержащим j-ое принятое слово. Преобразователь потока (ПП) преобразовывает параллельный поток в последовательный и на его выходе присутствует декодированный информационный сигнал. Буфер и преобразователь потока контролируются устройством управления (УУ). Поскольку буферы в кодере и декодере определяют только номер таблицы ПЗУ, для адресации которой необходимо только два разряда, целесообразно в качестве элементов памяти (ЭП) использовать регистры малой разрядности.

Реализовать структурные схемы, приведенные на рис.2 и рис.3, можно с помощью программируемых логических интегральных схем (ПЛИС). В качестве ПЗУ можно в этом случае использовать наборы мультиплексоров. Так в случае модуляции КАМ-16 ПЗУ будет состоять из 16 16-ти разрядных и 4 4-х разрядных мультиплексоров. Поскольку современные ПЛИС обладают большой емкостью, целесообразно кодер и декодер с относительным кодированием по Грею программировать на базе одной микросхемы ПЛИС, что снизит стоимость и упростит реализацию модема с квадратурной амплитудной модуляцией.

Литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Москва., Издательский дом «Вильямс», 2003.-1104с.

2. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. Изд. 2-е, Москва, «Советское радио», 1970.-728с.

3. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. Москва, «Радио и связь», 2000.-520с

MINIMIZATION OF AN ERROR-SPREAD EFFECT AT A QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION

Samoylov S.

The problem of reproduction of an error at relative coding in quadrature amplitude modulators is considered. The method of the relative coding under the Gray code is offered. The skeleton diagrams of an encoder and decoder with the relative Gray code are offered and considered. The average value of the reproduction of an error is calculated at the relative coding with application of the Gray code in modulators QAM-16.

РЕАЛИЗАЦИОННЫЕ ОСНОВЫ КОДЕКА С ИСПРАВЛЕНИЕМ ОШИБОК ПО МЕТОДУ РИДА-СОЛОМОНА

Кульпин А.С., Самойлов А.Г., Самойлов С.А.

Владимирский государственный университет

Устройства, реализующие кодирование и декодирование цифровых потоков по методу Рида-Соломона большим разнообразием представлены в каталогах серийной продукции фирм Xilinx, AHA, Апа1og Devices и многих других крупных фирм - производителей специализированных микропроцессоров. По критерию цена - качество, наибольший интерес представляет продукция фирмы AHA, т.к. эти микропроцессоры поставляются в вариантах с инициализацией и не требуют дополнительного программирования на фирмах производителях. В каталогах серийной продукции фирмой AHA представлен ряд микропроцессоров, в которых реализованы алгоритмы кодирования и декодирования по методу Рида-Соломона [1]. Часть микропроцессоров являются узкоспециализированными, остальные предназначены для широкого применения в телекоммуникационных системах и различаются, в основном, скоростными характеристиками. Так как в России массово используются РРС, рассчитанные на трафик до 16Е1 (или Е3, который имеет скорость 34368 Кбит/с), то следует выбрать микропроцессор, обеспечивающий эту скорость кодирования и декодирования по методу Рида-Соломона.

Микропроцессоры AHA работают с байтовыми комбинациями сигнала, поступающими в параллельном коде, поэтому потребуются устройства со скоростью более 4296 Кбайт/с, допускающие тактовую частоту 34,368 МГц. Этим условиям удовлетворяет микропроцессор AHA411C, который обеспечивает скорость до 10Мбайт/с кодирования и декодирования по методу Рида-Соломона, имеет восьмиразрядные шины данных на входе и выходе и работает с тактовыми частотами до 40 МГц.

На рис. 1 и рис. 2 предложены обобщенные структурные схемы устройств кодирования и декодирования по методу Рида-Соломона на основе микропроцессора AHA4011C. Рассмотрим подробнее работу блоков кодирования и декодирования. Устройство кодирования работает следующим образом:

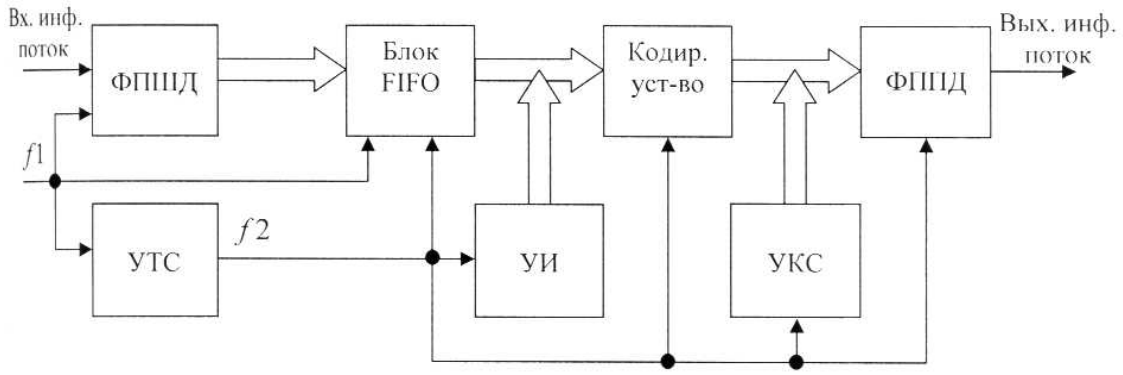


Рис. 1. Структурная схема устройства кодирования

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

Непрерывный информационный поток поступает на вход формирователя параллельной шины данных, где происходит формирование восьмиразрядной шины данных. Далее, данные по параллельной восьмиразрядной шине поступают на блок ПРО, где происходит преобразование непрерывного информационного потока в пакетный режим. Пакеты данных поступают на микропроцессор и кодируются, при этом в информационный поток добавляется избыточность. Устройство инициализации, в начале работы кодирующего устройства программирует микропроцессор, задавая необходимые для правильной работы параметры. Устройство кадровой синхронизации, используя заложенную в информационный поток избыточность, добавляет в закодированный информационный поток информацию о начале блока. После чего информационный поток, несущий в себе информационные данные, содержащий избыточность и данные синхронизации поступает на формирователь последовательного потока данных, где происходит формирование данных в последовательный информационный поток, подаваемый на вход модулятора РРС.

Входной информационный поток поступает на вход формирователя параллельной шины данных, где происходит формирование восьмиразрядной шины данных. Далее, данные по параллельной восьмиразрядной шине поступают на устройство кадровой синхронизации, где принимается решение о наличии синхронизации и определяется начало каждого блока данных. При выполнении этих условий данные поступают на микропроцессор AHA4011C и декодируются, восстанавливая поврежденные байты данных. Устройство инициализации в начале работы кодирующего устройства при запуске программирует микропроцессор, давая необходимые для правильной работы параметры.

Далее, данные по параллельной восьмиразрядной шине поступают на блок FIFO, где происходит обратное преобразование информационного потока из блочного режима в режим с непрерывным информационным потоком, и исключается уже ненужная избыточность. После чего данные поступают на формирователь последовательного потока данных, где происходит преобразование из параллельного информационного потока данных в последовательный.

Особенность принципа кодирования по методу Рида-Соломона заключается в блочной организации передаваемых или принимаемых данных. При этом в структуру блока входит совокупность информационных байтов и искусственно внедренная вспомогательная область данных, образующая избыточность, и обеспечивающая основные операции кодирования и декодирования.

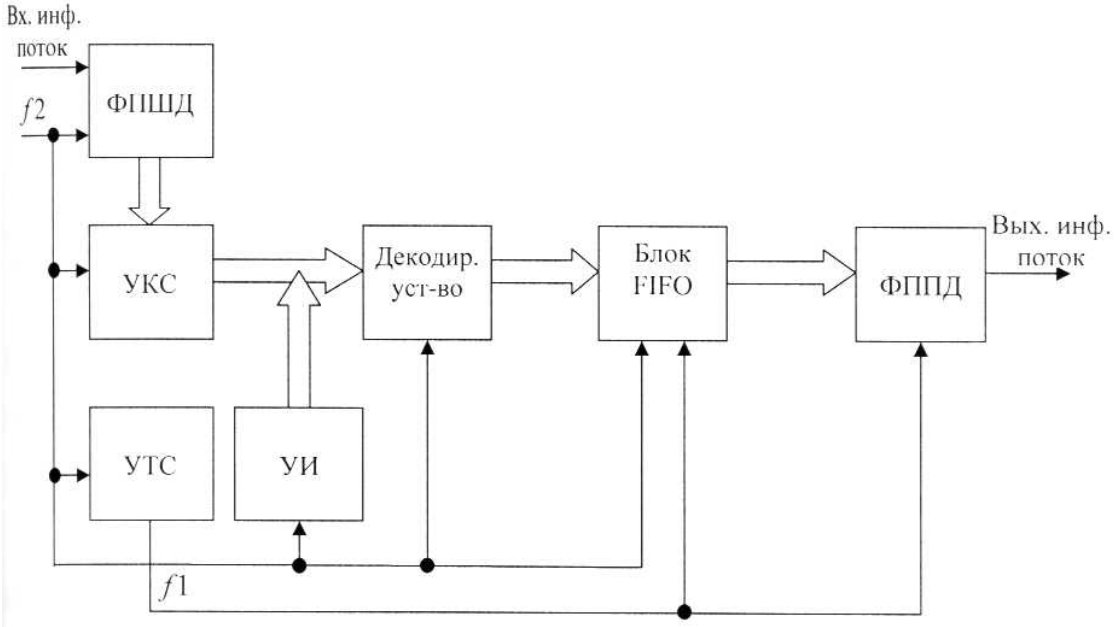


Рис. 2. Структурная схема устройства декодирования. (ФПШД-формирователь параллельной шины данных; ФППД- формирователь последовательного потока данных; УИ-устройство инициализации; УТС - устройство тактовой синхронизации; УКС- устройство кадровой синхронизации; блок FIFO - память магазинного типа).

В то же время цифровой информационный поток РРС непрерывен и не имеет соответствующих пробелов для включения вспомогательных кодирующих областей. Выходной информационный поток РРС также должен быть непрерывным. В связи с этим требуемая дополнительная обработка на передающей стороне заключается в том, что принимаемый с частотой f_1 цифровой поток должен преобразовываться в такой же цифровой поток, но с частотой $f_2 > f_1$. Пусть за время T, выбранное в качестве продолжительности пакета в

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

потоке будет N_1 бит, а N_2 количество вспомогательных кодирующих бит в этом блоке. Тогда, выбирая интервал времени T из условия $Tf_1 = N_1$ (длительность группы входных информационных бит, организуемой в блок), и частоту f_2 из условия $N_2 = T(f_2 - f_1)$, можно в цифровом потоке получить требуемый размер временных «окон» для помещения туда вспомогательных бит. На приемной стороне производится обратная операция, путем отбрасывания после декодирования уже ненужных вспомогательных (избыточных) бит.

После обработки в декодере по методу Рида-Соломона и восстановления возможных поврежденных байт ранее введенные в поток временные окна устраняются и получившиеся отдельные группы информационных бит вновь «считываются» при пониженной до f_1 частоты, что позволяет снова реализовать непрерывный информационный поток. Технические трудности при реализации подобной обработки заключаются в достаточно больших размерах блоков, требующихся для обеспечения выигрыша в помехоустойчивости по данному методу. При этом необходимы цифровые устройства памяти, позволяющие вести одновременную независимую запись и считывание (желательно побайтно) с различными частотами. Анализируя задачу можно предложить структурную схему устройства, имеющую вид, показанный на рис. 3. Схема работает следующим образом:

Входной информационный непрерывный поток с частотой f_1 поступает на устройство памяти. Входящие биты заносятся в ячейки памяти последовательно по адресам, задаваемым генератором адреса записи, также работающим с частотой f_1. Первый бит будущего блока заносится в ячейку с нулевым адресом.

Адреса записи вырабатываются циклически. Если устройство памяти содержит N_n ячеек, то после адреса N_n в следующем такте вновь вырабатывается нулевой адрес, далее первый и т.д. Генератор каждый раз через N_1 такт вновь запускается внешним сигналом, обозначающим начало блока. Этот же сигнал после задержки на N бит запускает генератор адреса считывания.

Генератор адреса считывания начинает с частотой f_2 вырабатывать последовательно адреса ячеек с нулевого и после выработки N_1 адресов самостоятельно останавливается до следующего запуска. При следующем запуске цикл вновь начинается с нулевого адреса.

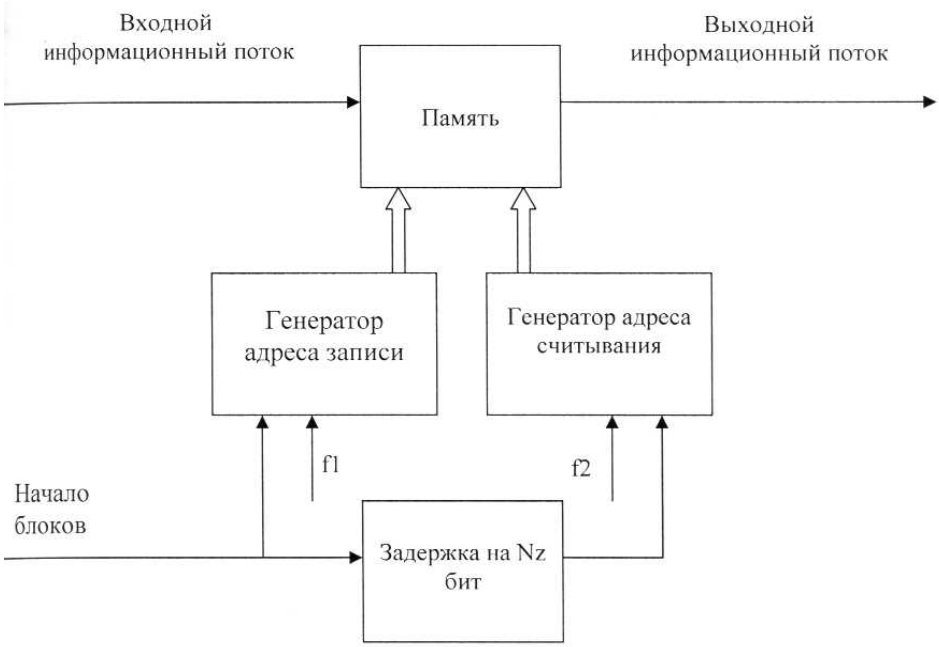


Рис.3.

Таким образом, два генератора, тактируемые частотами f_1 и f_2, позволяют организовать низкоскоростную запись и высокоскоростное считывание информационных данных.

Литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Изд. дом “Вильямс”, 2003.-1104с.

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

REALIZING FUNDAMENTALS OF CODEC WITH ERROR-CHECKING ON READ-SOLOMON METHOD

Kulpin A., Samoilov A., Samoilov S.

Vladimir State University

The devices realizing coding and decoding of digital streams on Read - Solomon method are represented with large variety in the directories of serial production of corporations Xilinx, AHA, Апа1og Devices and many other large corporations - manufacturers of specialized microprocessors. By criterion of the price - the quality, the greatest interest is represented with the production of the corporation AHA, becouse these microprocessors are delivered in variants with initialization and do not require additional programming at the corporations - manufacturers.

СИНТЕЗ МНОЖЕСТВА ОРТОГОНАЛЬНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ КОДОВ ДЛЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА НА ОСНОВЕ СТАНДАРТА IS-95 CDMA

Калинин В.И., Кислов В.В., Лоскутов В.С., Максимов А.С.

Институт радиотехники и электроники Российской Академии наук

Введение

В настоящее время активно развиваются цифровые телекоммуникационные системы радиосвязи с кодовым разделением каналов [1-3]. Одна из первых сотовых систем подвижной радиосвязи с расширением спектра (Wireless Spread Spectrum Communication) для достижения множественного доступа была разработана фирмой Qualcomm (США) и принципы ее построения положены в основу CDMA стандарта Interim Standard 95 (IS-95). За счет высокой спектральной эффективности широкополосные CDMA системы беспроводной связи позволяют во много раз увеличить емкость сети по сравнению с традиционными системами на основе частотно-временного разделения каналов [2-3]. Широкополосные системы обладают высокой помехозащищенностью при малом уровне излучаемой мощности, а также обеспечивают устойчивую передачу цифровой информации по каналам с многолучевым распространением за счет пространственно временной обработки, когерентной демодуляции и корреляционной свертки шумоподобных сигналов [1-5]. Возможности цифровых сотовых CDMA систем радиосвязи ограничены интерференцией сигналов, принимаемых базовой станцией от многих каналов [3]. Воздействие межканальных помех на приемник зависит от количества одновременно работающих мобильных устройств, взаимной когерентности и синхронизации во времени приходящих кодированных сигналов. Дополнительная интерференция, вносимая активным радиоканалом, определяется не только мощностью поступающего сигнала, но и взаимной корреляцией с кодовыми сигналами от других пользователей [6-7]. В настоящей работе показана возможность построения большого ансамбля ортогональных хаотических кодов для CDMA сотовых систем радиосвязи с целью повышения емкости сетей, защиты передаваемой конфиденциальной информации и уменьшения вредного воздействия многоканальной интерференции на приемник базовой станции.

Нелинейные алгоритмы с запаздыванием для формирования хаотических кодов

При создании систем с кодовым разделением абонентских каналов (CDMA) важным является выбор математических алгоритмов, порождающих большой ансамбль псевдослучайных последовательностей (ПСП). Формируемые ПСП должны обладать нужными статистическими и спектральными свойствами, а также хорошими авто и взаимно корреляционными характеристиками. Особые требования предъявляются к объему ансамбля ортогональных ПСП, что необходимо для одновременной и устойчивой работы многих пользователей в общей пространственной зоне [2-3]. Математические алгоритмы должны генерировать множество статистически независимых псевдослучайных кодов высокой структурной сложности, чтобы обеспечить конфиденциальность при передаче информации [4-5].

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

Хаотические коды относятся к классу случайных кодов с непрерывным спектром и быстроспадающей автокорреляцией на времени уже одного символа. Статистика блоков из одинаковых двоичных символов подчиняется степенному закону при формировании длинных хаотических последовательностей [4]. Ансамбль хаотических кодов заданной длины намного превышает количество псевдослучайных кодовых последовательностей той же длины из семейств кодов Голда, Касами и других кодов, формируемых регулярными алгоритмами [6].

Формирование максимальных по объему подмножеств хаотических бинарных кодов производится на основе сложной нелинейной динамики дискретно разностных математических алгоритмов с запаздыванием [4]. Нелинейные конечномерные алгоритмы, порождающие хаотические коды, получены методом реконструкции нелинейной динамики для сильно неравновесных автоколебательных систем с запаздывающим аргументом. Результаты математического моделирования нелинейной динамики в диссипативной системе с запаздыванием показывают, что на практике целесообразно использовать режимы многомодового хаоса с высокой фрактальной размерностью порядка 7 и выше. Режимы многомодового хаоса являются грубыми или структурно устойчивыми по отношению к заданию начальных условий движения на аттракторе, что особенно важно на практике при идентификации каналов связи многопользовательской системы. Количество дискретных отсчетов на времени запаздывания, которое определяет размерность вложения для нелинейных конечномерных алгоритмов, должно более чем в два раза превышать фрактальную размерность исходных хаотических аттракторов. В разработанном генераторе бинарного хаотического кода установлено количество дискретных отсчетов равное 16 на времени задержки [4,6]. Задание начальной комбинации из 16 целых чисел позволяет однозначно восстанавливать идентичную копию формируемой хаотической последовательности в любом месте и в любое время при расширении спектра до полосы 1.25 МГц в передатчике по стандарту IS-95 CDMA, а также при осуществлении когерентной свертки или частотного сжатия широкополосного сигнала в приемнике.

Метрические и групповые свойства хаотических кодов

Множество хаотических кодов из бинарных символов образует пространство с метрикой Хемминга, которая указывает на количество несовпадающих символов для каждой пары кодов. Синтез системы хаотических кодов заключается в выборе по заданному критерию подмножества из полного множества хаотических кодов. Кодовое расстояние выбранного подмножества определяется удаленностью друг от друга двух самых близких кодовых последовательностей.

Предложены два критерия синтеза подмножеств хаотических кодов. Согласно первому критерию поиск хаотических кодов заключается в выборе из исходного множества такого подмножества максимальной мощности, кодовое расстояние которого равняется заданному значению. Поиск хаотических кодов возможен по интегральному критерию. Из исходного множества построено такое подмножество заданной мощности, для которого кодовое расстояние является максимальным.

Детальный анализ максимальных по объему подмножеств хаотических кодов показал, что кодовое расстояние подмножеств повышается по мере увеличения длины кода и стремится к величине, равной половине длины кода. Численными методами установлено, что хаотические коды большой длительности распределяются в многомерном пространстве Хемминга таким образом, что становятся почти равноудаленными друг от друга на половину длины кода. Дифференциальная функция распределения всех пар кодов приближается к нормальному закону распределения симметричного относительно медианы, равной половине длины кода. Симметричное, почти нормальное и квазиэквидистантное распределение хаотических кодов большой длины в пространстве Хемминга со средним расстоянием, равным половине длины кода, свидетельствует о приближении к оптимальным групповых свойств построенных хаотических кодов [6-7]. Установлено, что максимальные по мощности подмножества состоят из взаимно ортогональных в смысле статистической независимости хаотических кодов большой длины. Показано, что кодирование передаваемой информации на основе построенного подмножества хаотических кодов большой длины является помехоустойчивым к внешним и межканальным помехам согласно работе [5].

Синтез подмножеств хаотических кодов для модернизации стандарта IS-95

Максимальные по объему подмножества хаотических бинарных кодов предназначены для фазовой модуляции несущих радиосигналов в широкополосной многопользовательской связи. Длина каждой хаотической последовательности устанавливается равной 128 бинарных символов при передаче одного бита полезной информации в соответствие со стандартом IS-95 CDMA. Скорость передачи элементарных символов для хаотического кода составляет 1,2288 Мбит/с. Скорость передачи информационных битов устанавливается 9,6 Кбит/с Максимальное по объему подмножество хаотических кодов длиной 128 бинарных символов образует линейное пространство с метрикой Хемминга. Мощность построенного подмножества составляет 900 и более хаотических кодов с расстоянием между кодами в 60-68 символов. Мощность построенной системы хаотических кодов во много раз превышает объем из 64 ортогональных псевдослучайных последова-

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

тельностей, формируемых на основе семейства ортогональных функций Адамара-Уолша в стандарте IS-95 CDMA.

Подмножества хаотических кодов предназначены для совершенствования и модернизации многопользовательской коммуникационной системы CDMA основного стандарта IS-95. Максимальные по объему подмножества хаотических кодов длиной 128 обладают следующими свойствами:

- мощность подмножеств хаотических кодов во много раз превышает объем из 64 ортогональных псевдослучайных последовательностей на основе семейства функций Адамара-Уолша, которые рекомендованы для использования в цифровых сотовых системах связи CDMA стандарта IS-95,
- максимальные по объему подмножества построены из почти эквидистантных хаотических кодов с расстоянием по Хеммингу между всеми кодами в интервале 60-68 бинарных символа и со средним расстоянием 64 равным половине длины кода,
- хаотические коды являются взаимно ортогональными в смысле статистической независимости,
- применение взаимно ортогональных хаотических кодов позволяет уменьшить интерференцию,
- большой ансамбль ортогональных хаотических кодов позволяет повысить емкость сети,
- конфиденциальность передаваемой информации обеспечивается динамической сменой хаотических кодов в процессе фазовой манипуляции радиосигналов,
- применение ортогональных хаотических кодов позволяет осуществить в приемнике статистическое разделение кодированных радиосигналов при многолучевом распространении,
- кодирование передаваемой информации на основе хаотических кодов длиной 128 бинарных символа является помехоустойчивым к внешним и межканальным помехам.

Заключение

Впервые синтезированы максимальные по объему подмножества взаимно ортогональных хаотических кодов с оптимальным кодовым расстоянием по метрике Хемминга. Установлено, что хаотические коды большой длительности распределяются в пространстве Хемминга таким образом, что становятся почти равноудаленными друг от друга на половину длины кода. Предложены эффективные конечномерные алгоритмы помехоустойчивого кодирования конфиденциальных сообщений на основе хаотических бинарных последовательностей.

Показано, что мощность подмножеств хаотических кодов длиной 128 символа намного превышает объем псевдослучайных последовательностей, формируемых на основе семейства ортогональных функций Адамара-Уолша в стандарте IS-95 CDMA. Синтезированные подмножества взаимно ортогональных хаотических кодов предназначены для развития многопользовательской коммуникационной системы с расширением спектра.

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проекты № 04-07-08013, № 04-07-90349, № 04-02-16536).

Литература

1. Петрович Н.Т., Размахнин М.К. Системы связи с шумоподобными сигналами. Изд-во «Советское радио»,1969, стр.232.
2. Варакин Л.Е., Системы связи с шумоподобными сигналами-М. Радио и связь, 1979.
3. Andrew J., Viterby. CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication. – New York: Addison-Wesley Publishing Company, 1996.
4. Р.В. Беляев, В.И. Калинин, В.В. Колесов, Формирование шумоподобной несущей в системах связи с расширением спектра // Радиотехника и электроника, 2001, Т.46, № 2, С.214-223.
5. C.E. Shannon. A Mathematical Theory of Communication. // Bell. System Techn. J., 1948. V.27, No 3, P. 379-423.
6. Ю.В. Гуляев, В.Я. Кислов, В.В. Кислов, В.И. Калинин, В.В. Колесов, Р.В. Беляев, Г.М. Воронцов // Широкополосные телекоммуникационные средства с кодовым разделением каналов на основе хаотических сигналов, Радиотехника, 2002, № 10, С.3-15.
7. Ю.В. Гуляев, Р.В. Беляев, Г.М. Воронцов, В.И. Калинин, и др.// Информационные технологии на основе динамического хаоса для передачи, обработки, хранения и защиты информации, Радиотехника и электроника, 2003, Т.48, № 10, С.1157-1185.

THE SYNTHESIZE OF ORTHOGONAL CHAOTIC CODE SETS FOR CDMA SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION

Kalinin V., Kislov V., Loskutov V., Maksimov A.

Institute of Radioengineering & Electronics, Russian Academy of Sciences

Statistical, correlation and spectral requirements are considered onto noise-like binary sequences used in Wireless Spread Spectrum Communication for phase modulation of radio signals. Nonlinear mathematical algorithms with chaotic dynamics are proposed for sets forming of orthogonal chaotic codes of arbitrary lengths. Finite dimension map generated chaotic codes is obtained by means of nonlinear dynamics reconstruction of chaotic dissipative system with delayed feedback.

Subsets of orthogonal chaotic codes of length n=128 are synthesized for CDMA spread spectrum communications. Chaotic binary codes are constructed in the space with the Hemming metric. The average distance d between chaotic codes in Hemming space is equal to the half of code length, $d = n/2 = 64$. Differential distribution function of Hemming distances for all chaotic code pairs is likely to the Gaussian shape with the center distance $d = 64$ and square root deviation $\sigma/n = 0.09$. Chaotic codes of length n=128 are quasi orthogonal if their code distances cover the small interval around the mean distance $d = 64$, for example 60-68 binary symbol interval. The number of orthogonal chaotic codes achieves the value 900 that is more greater than the amount N=64 of the balanced spreading sequences produced by the Adamar-Walsh orthogonal functions.

CDMA communication system with chaotic coding and spectrum spreading is characterized by the potentially high capacity of the channels, and excellent immunity against electromagnetic interference (EMI). The usage of orthogonal chaotic codes enables to decrease multi-channel interference for communication base station. The space-time signal processing offers the possibility of coherent compression and partial energy adding of multi-path propagated signals. The transmitting of confidence information is provided by a dynamical change of chaotic codes in the process of phase modulation. Wireless communication system with direct chaotic spreading possess the excellent performances of electromagnetic compatibility (EMC) and low probability of interception (LPI) due to the low spectral density of transmitted power and noise-like continuous waveforms.

ОБНАРУЖЕНИЕ И КОРРЕКЦИЯ КАТАСТРОФИЧЕСКИХ ЦИФРОВЫХ ОШИБОК В ЗАГОЛОВКАХ СЖАТЫХ ЗВУКОВЫХ КАДРОВ ФОРМАТА MPEG-1 LAYER 2

Брайнина И.С., Гладышев С.А

Поволжская государственная академия телекоммуникаций и информатики, г. Самара

В алгоритме ISO/MPEG сжатия данных звукового сопровождения телевизионных программ MPEG-1 Layer 2, реализованном также в аппаратуре цифрового спутникового радиовещания, применен принцип дифференцированной защиты от ошибок. При этом заголовок каждого отрезка (кадра) сжатого звукового сигнала защищается от цифровых ошибок помехоустойчивым циклическим кодом (CRC–кодом), а остальная часть кадра остается незащищенной. После обнаружения неисправимой ошибки в заголовке декодер вместо пораженного кадра повторяет предыдущий. Если ошибки обнаруживаются в заголовках второго и последующих кадров, декодер отключает звук на своих выходах. При вероятности ошибок на входе декодера не более $p_{ош} \le 10^{-5}$ обеспечивается отсутствие ощутимых на слух искажений звукового сигнала, поскольку замена пораженного кадра предшествующим происходит не чаще одного раза в минуту. Однако если коэффициент цифровых ошибок в спутниковом канале связи увеличится, например, до $p_{ош} = 10^{-3}$, подобная замена будет совершаться почти дважды в секунду. Очевидно, что часто будет возникать кратковременное отключение звука на выходе декодера и качество звучания окажется недопустимо низким.

Избыточность, вносимая в заголовок кадра с помощью корректирующего CRC-кода, невелика и направлена в основном на обнаружение и иногда на исправление редких цифровых ошибок в каналах связи высокого качества. В каналах низкого качества с повышенным уровнем шумов избыточность корректирующего кода оказывается слишком малой. Повышение избыточности влечет за собой снижение скорости передачи звукового цифрового сигнала, либо требует расширения полосы частот канала связи. В первом случае это приводит к снижению качества воспроизведения звука, а во втором – росту стоимости аренды канала связи.

Несмотря на то, что MPEG является форматом сжатия и заметной избыточности в цифровом потоке на выходе кодера звука не должно быть по определению, тем не менее, она сохраняется в повторяющихся заголовках кадров. В процессе сжатия спектр звукового сигнала подразделяется на 32 частотные полосы шириной (500-750) Гц каждая. Из-за большой задержки на обработку одного кадра (порядка 50 мс и выше) и необходимости передачи звука по каналу связи в реальном времени, информация о предшествующих кадрах

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

при сжатии текущего не используется. Следовательно, можно говорить об избыточности за счет корреляционных связей между достаточно короткими соседними кадрами и близко расположенными частотными полосами внутри данного кадра. Эту избыточность можно использовать для обнаружения и исправления наиболее опасных (катастрофических) ошибок в заголовке кадра.

На рис.1 изображена структура кадра, сформированного кодером. Цифровой ИКМ - поток звукового сигнала на входе MPEG кодера разбивается на отрезки (кадры) по 1152 отсчетов. Число отсчетов постоянно, поэтому длительность одного кадра зависит от частоты дискретизации входного ИКМ-потока. Кодер работает с одним из трех значений частоты дискретизации – 48 кГц, 44,1 кГц и 32 кГц, поэтому длительность кадра изменяется в пределах (24…36) мс, соответственно ширина каждой частотной полосы составляет (750-500) Гц. Для каждого кадра процессор кодера рассчитывает спектр входного сигнала и границу маскирования, которая служит психоакустической моделью человеческого уха [1].

В первых 32 битах заголовка содержится синхронизирующая последовательность, параметр частоты дискретизации, скорость потока MPEG (bit rate) и др. Далее следуют 16 бит защиты CRC-кодом. В поле битового распределения (bit allocation) даны номера передаваемых полос и количество бит на отсчет в них. Информация по выбору масштабных коэффициентов (ScFSI – Scale Factor Selection Information) указывает на то, сколько масштабных коэффициентов используется в данной полосе - один, два или три. Масштабные коэффициенты (ScF – Scale Factor) являются аппроксимацией огибающей мгновенного частотного спектра сигнала за время длительности кадра.

Рис. 1. – Структура кадра MPEG-1 Layer 2

Ошибки, поражающие различные области кадра, неодинаково влияют на качество декодированного сигнала. Очень заметными на слух (катастрофическими) являются ошибки в битах заголовка, определяющих место (позицию) отдельных частей данных и значение коэффициента масштаба. Так, самыми катастрофическими являются ошибки в поле распределения бит (Bit Allocation), содержащем ключевую информацию к правильному прочтению всего кадра. Изменение в этом поле любого бита (старшего или младшего) приводит к неверному чтению данных из частотных отсчетов Subband Samples, и отсчеты звукового сигнала при декодировании окажутся «перемешанными» случайным образом. В результате последует искажение всего кадра, что очень заметно на слух. Аналогичная ситуация возникает и в случае ошибки в поле ScFSI.

В таблице 1 чувствительность отдельных разрядов звукового кадра к ошибкам указана в виде значений от 0 до 5, которые характеризуют степень ухудшения качества звука в результате появления одной изолированной ошибки, а именно: 5 – катастрофическое; 4 – очень раздражающее; 3 – раздражающее; 2 – слегка раздражающее; 1 – заметное; 0 – неощутимое. Эти значения являются результатом субъективных оценок, полученных в предположении, что система обнаружения ошибок не применяется [1].

Таблица 1 – Чувствительность к ошибкам разрядов звукового кадра

Параметр	Номер разряда	Чувствительность
Код распределения бит	Все разряды	5
Код выбора масштабных коэффициентов (ScFSI)	Все разряды	5
Масштабные коэффициенты (ScF)	5(самый старший разряд)	4
	4	4
	3	4
	2	3
	1	2
	0 (самый младший)	1
Субполосные выборки отсчетов сигнала	15-8 (самый старший разряд)	3
	7 – 5	2
	4 – 3	1
	2-0 (самый младший)	0

Из таблицы 1 видно, что в первую очередь защите необходимо подвергать поля Bit Allocation, ScFSI и 3 старших разряда масштабных коэффициентов, что и предусмотрено стандартом.

В европейском стандарте ETSI EN 300 401 v.1.3.3 предусмотрена крайне слабая защита от ошибок, впрочем, вполне достаточная при выполнении норм на вероятность ошибки символа в канале связи $p_{ош} \le 10^{-5}$. Так, для защиты от ошибок (рис.1) первых 32 бит заголовка, 94 бит Bit Allocation и порядка 42 бит ScFSI, отводится только 16 бит корректирующего циклического кода. Для защиты масштабных коэффициентов (ScF), в среднем порядка 160 бит, предусмотрено 32 бита CRC-кода, добавляемого после формирования звукового кадра на выходе кодера.

При пониженном качестве спутникового или радиорелейного канала связи защита от ошибок должна быть существенно увеличена. Например, по данным, приведенным фирмой «Радиан» (г. Санкт-Петербург), качество реального канала составляет $p_{ош} = 5*10^{-4}$. При этом кадр MPEG дополнительно защищается мощным корректирующим кодом Рида-Соломона (в соответствии со стандартом ITU J.52). Это приводит к увеличению длины кадра на 25%, росту скорости передачи со 128 кбит/с до 160 кбит/с и, как следствие, расширению полосы частот канала связи в 1,25 раза.

Обнаружение и коррекция катастрофических цифровых ошибок на входе аудиодекодера MPEG за счет использования естественной избыточности заголовков сжатых кадров позволяет значительно снизить требования к качеству канала связи. Можно будет сохранить заданную высокую помехоустойчивость при повышенном (до 2 дБ) относительном уровне помех и малой избыточности корректирующего кода Хэмминга с проверкой на четность, который предлагается использовать вместо CRC-кода.

Обширное моделирование на ПК реальных отрезков музыкального сигнала большой протяженности полностью подтвердило возможность обнаружения и коррекции одиночных аномальных цифровых ошибок как в поле распределения числа бит на отсчет сигнала (Bit Allocation), так и в поле информации по выбору масштабных коэффициентов (ScFSI).

В [3] экспериментально установлена взаимосвязь между вероятностью ошибки на входе декодера и отношением сигнал/шум на выходе декодера, при поражении различных полей кадра. Результаты моделирования представлены в таблице 2.

Таблица 2 – Помехозащищенность кадра при ошибках различного рода

$p_{ош}$ на входе декодера	Bit Allocation, дБ	ScFSI, дБ	Scale Factors, дБ	Отсчеты сигнала, дБ
10^{-5}	-31,47	-36,92	-39,43	-39,30
10^{-4}	-21,19	-24,93	-28,25	-29,11
10^{-3}	-11,57	-15,41	-18,40	-19,07

Относительный уровень остаточных шумов в [3] оценивался в децибелах как отношение среднего квадрата разности одноименных отсчетов исходного и пораженного кадров к мощности (дисперсии) звукового сигнала на интервале анализа общей продолжительностью порядка 14 минут (более 32 тыс. кадров). Испытуемый сжатый звуковой сигнал представлял собой нестационарный случайный процесс, поскольку составлялся из нескольких более коротких отрезков сигналов разного жанра (классическая музыка, эстрадная, джазовая). Таким образом, условия эксперимента были максимально приближены к реальным.

Эффективность работы алгоритма коррекции аномальных цифровых ошибок в заголовках сжатых кадров можно оценить по результатам моделирования, приведенным в таблице 3.

Таблица 3 – Оценка эффективности коррекции цифровых ошибок

$p_{ош}$ на входе декодера	Ошибки в Bit Allocation	
	Без алгоритма коррекции ошибок, дБ	С алгоритмом коррекции ошибок, дБ
10^{-5}	-31,47	шум отсутствует
10^{-4}	-21,19	шум отсутствует
10^{-3}	-11,57	-36,69
$p_{ош}$ на входе декодера	Ошибки в ScFSI	
	Без алгоритма коррекции ошибок, дБ	С алгоритмом коррекции ошибок, дБ
10^{-5}	-36,92	шум отсутствует

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

10^{-4}	-24,93	-50,05
10^{-3}	-15,41	-33,83

Как следует из таблицы 3, за счет коррекции катастрофических ошибок при $p_{ош} = 10^{-3}$ достигнутая защита от шумов удовлетворяет нормам, рассчитанным для каналов связи с вероятностью ошибок на входе декодера $p_{ош} = 10^{-5}$, в которых вместо коррекции аномальных ошибок используется только их обнаружение, с последующей заменой пораженного звукового кадра на предшествующий.

Согласно таблице 1, ошибки в масштабных коэффициентах (ScF) оказывают несколько меньшее воздействие на качество восстановленного звукового сигнала по сравнению с катастрофическими ошибками в поле Bit Allocation и в поле ScFSI. Это подтверждается также результатами моделирования таблицы 2, из которых следует, что вредное влияние ошибок в поле ScF на (3-6) дБ слабее катастрофических. Тем не менее, ошибки в трех старших разрядах ScF оказываются очень раздражающими и оцениваются в 4 балла. Таким образом, эти ошибки также необходимо обнаруживать и корректировать. Значения масштабных коэффициентов m записываются в логарифмическом масштабе 6-ти разрядными двоичными кодами от 000000 ($m = 2$) до 111110 ($m = 1{,}26 \cdot 10^{-6}$). При этом значения m изменяются в диапазоне от 0 дБ ($m = 2$) до –124 дБ ($m = 1{,}26 \cdot 10^{-6}$) с шагом -2 дБ. Следовательно, ошибка в старшем 5-ом разряде ScF приводит к изменению m на 64дБ, или в 1600раз. Ошибка в следующем 4-ом разряде вызовет изменение m на 32дБ, или в 40 раз. Соответственно, ошибка в 3-м разряде эквивалентна изменению m на 16 дБ (6,35 раз), инверсия 2-го разряда вызовет изменение ScF на 8 дБ (2,5 раз), ошибка в 1-м разряде приводит к изменению m на 4дБ (1,58 раз), искажение младшего 0-го разряда вызовет изменение m на 2дБ, или в 1.26 раз.

Очевидно, что ошибки в двух старших разрядах кода ScF настолько значительны, что не могут быть вызваны медленными естественными изменениями мгновенного спектра сигнала на протяжении одного звукового кадра. Как показало моделирование на ПК, эти ошибки достаточно легко обнаруживаются и исправляются благодаря сильным корреляционным связям между значениями масштабных коэффициентов в соседних частотных полосах данного кадра, а также между значениями масштабных коэффициентов одноименных полос текущего и предшествующего кадров. Таким образом, защите подлежат только два-три разряда кода ScF, а именно 3-й, 2-й и возможно 1-й.

Как видно из таблицы 1, ошибка во 2-м разряде масштабного коэффициента менее заметна на слух и по своему воздействию эквивалентна ошибке в одном из старших разрядов (16-8) субполосных выборок отсчетов сигнала. Подобные выборки встречаются в низкочастотных полосах спектра, как правило, в 0-ой полосе (0-700) Гц и реже в 1-ой полосе(700-1400) Гц. Ошибка в 1-м разряде масштабного коэффициента по своему воздействию эквивалентна еще менее заметной на слух ошибке в одном из разрядов (7-5) субполосных выборок отсчетов сигнала, также в низкочастотных полосах спектра.

Предварительные результаты моделирования показали, что устранение ошибок в двух старших разрядах кода ScF позволило повысить защиту от шумов в (4-5) раз, то есть на (6-7) дБ. Есть все основания полагать, что благодаря небольшой защите двух-трех последующих младших разрядов кода ScF, удастся дополнительно повысить защиту от шумов еще в (4-5)раз, доведя ее в итоге до (12-14) дБ. С учетом данных таблицы 2, это позволит при $p_{ош}$=10^{-3} на входе декодера снизить после коррекции масштабных коэффициентов уровень остаточных шумов с -18,4 дБ до –(30-32) дБ.

Ввиду низкой чувствительности субполосных выборок отсчетов сигнала к ошибкам, предполагается защита только старших разрядов кода в самых слышимых низкочастотных полосах спектра звукового сигнала.

Литература

1. С.Г. Рихтер. Цифровое радиовещание. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 352 с.: ил.

2. European Telecommunication Standard ETSI EN 300401. Radio broadcast systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers. Second Edition (May 1997), p. 226.

3. С.А. Гладышев. Исследование чувствительности к ошибкам разрядов звукового кадра и оценка эффективности коррекции цифровых ошибок в формате MPEG-1. Труды конференции ПГАТИ (Поволжской государственной академии телекоммуникаций и информатики), Самара, 2005.

In standard Eureka-147, using format of sound compression MPEG-1 Layer2, is stipulated error protection in channel at $BER \le 10^{-5}$. In that case it's realizing substitution of damaged frame by previous one. The replacement of CRC-code, employing in standard, to Hamming code of parity check allows to correct errors in headers of frame. It permits to reduce of communication channel quality up to $BER \le 10^{-3}$.

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

ВЫРАВНИВАНИЕ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ В КАНАЛАХ С МНОГОЛУЧЕВЫМ РАСПРОСТРАНЕНИЕМ И ПОВЫШЕННОЙ УДЕЛЬНОЙ СКОРОСТЬЮ МОДУЛЯЦИИ

Хабаров Е.О.
Поволжская Государственная академия телекоммуникаций и информатики.

Одним из эффективных методов обработки сигналов на приёмной стороне при последовательной передаче дискретных сообщений по каналам с рассеянием является выравнивание с обратной связью по решению (ОСР) [1,2]. Такие системы хотя и уступают в плане помехоустойчивости оптимальным нелинейным демодуляторам [3], минимизирующим среднюю вероятность ошибки на символ, или субоптимальным демодуляторам переборного типа [4,5], обладают существенными реализационными преимуществами, поскольку их вычислительная сложность возрастает по линейному закону при возрастании интервала рассеяния в канале связи.

Данный доклад посвящён анализу влияния на характеристики выравнивателя с ОСР факторов многолучевого распространения и ограничения полосы пропускания при наличии в канале аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ).

При анализе использована т.н. расширенная модель канала связи [1], включающая в себя фильтр, согласованный с единичным элементом принимаемого сигнала с учётом действия всех возможных сигнальных составляющих (например, квадратурных компонент сигналов, соответствующих различным ветвям разнесения). Известно [6], что отсчёты сигнала на выходе такого фильтра, взятые в моменты времени, кратные тактовому интервалу T, содержат всю информацию о принимаемом сигнале, т.е. являются достаточными статистиками.

Будем также предполагать, что работа демодулятора поддерживается системой оценивания параметров канала связи [4,5], вследствие чего эти параметры, в частности, все составляющие реакции канала на единичный сигнальный элемент, можно считать известными на приёмной стороне. При этом согласованный фильтр (СФ) предполагается адаптивным, т.е. погрешность на его выходе, связанная с изменением составляющих сигнального элемента во времени не учитывается при анализе.

Демодулируемый сигнал на выходе расширенного канала связи определяется как сумма сигнальной $\mathrm{v}(t)$ и шумовой $u(t)$ составляющих:

$$y(t) = \mathrm{v}(t) + u(t) = \sum_i b_{i,k} \cdot \psi(t - iT) + u(t), \tag{1}$$

где

$$\psi(\tau) = \sum_{p=1}^{P}\sum_{j=1}^{P} \Gamma_{p,j} \cdot r\left(\tau - \left(\Delta_p - \Delta_j\right)\right) - \tag{2}$$

автокорреляционная функция (АКФ) единичного элемента принимаемого сигнала, $r(\tau)$ – АКФ сигнального элемента на передаче, i – номер сигнального элемента в последовательности, $b_{i,k}$ – амплитуды соответствующих сигнальных элементов, k – номер позиции соответствующего сигнального элемента, P – число лучей, p, j – номера лучей, Δ_p, Δ_j – задержки по соответствующим лучам, а величины $\Gamma_{p,j}$ характеризуют корреляцию между сигналами отдельных лучей с учётом действия всех сигнальных составляющих.

Фактор ограничения полосы пропускания в дальнейших расчётах будет учитываться путём ограничений, накладываемых на форму передаваемого сигнального элемента $s(t)$. Предполагается, что автокорреляционная функция (АКФ) передаваемого сигнального элемента $r(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t+\tau) \cdot s(t)\,\mathrm{d}t$ обладает свойством отсчётности:

$$r(0) = const; \quad r(k \cdot T_N) = 0 \quad \text{при } k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \ldots, \tag{3}$$

в силу чего преобразование Фурье функции $r(\tau)$ обладает антисимметричным спадом относительно частоты Найквиста $f_N = \dfrac{1}{2 \cdot T_N}$. При анализе характеристик выравнивателя мы будем использовать понятие

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

удельной скорости модуляции $\nu = \frac{1}{T \cdot f_N}$. Отметим, что при $T = T_N$ удельная скорость модуляции $\nu = \nu_N = 2$ Бод/Гц.

Предположим, что выравнивающий фильтр (ВФ), подключенный к выходу расширенного канала связи, удовлетворяет т.н. E – критерию, который предусматривает минимизацию средней мощности остаточной межсимвольной помехи при фиксированном значении полезного отсчёта, обусловленного демодулируемым сигнальным элементом [7,8].

ВФ представляет собой трансверсальный фильтр с задержкой между отводами, равной тактовому интервалу T. Можно показать [8,9], что вектор весовых коэффициентов ВФ, удовлетворяющего вышеуказанному E – критерию, является решением следующей системы линейных уравнений:

$$\mathbf{A} \times \mathbf{\Theta} = \boldsymbol{\psi}_0 \tag{4}$$

где $\mathbf{A} = \mathbf{\Psi}' \times \mathbf{\Psi}$ – симметричная квадратная матрица размера $L \times L$, матрица $\mathbf{\Psi}$ – прямоугольная матрица размера $(L + Q - 1) * L$, вектор $\boldsymbol{\psi}_0$ – транспонированная первая строка матрицы $\mathbf{\Psi}$.

Строки матрицы $\mathbf{\Psi}$ представляют собой сдвинутые векторы отсчётов автокорреляционной функции единичного элемента принимаемого сигнала:

$$\mathbf{\Psi} = \begin{bmatrix} \psi_0 & \psi_1 & .. & \psi_{Q-1} & 0 & .. & 0 & 0 \\ \psi_1 & \psi_0 & \psi_1 & .. & \psi_{Q-1} & 0 & .. & 0 \\ .. & \psi_1 & \psi_0 & .. & \psi_Q & \psi_{Q-1} & .. & 0 \\ .. & .. & .. & .. & .. & .. & .. & .. \\ & 0 & 0 & 0 & \psi_{Q-1} & .. & \psi_1 & \psi_0 \\ .. & .. & .. & .. & .. & .. & .. & .. \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \psi_{Q-1} \end{bmatrix} \tag{5}$$

В качестве меры помехоустойчивости системы использовалась относительная эквивалентная метрика, характеризующая потерю помехоустойчивости по отношению к аддитивному шуму (энергетический проигрыш), обусловленную подавлением МСИ от сопровождающих сигнальных элементов, по сравнению со случаем оптимальной демодуляции одиночного сигнального элемента:

$$D^2 = \frac{1}{\mathbf{\Theta}' \times \mathbf{\Lambda} \times \mathbf{\Theta}} \tag{6}$$

где $\mathbf{\Lambda} = \frac{1}{\psi_0} \mathbf{\Psi}_L$ – нормированная ковариационная матрица отсчётов аддитивной помехи на выходе расширенного канала связи, $\mathbf{\Psi}_L$ – матрица размера $L \times L$, совпадающая с первыми L строками матрицы $\mathbf{\Psi}$, определяемой (5).

Наряду с величиной D^2, определяемой соотношением (6), при анализе характеристик выравнивателя использована величина σ, которая определяет отношение отклика выравнивателя на демодулируемый сигнальный элемент к среднеквадратическому значению остаточной межсимвольной помехи при статистически независимых информационных символах.

На рис.1 и рис.2 соответственно представлены зависимости относительного уровня остаточной межсимвольной помехи, а также относительной эквивалентной метрики от длины выравнивающего фильтра L.

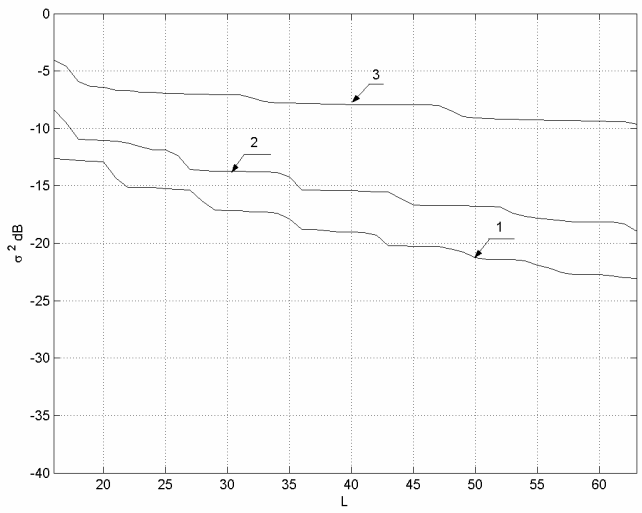


Рис. 1. Зависимость остаточной МСИ на выходе выравнивателя от длины выравнивающего фильтра L для двухлучевого канала связи при $\gamma_1 = 1, \gamma_2 = 1, \ \Delta_1 = 0, \Delta_2 = 3.5 \cdot T_N$ (где T_N – тактовый интервал при $\nu = 2$ Бод/Гц) при различных значениях удельной скорости модуляции (для $K = 1$): 1 – $\nu = 2.66666$ Бод/Гц, 2 – $\nu = 3$ Бод/Гц, 3 – $\nu = 4$ Бод/Гц.

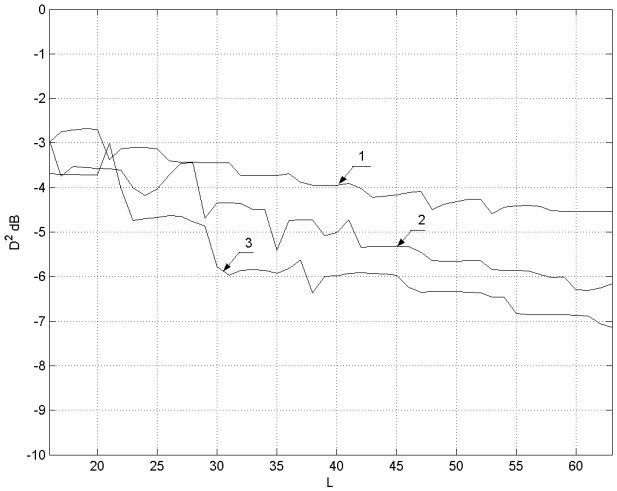


Рис. 2. Зависимость относительной эквивалентной метрики на выходе выравнивателя от длины выравнивающего фильтра L для двухлучевого канала связи при $\gamma_1 = 1, \ \gamma_2 = 1, \ \Delta_1 = 0, \Delta_2 = 3.5 \cdot T_N$ (где T_N – тактовый интервал при $\nu = 2$ Бод/Гц) при различных значениях удельной скорости модуляции (для $K = 1$): 1 – $\nu = 2.666....$ Бод/Гц; 2 – $\nu = 3$ Бод/Гц; 3 – $\nu = 4$ Бод/Гц.

Для получения сопоставимых результатов задержка нормировалась по отношению к тактовому интервалу T_N, соответствующему удельной скорости модуляции $\nu_N = 2$ Бод/Гц.

Из анализа представленных кривых следует, что в случае двухлучевого канала дистанционная характеристика выравнивателя ухудшается с повышением удельной скорости модуляции ν при увеличении относительного уровня остаточной МСИ. Причём, несмотря на неизбежное ухудшение различимости при повышении удельной скорости модуляции, модем на основе выравнивателя с ОСР сохраняет вполне удовлетворительную работоспособность при превышении т.н. барьера Найквиста ($\nu = \nu_N = 2$ Бод/Гц). Для сравнения отметим, что увеличение информационной скорости передачи в $\log_2(3) \approx 1.585$ раз, при переходе от

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

двоичной системы противоположных сигналов к трёхуровневой системе сигналов, достигается за счёт энергетического проигрыша величиной –6дБ при ограничениях, накладываемых на пиковую мощность.

Из представленных результатов следует, что при совместном действии факторов ограничения полосы и многолучевого распространения ухудшение различимости на выходе ВФ в допустимых пределах. Вместе с тем следует отметить существенное увеличение уровня остаточной МСИ. На основе этого можно сделать вывод о том, что в многолучевых каналах связи целесообразно использовать сигнальные конструкции с удельной скоростью модуляции $\nu = 2 \div 3$ Бод/Гц. Дальнейшее увеличение параметра ν нецелесообразно в силу чрезмерного возрастания относительного уровня остаточной МСИ.

Из представленных в данном докладе результатов следует, что выравнивание с обратной связью по решению позволяет обеспечить работу демодулятора в каналах с многолучевым распространением при повышенной удельной скорости модуляции, что имеет важное практическое значение.

Литература

1. Proakis J.G. Digital Communications. Fourth edition, New York: McGraw-Hill, 2001.
2. Belfiore C.A. and Park J.N. Jr (1979) «Decision Feedback Equalization», Proc. IEEE vol. 67. P 1143-1156. August.
3. Ungerboeck G. Nonlinear equalization of binary signals in Gaussian noise. // IEEE Transactions on Communication Technology, Volume 19, December 1971, pp. 1128 - 1137.
4. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. 2-е изд. перераб. и доп.-М.-Связь,1982.-200 с.
5. Николаев Б.И. Последовательная передача дискретных сообщений по каналам с памятью. -М. - Радио и связь,1988.-264 с.
6. Forney G. D., Jr. Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference // IEEE Trans.-1972.- V. IT-18, N 3.-P. 363-378.
7. Тамм Ю.А. Адаптивная коррекция сигнала ПД.–М.: Связь, 1978.–144 с., ил.
8. Kobayashi H., Tang D.T. A decision feedback receiver for channels with strong intersymbol interference. “IBM J. Res. and Develop.”, 1973, 17, № 5, pp. 413-419.
9. Хабаров Е.О. Субоптимальный выравниватель с обратной связью, максимизирующий отношение сигнал/помеха. LVIII научная сессия, посвящённая дню радио. Труды, том 2, М., 2003, с. 59 – 60.

Analysis of equalizer with feedback in multi-path channels by higher specific modulation-rate are presented. Analyze the distance-characters and index of ISI-remainder. Demonstrative, that by adaptive equalized–filter secured the demodulation in channels with multi-path spreading and higher specific modulation-rate.

ОЦЕНКА ДОСТОВЕРНОСТИ РЕЗУЛЬТАТОВ СТАТИСТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С ПОМОЩЬЮ ДОВЕРИТЕЛЬНЫХ ИНТЕРВАЛОВ

Алышев Ю.В.
Поволжская Государственная академия телекоммуникаций и информатики.

При разработке устройств для приёма и обработки сигналов часто используются сигнальные процессоры или программируемые логические интегральные схемы. Для демодуляции сигналов в сильно диспергирующем канале (например, КВ диапазона) тяжёлые условия распространения (многолучевое рассеяние, быстрые и медленные замирания, доплеровские сдвиги, сосредоточенные и импульсные помехи) используют самые мощные сигнальные процессоры, которые имеют достаточно большую память и высокое быстродействие. Разработка демодуляторов, хорошо работающих в таких условиях, требует использования сложных алгоритмов, которые устраняют влияние мешающих факторов. Требуется много усилий для того, чтобы реализовать их на сигнальных процессорах. Эти усилия прежде всего направлены на перераспределение программных ресурсов (количество операций, объём занимаемой памяти) для каждой подсистемы демодулятора. При этом чаще всего приходится прибегать к субоптимальным методам решения задач. Таких методов большое множество, и не всегда можно теоретически оценить качество предложенной субоптимальной модели. В этих случаях на помощь приходит статистическое моделирование. Однако и здесь есть проблемы, которые требуют своего решения.

Главной проблемой является оценка достоверности полученных результатов. Немаловажное значение имеют также быстродействие и универсальность программной модели.

Первая проблема решается с помощью теории статистического анализа данных. Вторая проблема решается с помощью оптимизации методов, используемых в программировании. Например, вопросы быстродействия модели решаются при переходе на язык ассемблера процессора, на котором производится моделирование. При этом наивысшее быстродействие достигается при использовании высокоэффективных инструкций ассемблера (например при использовании технологии SIMD – Single Instruction Multiple Data). Вопросы универсальности решаются с помощью использования объектно-ориентированного программирования. При этом возможно построение модели, отражающей всю систему связи от источника до получателя сообщений. Возможен синтез такой модели, которая точно отразит качественные характеристики разрабатываемого устройства. Точность гарантируется тем, что реальное устройство выполняется на сигнальных процессорах, и обработка принимаемых сигналов практически не отличается от обработки тех же сигналов в программной модели.

В данной работе основное внимание уделено решению задачи, связанной со статистической обработкой результатов. Статистическое моделирование позволяет выбрать тот или иной субоптимальный метод, который может быть применён в разрабатываемом устройстве. Количественной оценкой здесь является кривая помехоустойчивости. Для её получения путём моделирования, прежде всего, выбирается число испытаний (число передаваемых символов). При заданных параметрах канала связи и параметрах приёмной модели детектируются ошибки, и подсчитывается их общее количество. Кривая помехоустойчивости строится по нескольким точкам, соответствующим частости ошибки при разных значениях дисперсии гауссовского шума в канале связи.

На первом этапе моделирования, необходимо проверить достоверность модели. Это может быть осуществлено при задании таких параметров канала связи, для которого кривая помехоустойчивости может быть получена теоретически. Достоверность модели будет тем выше, чем больше таких проверок будет выполнено.

Утверждение о том, что данная модель достоверна на основе сравнения теоретической кривой помехоустойчивости и кривой, полученной в результате статистического моделирования, справедливо только в том случае, если это сравнение произведено в рамках теории статистического анализа данных. Для решения таких задач требуется построение доверительных границ. Это даёт право утверждать, что модель с заданной степенью надёжности является достоверной, если результаты испытаний попадают в область, ограниченную доверительными границами (кривыми).

При построении доверительных границ предполагается, что если частичная совокупность получается путём независимых испытаний относительно нормально распределённой величины, со средним значением $\overline{x}_0$ и дисперсией σ^2, то она также рассматривается как совокупность *n* независимых случайных величин с нормальным распределением и теми же самыми средним значением $\overline{x}_0$ и дисперсией σ^2 [1]. При этом, распределение выборочного среднего $\overline{x}$ в такой частичной совокупности будет нормальным со средним значением $\overline{x}_0$ и дисперсией σ^2/n. Для заданного уровня значимости *P* доверительные границы будут определены как

$$\overline{x} \pm \Phi^{-1}(1-P)\frac{\sigma}{\sqrt{n}},$$

где $\Phi^{-1}(x)$ – функция, обратная функции Крампа $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-x}^{+x} e^{-t^2/2}dt$,

$\overline{x} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} x_i$ – выборочное среднее.

Таким образом, чтобы получить доверительные интервалы, дисперсия σ^2 должна быть известна. Кроме того, необходимо найти значение выборочного среднего $\overline{x}$. Важно заметить, что числом элементов совокупности *n* в данной задаче является число полученных значений частости ошибки при одних и тех же заданных условиях (параметров канала), а не число передаваемых символов. Тогда, приступая к статистическому моделированию, необходимо ответить на следующие вопросы: сколько должно быть передано символов, для получения одной точки кривой, и какое количество раз делать данный эксперимент? К сожалению, ответы на эти вопросы можно дать исходя только из субъективных предположений.

Здесь предлагается использовать метод получения доверительных интервалов для биномиального распределения, описанный в работе [2]. При этом пропадает необходимость задавать субъективные параметры. Теорема Муавра–Лапласа о предельном переходе непрерывного биномиального распределения в нормальное даёт основание использовать этот метод.

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

В работе [2] рассматривается отклонение частоты $h = k/n$ от вероятности p для биномиального распределения. Здесь p – вероятность наступления некоторого события А, k – количество появлений, а h – частота появления события А при n независимых испытаний. Событие А в данной задаче рассматривается как ошибка демодулятора, выносящего решение в пользу «0» или «1» при анализе принятого сигнала.

В рамках решаемой задачи, если известна вероятность p (теоретическая вероятность ошибки), число испытаний n (число переданных информационных символов по каналу связи) и число ошибок k, произошедших в течение текущего испытания, то доверительные границы для h:

$$p_1 \le h \le p_2$$

$$p_1 = p - \Phi^{-1}(1-P)\sqrt{\frac{p(1-p)}{n}}$$

$$p_2 = p + \Phi^{-1}(1-P)\sqrt{\frac{p(1-p)}{n}}.$$

Если вероятность p неизвестна (в случае, когда невозможно найти теоретическое значение вероятности ошибки), то значения доверительных границ, между которыми предположительно заключено истинное значение p,

$$p_1 = \frac{hn + \frac{1}{2}g^2 - g\sqrt{h(1-h)n + \frac{1}{4}g^2}}{n+g^2},$$

$$p_2 = \frac{hn + \frac{1}{2}g^2 + g\sqrt{h(1-h)n + \frac{1}{4}g^2}}{n+g^2},$$

где $g = \Phi^{-1}(1-P)$, $k = hn > 4$, $n - k = (1-h)n > 4$.

Таким образом, построение доверительных границ при заданной доверительной вероятности $1-P$ возможно даже при данных, полученных только от одного статистического эксперимента: число ошибок k при заданном числе испытаний n.

В математической статистике доверительная вероятность обычно равна 95% или 99%. Это говорит о том, что, получая значения доверительных интервалов для каждой точки кривой, мы рискуем совершить ошибку в 1 случае из 20 или в 1 случае из 100, соответственно.

При известной вероятности ошибки доверительные интервалы позволят судить о достоверности модели. В случаях, когда вероятность ошибки невозможно найти теоретически, доверительные области укажут возможные отклонения от среднего значения h.

Такой подход при моделировании можно использовать и для получения вывода о выигрыше, который даёт тот или иной способ демодуляции или декодирования или устройства, совмещающего демодуляцию и декодирование. При этом, число испытаний должно увеличиваться до тех пор, пока нижняя граница доверительного интервала для одной кривой ошибок не станет выше верхней границы доверительного интервала для другой кривой.

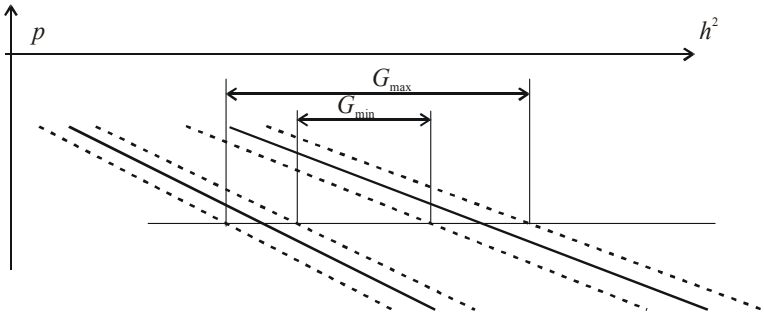


Рис. 1. Определение минимального и максимального значения выигрыша при сравнении двух кривых ошибок

На рис. 1 показан пример определения максимального $G_{\max}$ и минимального $G_{\min}$ значения выигрыша. На рисунке приведены следующие обозначения: h^2 – отношение сигнал-шум, p – вероятность или частость ошибки, сплошной линией показана зависимость вероятности ошибки или частости p от отношения сигнал-шум h^2, пунктирными линиями показаны границы доверительных интервалов. При этом выигрыш тракту-

ется как диапазон возможных значений $G_{\min} \ldots G_{\max}$. Если диапазон значений получается достаточно широким, необходимо увеличить число испытаний *n*.

Из рисунка видно, что для получения более точной оценке выигрыша *G* необходимо сближать значения $G_{\max}$ и $G_{\min}$, то есть увеличивать число испытаний *n*.

Если при неограниченном увеличении *n* доверительные интервалы не расходятся, то сравниваемые системы следует считать практически тождественными.

Литература

1. Митропольский А.К. Техника статистических вычислений. М., «Наука», 1971.
2. Б.Л. ван дер Варден. Математическая статистика. Изд. ин. лит. М. 1960.

In the paper the technique of an evaluation of reliability of outcomes of statistical modeling in telecommunication systems is resulted. The reliability of outcomes of modeling is evaluated on confidence intervals, which boundaries are created according to the rules of mathematical statistics. In an outcome the number of subjective parameters is reduced. It allows simplifying development of universal models of telecommunication systems, in which the theoretical substantiation of reliability of outcomes is used.

ДВУМЕРНЫЕ РЕКУРСИВНЫЕ ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРВОГО ПОРЯДКА С ТРЕМЯ УРОВНЯМИ КВАНТОВАНИЯ

Рудых Д.В., Лебедев М.В., Приоров А.Л.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Благодаря простоте исполнения и возможности работать в реальном масштабе времени двумерные цифровые фильтры малых порядков [1] можно использовать в качестве базовых составляющих более сложных устройств цифровой обработки сигналов и изображений. Примером таких устройств могут служить цифровые корреляторы, применяемые в радиоастрономии.

В работе рассмотрены автономные двумерные рекурсивные цифровые системы (фильтры) первого порядка [2], описываемые нелинейным разностным уравнением вида:

$$X(m,n) = f(a * X(m-1,n) + b * X(m,n-1) + c * X(m-1,n-1)). \quad (1)$$

Здесь m и n - дискретные переменные, принимающие значения от –1 до бесконечности; a, b и c - независимые коэффициенты фильтра. Функция f описывает нелинейные свойства сумматора, её вид зависит от способа и числа уровней квантования и типа функции нелинейности.

Структурная схема фильтра представлена на рис. 1.

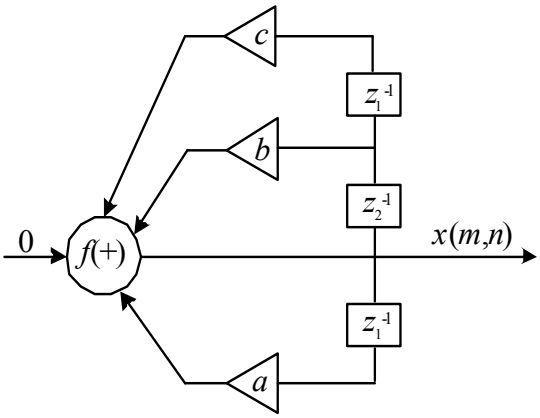


Рис. 1. Структурная схема автономного двумерного рекурсивного цифрового фильтра первого порядка

В качестве характеристики сумматора выбрана функция нелинейности с насыщением и тремя уровнями квантования.

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

Для анализа систем с нелинейным сумматором и квантователями применяется детерминированный подход. В частности он использовался при изучении нелинейных свойств одномерных цифровых фильтров [3]. Обычно детерминированный подход используется для решения задач, связанных с изучением условий зарождения предельных циклов разных периодов, обусловленных нелинейной характеристики сумматора.

Суть подхода заключается в следующем. Область определения функции нелинейности разбивается на зоны с различными значениями. Затем путем последовательного перебора возможных переходов системы по этим зонам находятся ограничения на параметры системы, соответствующие определенным движениям. В результате все пространство параметров системы делится на области с различными типами движений.

Следует отметить, что в общем случае любое начальное условие для двумерной системы первого порядка представляет собой бесконечный в двух направлениях вектор, тогда как для одномерной системы первого порядка начальным условием служит один отсчет. Поскольку перебрать всевозможные начальные условия для двумерной системы нереально, то при исследовании двумерных систем с произвольными начальными условиями предлагается находить условия возникновения заранее заданных типов движения, например, двумерных предельных циклов (ДПЦ). В этом случае достаточно рассмотреть определение этих циклов и аналитический вид функции нелинейности. Рассмотрим это более подробно на примере нахождения областей существования циклов периодов 1x0, 0x1 и 1x1.

Исходя из разностного уравнения (1) и определения ДПЦ найдем область существования цикла периода 1x0

$$\begin{cases} X(m,n) = f(aX(m-1,n) + bX(m,n-1) + cX(m-1,n-1)) \\ X(m,n) = X(m-1,n). \end{cases}$$

Согласно разбиению функции нелинейности отсчет $X(m,n)$ может принимать одно из трех значений. Рассмотрим каждый случай отдельно. Пусть $X(m,n) = 1$ т.е.

$$\begin{cases} X(m,n) = f(aX(m-1,n) + bX(m,n-1) + cX(m-1,n-1)) \\ X(m,n) = X(m-1,n) = 1, \end{cases}$$

что равносильно выражению

$$1 = f(a + bX(m,n-1) + cX(m-1,n-1)).$$

Таким образом, из задания функции нелинейности имеем

$$a + bX(m,n-1) + cX(m-1,n-1) > 0.5.$$

Отсчеты $X(m,n-1)$ и $X(m-1,n-1)$ также могут принимать одно из трех значений. В соответствии с этим получим набор условий (ограничений), соответствующих различным значениям отсчетов $X(m,n-1)$ и $X(m-1,n-1)$ (таблица 1).

Таблица 1. Набор ограничений на коэффициенты фильтра для различных значений отсчетов $X(m,n-1)$ и $X(m-1,n-1)$

№	$X(m,n-1)$	$X(m-1,n-1)$	**Соответствующее неравенство**
1	-1	-1	$a-b-c>0.5$
2	-1	0	$a-b>0.5$
3	-1	1	$a-b+c>0.5$
4	0	-1	$a-c>0.5$
5	0	0	$a>0.5$
6	0	1	$a+c>0.5$
7	1	-1	$a+b-c>0.5$
8	1	0	$a+b>0.5$
9	1	1	$a+b+c>0.5$

При соблюдении условий из таблицы 1, если $X(m-1,n)=1$, то и $X(m,n)$ также будет принадлежать ей, при любых значений переменных m и n.

Рассмотрев аналогичным образом случаи $X(m,n)=-1$ и $X(m,n)=0$, получим результирующую область, соответствующую циклам периода 1x0 на выходе фильтра (рис. 2). Области существования циклов периодов 0x1 и 1x1 находятся аналогично.

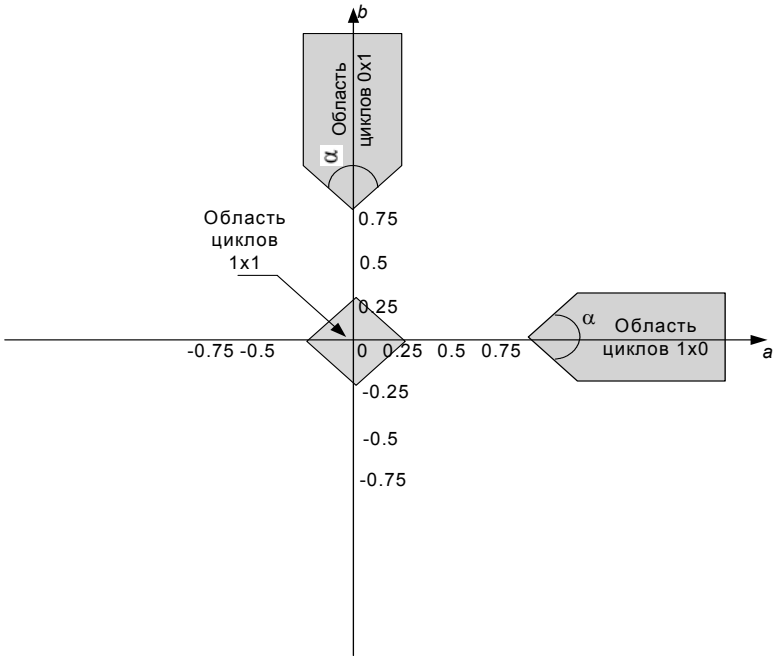


Рис. 2. Области существования циклов периода 1x0, 0x1 и 1x1, $c = 0.25$

Данное разбиение будет справедливо для произвольного вида начальных условий. В остальных точках пространства коэффициентов могут также существовать двумерные предельные циклы, как с переходными процессами, так и без них. Однако, существование предельных циклов в таких точках зависит от вида начальных условий и не является обязательным. В первой четверти плоскости коэффициентов наиболее вероятным сигналом является двумерный единичный импульс. С ростом числа уровней квантования область циклов 1x0 будет удаляться от центра по осям координат, а величина угла α будет увеличиваться (рис. 2). Кроме того, возрастет число зон с переходными видами сигналов.

Литература

1. Рудых Д.В., Лебедев М.В., Приоров А.Л. Исследование автономных двумерных рекурсивных цифровых фильтров первого порядка с нелинейностью насыщение и заданным числом уровней квантования // Труды LVII науч. сессии, посвященной Дню радио. Москва, 2003. Т.1., С. 172-174.
2. D.V. Rudyh, M.V. Lebedev, V.V. Kryashchev, and A.L. Priorov. Investigation of the two-dimensional first-order recursive digital filters with saturation nonlinearity. // Proc. of the 11-th Workshop on “Nonlinear Dynamics of Eletronic Systems” (NDES'2003), Switzerland, 2003. P. 213-216.
3. Брюханов Ю.А. Колебания в цифровых рекурсивных фильтрах первого порядка с представлением чисел в дополнительном коде с округлением // Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика. Т. 12, № 1-2. 2004. С. 10-17.

THE TWO-DIMENSIONAL FIRST-ORDER RECURSIVE DIGITAL SYSTEMS WITH THREE LEVELS OF QUANTIZATION

Rudykh D., Lebedev M., Priorov A.

Yaroslavl State University

Effects of quantization of arithmetic operations in autonoumus two-dimensional recursive digital filters of the first order with three levels of quantization are investigated. From point of view of the determined approach, the technique of construction bifurcation diagrams is offered. With its help conditions of existence of two-dimentional limiting cycles with the various periods on an output the systems expressed through factors of the filter are found.

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

КОЛЕБАНИЯ В АВТОНОМНЫХ ДВУМЕРНЫХ РЕКУРСИВНЫХ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ВТОРОГО ПОРЯДКА С ДВУМЯ УРОВНЯМИ КВАНТОВАНИЯ

Лебедев М.В., Рудых Д.В., Балусов И.Л.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Двумерные цифровые системы рекурсивного и нерекурсивного типов широко используются для обработки многомерных цифровых сигналов, статических и динамических изображений [1]. На их основе создаются двумерные цифровые фильтры. Благодаря простоте исполнения и возможности работать в реальном масштабе времени, двумерные цифровые фильтры малых порядков [2-3] можно использовать в качестве базовых составляющих более сложных устройств цифровой обработки двумерных сигналов и изображений.

Принципиальным отличием цифровых фильтров от аналоговых является обусловленная ограниченным числом используемых двоичных разрядов конечная точность выполнения арифметических операций и задания коэффициентов фильтра, что вызывает специфические ошибки квантования.

Целью настоящей работы является исследование колебаний в автономных двумерных рекурсивных цифровых системах второго порядка, использующих представление чисел в прямом коде с двумя уровнями квантования. Следует отметить, что данные колебания являются паразитными для двумерных рекурсивных цифровых фильтров, основанных на исследуемых системах.

В случае симметричных коэффициентов движения в автономных двумерных рекурсивных цифровых фильтрах второго порядка описывается нелинейным разностным уравнением

$$\begin{aligned} x(m,n) = f\,(a(x(m-1,n)+x(m-2,n)) + b(x(m,n-1)+x(m,n-2)) + \\ + c(x(m-1,n-1)+x(m-2,n-2))) \end{aligned} \tag{1}$$

с ненулевыми начальными условиями. Здесь m и n дискретные переменные, принимающие значения от –1 до бесконечности; a, b и c - независимые коэффициенты фильтра. Функция f описывает нелинейные свойства сумматора.

Полагается, что коэффициенты системы a, b и c задаются без ошибки, квантование осуществляется с округлением, переменные представляются в форме чисел, выровненных справа (т.е. в виде целых чисел), а сумматор без учета квантования имеет характеристику с насыщением.

В качестве характеристики сумматора рассматривается функция

$$f(x) = \begin{cases} 1, & x \ge 0 \\ -1, & x < 0. \end{cases} \tag{2}$$

Участок характеристики, соответствующий $x \ge 0$, назовем зоной I, $x < 0$ - зоной II.

Для исследования систем с нелинейным сумматором и квантователями и для решения задач, связанных с изучением условий зарождения предельных циклов разных периодов в двумерных системах используется детерминированный подход. В частности, он применялся при изучении нелинейных свойств одномерных цифровых фильтров. Суть подхода заключается в следующем [4-5]. Область определения функции нелинейности разбивается на зоны с различными значениями. Затем путем последовательного перебора возможных переходов системы по этим зонам находятся ограничения на параметры системы, соответствующие определенным типам движений на выходе. В результате все пространство параметров системы делится на области с различными типами движений.

Следует отметить, что любое начальное условие для двумерной системы второго порядка представляет собой две бесконечные последовательности ($x(-1,n)$, $x(-2,n)$ и $x(m,-1)$, $x(m,-2)$), поэтому перебрать все возможные начальные условия при анализе видов движений в такой системе нереально. В связи с этим, при исследовании двумерных систем с произвольными начальными условиями предлагается находить условия возникновения на выходе фильтра только определенных типов движений (каждому из них может соответствовать бесконечное число видов движений), например, двумерных предельных циклов (ДПЦ) [2]. В этом случае достаточно основываться на определении этих циклов и аналитическом виде функции нелинейности.

Рассмотрим это более подробно на примере нахождения областей существования таких типов движений, как ДПЦ с периодами 1x0. Первая цифра периода ДПЦ обозначает период по переменной m, вторая – по переменной n. В случае, если одна из цифр равна нулю, то сигнал может быть как периодическим по соответствующей переменной, так и непериодическим. Предполагается, что отсутствие сигнала на выходе фильтра является частным случаем циклов данных периодов.

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

Исходя из уравнения (1) и определения данного ДПЦ, найдем область существования цикла периода 1x0

$$\begin{cases} x(m,n) = f(a(x(m-1,n)+x(m-2,n)) + b(x(m,n-1)+x(m,n-2)) \\ + c(x(m-1,n-1)+x(m-2,n-2))) \\ x(m,n) = x(m-1,n) = x(m-2,n). \end{cases}$$

Согласно (2) отсчет $x(m,n)$ может принадлежать одной из двух зон функции нелинейности. Рассмотрим каждый случай отдельно. Пусть $x(m,n) \in$ зоне I, т.е.

$$x(m,n) = x(m-1,n) = x(m-2,n) = 1,$$

что равносильно выражению

$$1 = f(a(1+1) + b(x(m,n-1) + x(m,n-2) + \\ + c(x(m-1,n-1) + x(m-2,n-2)) \quad .$$

Следовательно, согласно (2) имеем

$$2a + b(x(m,n-1) + x(m,n-2) + c(x(m-1,n-1) + x(m-2,n-2) > 0 \, .$$

Отсчеты $x(m,n-1)$, $x(m,n-2)$, $x(m-1,n-1)$ и $x(m-2,n-2)$ также могут принимать одно из двух значений. Для каждого из них получим набор условий на коэффициенты фильтра, соответствующие различным значениям данных отсчетов. При их выполнении, если $x(m-1,n)$ и $x(m-2,n)$ $\in$ зоне I функции нелинейности, то и $x(m,n)$ для любых значений переменных m и n будет принадлежать той же зоне. На плоскости коэффициентов фильтра (a, b) при фиксированном коэффициенте $c = 0.25$ данным ограничениям соответствует заштрихованная область 1 на рис. 1.

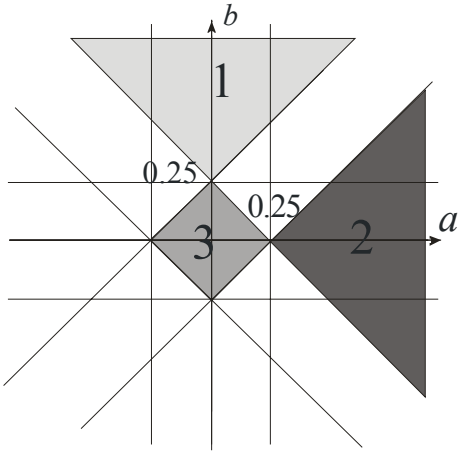


Рис. 1. Бифуркационная диаграмма двумерного рекурсивного цифрового фильтра второго порядка с характеристикой сумматора с насыщением и двумя уровнями квантования, $c = 0.25$

Вследствие симметричности функции (2) случаю $x(m,n) \in$ зоне II соответствует такой же набор неравенств, как и в предыдущем случае. В связи с этим разбиение пространства коэффициентов фильтра сохраняет вид, показанный на рис. 1. Следует заметить, что полученные результаты справедливы для произвольного вида начальных условий.

Вследствие симметричности коэффициентов a и b в уравнении (1) относительно переменных m и n замена $m \to n$ соответствует замене $a \to b$. Таким образом, для ДПЦ с периодом 0x1 остается справедливым полученный набор неравенств, с учетом соответствующих переобозначений. На плоскости коэффициентов (a, b) при $c = 0.25$ данным циклам на выходе фильтра соответствует заштрихованная область 2 на рис. 1. Аналогичным образом находится область, соответствующая циклу 1x1 (область 3 на рис. 1).

Движения, соответствующие остальным областям пространства коэффициентов, не подходят под определение ДПЦ. В общем случае, для однозначного определения типа движений на выходе фильтра с двумя уровнями квантования необходимо определить значения отсчета $x(m,n)$ для всех возможных комбинаций отсчетов *x(m-1,n), x(m-2,n), x(m,n-1), x(m,n-2), x(m-1,n-1) и x(m-2,n-2).* При функции нелинейности (2) число таких комбинаций равно 27. Однако вследствие симметричности характеристики сумматора их можно сократить до 13.

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

При изменении вида начальных условий внешний вид сигнала тоже будет изменяться, однако правила движений в указанной области останутся неизменными.

Аналогичным образом можно найти области существования всех остальных возможных типов движений на выходе фильтра. Общий вид бифуркационной диаграммы двумерного рекурсивного цифрового фильтра второго порядка с бинарным квантованием при коэффициенте $c = 0.25$ представлен на рис. 1.

Таким образом, представлена методика, позволяющая находить области в пространстве коэффициентов фильтра, соответствующие заданным типам движений. С её помощью определены области двумерных предельных циклов различных периодов. Следует заметить, что данные типы движений являются паразитными для двумерных рекурсивных цифровых фильтров, основанных на исследуемых системах. Найдены аналитические условия на коэффициенты фильтра, соответствующие каждому из двумерных предельных циклов. Построена бифуркационная диаграмма системы. Теоретические результаты подтверждены компьютерным моделированием.

Литература

1. D.V. Rudyh, M.V. Lebedev, V.V. Kryashchev, and A.L. Priorov. Investigation of the two-dimensional first-order recursive digital filters with saturation nonlinearity. // Proc. of the 11-th Workshop on “Nonlinear Dynamics of Eletronic Systems” (NDES'2003), Switzerland, 2003. P. 213-216.

2. D.V. Rudyh, M.V. Lebedev and A.L. Priorov. Limit cycles in autonomous two-dimensional first order recursive digital filters with nonlinear adder without quantization // Proc. of the 12-th Workshop on “Nonlinear Dynamics of Eletronic Systems” (NDES'2004), Portugal, 2004. P. 292-295.

3. D.V. Rudyh, M.V. Lebedev, A.L. Priorov and T.V. Malkova Limit cycles in autonomous two-dimensional first order recursive digital filters. // Proc. of Int. Scientific Conference "Informatics, Mathematical Modelling and Design in the Technics, Controlling and Education» (IMMD’2004), 2004. P. 164-167.

4. Лебедев М.В., Рудых Д.В., Балусов И.Л. Автономный двумерный рекурсивный цифровой фильтр второго порядка с несимметричными коэффициентами. // Труды. LVII науч. сессии, посвященной Дню радио. Москва, 2003. Т.1., С. 239-241.

5. Лебедев М.В., Балусов И.Л., Рудых Д.В. Динамика двумерного рекурсивного цифрового фильтра второго порядка при бинарном квантовании. // Докл. 5-ой междунар. конф. и выставки “Цифровая обработка сигналов и ее применения” (DSPA’2003), Москва, 2003. Т.1. С. 65-67.

THE OSCILLATIONS IN THE AUTONOMOUS TWO-DIMENSIONAL SECOND-ORDER RECURSIVE DIGITAL SYSTEMS WITH TWO LEVELS OF QUANTIZATION

Lebedev M., Rudykh D., Balusov I.

Yaroslavl State University

Effects of quantization of arithmetic operations in autonomous two-dimensional recursive digital systems of the second order with two levels of quantization are investigated. From point of view of the determined approach, the technique of construction bifurcation diagrams is offered. With its help conditions of existence of two-dimensional limiting cycles with the various periods on an output the systems expressed through factors of the filter are found.

ФИЛЬТРЫ ДЛЯ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ С НИЗКИМ УРОВНЕМ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ШУМОВ

Петров Е.П, Харина Н.Л., Терехов П.А.

Вятский государственный университет, кафедра радиоэлектронных средств
E-mail: res@riac.ru

Оптимальные приемные устройства шумоподобных сигналов (ШПС), максимизирующие отношение сигнал/шум, имеют на выходе автокорреляционную функцию (АКФ) уровень боковых лепестков которой создает дополнительный шум, затрудняющий однозначный прием ШПС. Для подавления боковых лепестков можно использовать специальные (неоптимальные) фильтры, назовем их сопряженными фильтрами (СФ), которые синтезированы таким образом, чтобы выходной сигнал имел боковые лепестки АКФ заданного уровня.

В данной работе решена задача синтеза фильтров ШПС, требующих для своей реализации минимум технических и вычислительных ресурсов с учетом ограничений на уровень боковых лепестков АКФ на выходе СФ.

Цифровая реализация фильтра, осуществляющего прием дискретного сигнала $S = (\bar{s}_1,...,\bar{s}_N)$, имеет в общем случае вид рис. 1. Фильтр содержит регистр сдвига из K ячеек памяти для хранения оцифрованных значений выхода дискриминатора приемника; умножители на весовые коэффициенты $h_1,...,h_K$ и сумматор.

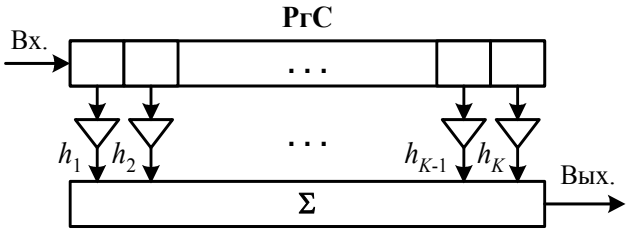


Рис. 1. Структура фильтра

Полезный эффект от использования неоптимальных фильтров достигается при соблюдении условия $K \geq N$, где N – период ПСП сигнала.

Компоненты

$$\Lambda = (\bar{\lambda}_1,...,\bar{\lambda}_M), \quad M = N + K - 1,$$

вектора взаимной корреляции сигнала S и импульсной характеристики H фильтра могут быть записаны в матричной форме следующим образом:

$$\Lambda = \mathbf{HS}, \tag{1}$$

где

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \bar{\lambda}_1 \\ \vdots \\ \bar{\lambda}_k \end{bmatrix}, \quad S = \begin{bmatrix} \bar{s}_1 \\ \vdots \\ \bar{s}_N \end{bmatrix}, \; H = \begin{bmatrix} h_1 & 0 & \cdots & 0 \\ h_2 & h_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & h_2 & \cdots & 0 \\ h_{K-1} & \vdots & \cdots & h_1 \\ h_K & h_{K-1} & \cdots & h_2 \\ 0 & h_K & \cdots & \vdots \end{bmatrix}.$$

При этом отношение сигнал/шум по мощности на выходе фильтра равно

$$q^2 = \frac{E}{N_0} = \frac{\left|\bar{\lambda}_{\text{макс}}\right|^2}{\sum_{i=1}^{N} \bar{s}_i \bar{s}_i^* \sum_{i=1}^{K} \bar{h}_i \bar{h}_i^*}, \tag{2}$$

где E – энергия сигнала; N_0 - спектральная плотность мощности; $\left|\bar{\lambda}_{\text{макс}}\right|$ - модуль главной компоненты корреляционной функции.

Условие нормировки сигнала имеет вид

$$\sum_{i=1}^{N} \bar{s}_i \bar{s}_i^* = N. \tag{3}$$

Нормировка фильтра будет зависеть от используемого критерия синтеза. С учетом (3) введем параметр

$$\rho^2 = \frac{q^2}{N} = \frac{\left|\bar{\lambda}_{\text{макс}}\right|^2}{N \sum_{i=1}^{K} \bar{h}_i \bar{h}_i^*} \leq 1, \tag{4}$$

показывающий, на сколько отличаются отношения сигнал/шум на выходе рассматриваемого и согласованного фильтров.

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

Уровень боковых лепестков вектора взаимной корреляции сигнала и фильтра будем характеризовать параметрами [1]

$$\mu = \frac{\max\left(\left|\lambda_1\right|,\ldots,\left|\lambda_M\right|\right)}{\left|\lambda_{\text{макс}}\right|},$$

$$\nu = \frac{\left[\sum_{i=1}^{M} \overline{\lambda}_i \overline{\lambda}_i^*\right]^{1/2}}{\left|\lambda_{\text{макс}}\right|},$$

Синтез неоптимальных фильтров производится в соответствии с двумя критериями:

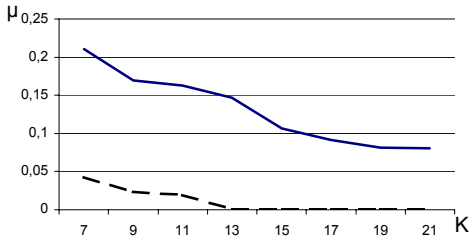
– при заданных S, K и ограничениях на боковые компоненты выходного сигнала $\left|\overline{\lambda}_i\right| \le 1$ выбором H необходимо максимизировать главную компоненту $\left|\overline{r}_{\text{макс}}\right|$;

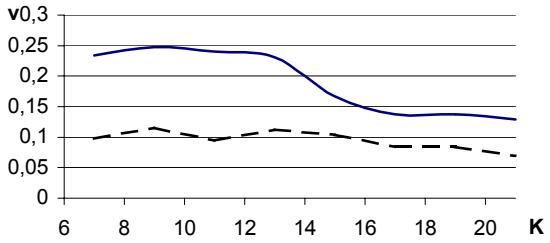
– при заданных S, K и ограничениях на боковые компоненты выходного сигнала $\sum_{i=1}^{M} \overline{\lambda}_i \overline{\lambda}_i^* = 1$ выбором H необходимо максимизировать главную компоненту $\left|\overline{r}_{\text{макс}}\right|$;

которые примем за критерии синтеза μ- и *ν*- фильтра, соответственно.

Пусть требуется синтезировать μ- и *ν*-фильтр, сопряженный с кодом Хаффмена (1 1 -1 -1 -1 1 -1; $N = 7$).

Ограничим уровень положительных и отрицательных боковых лепестков АКФ на выходе значением $1/N$. В другом случае ограничим уровень положительных боковых лепестков АКФ на выходе значением $1/N$, уровень отрицательных боковых лепестков при этом не ограничен. На рис. 2а,б приведены графики зависимостей параметров μ и ν от числа отводов фильтров *K*, соответственно.





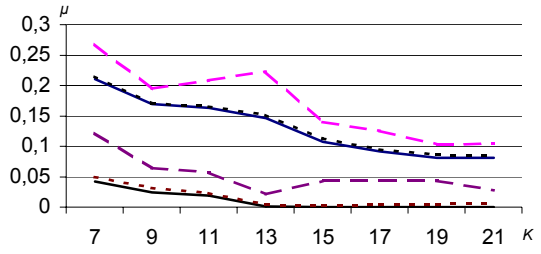
а) б)

Рис.2. Зависимости параметров μ и ν от числа отводов фильтров *K*

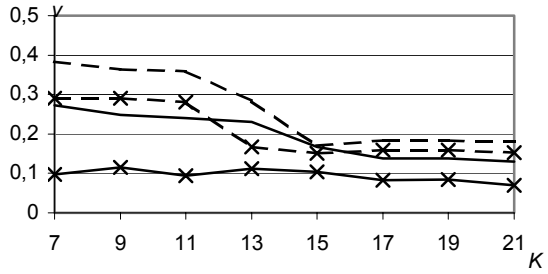
Сплошной линией обозначены зависимости при ограничении положительных и отрицательных боковых лепестков АКФ уровнем $1/N$, пунктирной – положительных боковых лепестков АКФ уровнем $1/N$, отрицательные боковые лепестки при этом не ограничены.

Из анализа графиков (рис. 2) следует, что при отсутствии ограничения на отрицательные боковые лепестки АКФ значения параметров μ и *ν* снизились, т.е при заданном уровне положительных боковых лепестков число отводов фильтра сокращается.

Для минимизации технических и вычислительных ресурсов при реализации СФ, можно наложить условие - $2^{-n}\left(n = \overline{1,8}\right)$; весовые коэффициенты фильтра являются линейной комбинацией степеней 2, т.е. $h_i = h_{i1} + h_{12} + \ldots + h_{il}$, где $h_{il} = 2^{-n}\left(n = \overline{1,8}\right)$, *l* – количество слагаемых в линейной комбинации. Чем точнее представление весовых коэффициентов, тем ниже значение параметров μ и ν, т.е. уровень боковых лепестков АКФ уменьшается. При этом операции умножения заменятся операциями сдвига, что позволяет существенно сократить количество вычислений. На рис. 4 и 5 приведены графики зависимостей параметров μ и ν от числа отводов фильтров *K*, соответственно.



а)



б)

Рис. 3. Зависимости параметров μ и ν от числа отводов фильтров *K*

На рис. 3 приняты следующие обозначения: сплошными линиями обозначены зависимости μ от *K* без ограничения на разрядность весовых коэффициентов фильтра; крупным пунктиром – при представлении коэффициентов фильтра линейной комбинацией степеней 2 ($l = 2$); мелким пунктиром – при представлении коэффициентов фильтра линейной комбинацией степеней 2 ($l = 4$).

Таким образом, представлением весовых коэффициентов фильтра линейной комбинацией степеней 2 и изменением уровня боковых лепестков АКФ на выходе СФ можно добиться компромиссного решения между уровнем подавления боковых лепестков корреляционной функции и вычислительными и техническими затратами на реализацию фильтра.

Литература

1. Амиантов И.Н. Избранные вопросы статистической теории связи. - М.: Сов. радио, 1971, - 416 с.

The problem of synthesis of the integrated filter of coded signals for maintenance of suppression of correlation noise is considered.

АДАПТИВНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ ПОСТРОЕННЫХ НА ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЯХ С ПРОИЗВОЛЬНЫМ ОСНОВАНИЕМ

Прозоров Д.Е., Чащин А.А.

Вятский государственный университет

Шумоподобные сигналы (ШПС) на основе двоичных линейных рекуррентных последовательностей максимального периода (МЛРП) широко применяются в системах связи с многостанционным доступом. Использование недвоичных МЛРП [1, 2] позволяет увеличить ансамбль кодовых последовательностей по сравнению с двоичными МЛРП и усложняет распознавание закона формирования псевдослучайной последовательности (ПСП), в результате чего повысится емкость и конфиденциальность адресных систем связи.

Представление МЛРП с $q>2$ сложными цепями Маркова и использование теории условных марковских процессов позволяет получить алгоритмы фильтрации ШПС, сформированных на многозначных МЛРП, и на их основе синтезировать устройства быстрого поиска ШПС.

Недостатком устройства быстрого поиска ШПС на основе нелинейного фильтра, синтезированного в [2], является накопление шума в отсутствии искомого ШПС, что приводит к росту вероятности ложной тревоги. Ослабить указанный недостаток можно, построив устройства поиска ШПС таким образом, чтобы в отсутствие ШПС коэффициент передачи в цепи обратной связи нелинейного фильтра был близок к нулю, исключая тем самым накопление шума, а с появлением ШПС достигал значения, при котором накопление ШПС было бы максимальным. Изменение коэффициента передачи в цепи обратной связи нелинейного фильтра должно происходить автоматически (адаптивно) в зависимости от условий приема ШПС.

Будем полагать, что на входе приемного устройства (ПУ) присутствует аддитивная смесь ШПС и белого гауссовского шума. Дискретный параметр сигнала (манипулированная частота, фаза и т.д.) принимает одно из возможных состояний M_j (j=1…q) в соответствии с правилом формирования рекуррентной псевдослучайной последовательности (ПСП):

$$a_{k+1} = (a_{k-m+1} + \ldots + a_k) \bmod q,$$

где m-число ячеек памяти регистра сдвига.

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

В данной работе исследуется алгоритм адаптивной нелинейной фильтрации дискретного параметра ШПС, с произвольным основанием ПСП q. Система из (q-1) уравнений фильтрации состояний дискретного параметра имеет вид:

$$u_{j(k+1)} = a_{j(k+1)}\left[f_{k+1}\left(M_j\right) - f_{k+1}\left(M_q\right)\right] + \hat{u}_{j(k)} + b''_{j(k+1)}\hat{u}_{j(k)}; \tag{1}$$

где

$$b''_{j(k+1)} = z_j\left(\hat{\mu}_k, \pi_{ij}\right)/\hat{u}_{j(k)}, \qquad j=1,\ldots,(q-1);$$

$$z_j\left(\hat{\mu}_k, \pi_{ij}\right) = \ln\left(\frac{\pi_{jj} + \sum\limits_{i=1, i\neq j}^{q-1}\left(\pi_{ij}\exp\left\{\hat{u}_{i(k)} - \hat{u}_{j(k)}\right\}\right) + \pi_{qj}\exp\left\{-\hat{u}_{j(k)}\right\}}{\pi_{qq} + \sum\limits_{i=1}^{q-1}\left(\pi_{iq}\exp\left\{\hat{u}_{i(k)}\right\}\right)}\right).$$

$$\hat{\pi}_{ii(k+1)} = \begin{cases} \hat{\pi}_{ii(k)} + \Delta\hat{\pi}_{ii}, & sign\left(\mathbf{u}_{(k+1)}\right) = sign\left(\hat{\mu}_k\right), \\ \hat{\pi}_{ii(k)} - \Delta\hat{\pi}_{ii}, & sign\left(\mathbf{u}_{(k+1)}\right) \neq sign\left(\hat{\mu}_k\right). \end{cases} \tag{2}$$

где $f_{k+1}\left(M_j\right)$ – логарифм функции правдоподобия состояния M_j (j=1...q) в (k+1)-м такте; $u_{j(k+1)} = \ln\left(p_{j(k+1)}/p_{q(k+1)}\right)$ – логарифм отношения апостериорных вероятностей состояний дискретного параметра ШПС в (k+1)-м такте; $\mu_{(k+1)}$ – состояние ПСП в (k+1)-м такте; $\hat{\mu}_k$ – оценка состояния ПСП для (k+1)-го такта; $\hat{u}_{j(k)}$ – оценка значения $u_{j(k+1)}$ в текущем такте; $\mathbf{u}_{(k+1)}$ и $\hat{\mu}_k$ – векторы $\mathbf{u}_{(k+1)} = \left[u_{1(k+1)},\ldots,u_{(q-1)(k+1)}\right]$, $\hat{\mu}_k = \left[\hat{u}_{1k},\ldots,\hat{u}_{(q-1)k}\right]$; π_{ij} $(i, j = 1\ldots q)$ – элементы транспонированной матрицы переходных вероятностей фильтруемой цепи.

Уравнения (1), (2) реализуются в приемном устройстве рис.1 блоком адаптации (БА), который в каждом такте работы системы, начиная с $(m+1)$-го такта, сравнивает значения μ_{k+1} и $\hat{\mu}_k$. По результату сравнения производится изменение оценки $\hat{\pi}_{ii(k+1)}$ с заранее вычисленным шагом $\Delta\pi_{ii}$.

Формирование $u_{(k+1)}$ на выходе селектора максимума осуществляется согласно следующему алгоритму:

$$u_{(k+1)} = \max\left(\left|u_{j(k+1)}\right|,\ j = \overline{1,(q-1)}\right). \tag{3}$$

Оценка $\hat{u}_{j(k)}$ формируется следующим образом:

$$\hat{u}_{j(k)} = \begin{cases} \left|u_{(k)}\right|, & \hat{\mu}_k = M_j; \\ 0, & \hat{\mu}_k \neq M_j; \\ -\left|u_{(k)}\right|, & \hat{\mu}_k = M_q. \end{cases} \tag{4}$$

где $\hat{\mu}_k$ – оценка значения на выходе решающего устройства в следующем (k+1)-м такте; M_j – j-е состояние ПСП.

Структура приемного устройства, моделирующего уравнения (1), приведена на рисунке 1.

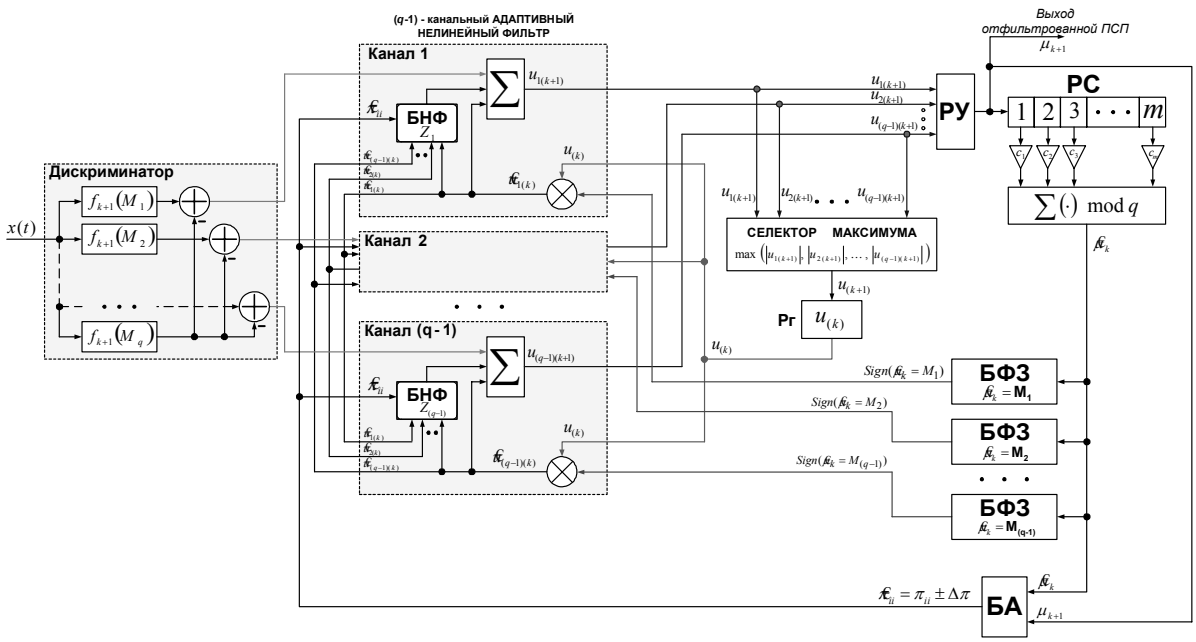


Рис. 1. Структура приемного устройства с АНФ.

ПУ с АНФ состоит из дискриминатора с (q-1) выходами; формирующего разности логарифмов функций правдоподобия $f_{k+1}(M_j) - f_{k+1}(M_q)$; адаптивного нелинейного фильтра с (q-1) каналами, состоящих из блока формирования нелинейной функции (БНФ) $z_j(\hat{\mu}_k, \pi_{ij})$, сумматора, селектора максимума $u_{(k+1)}$, регистра для хранения $u_{(k)}$, перемножителя (⊗), а также решающего устройства (РУ), определяющего состояние отфильтрованной цепи, регистра сдвига (РС) m-значной комбинации символов, блоков формирования знака (БФЗ), формирующих знак для каждого из каналов на основании значения оценки $\hat{\mu}_k$, блока адаптации (БА).

Каждый блок БФЗ формирует знак напряжения $\hat{u}_{j(k)}$ для своего j-го канала (j=1…(q-1)) на основании значения оценки $\hat{\mu}_k$ согласно условиям (4). Различение состояний ПСП осуществляется решающим устройством (РУ) на основании анализа сигналов на выходе каналов АНФ. Значение μ_{k+1} определяется номером канала j с максимальным отношением апостериорных вероятностей m-значных комбинаций. Если на выходе всех каналов АНФ присутствует отрицательное напряжение, принимается решение о наличии q-го состояния:

$$\text{Если } \max\left[u_{j(k+1)}, j = \overline{1,(q-1)}\right] < 0, \text{ то } \mu_{k+1} = q, \tag{5}$$

$$\text{иначе } \mu_{k+1} = \nu, \text{ где } u_{\nu(k+1)} = \max\left[u_{j(k+1)}, j = \overline{1,(q-1)}\right].$$

Элементы матрицы переходных вероятностей π_{ij} задаются следующим образом:

$$\pi_{ii} = \pi_{jj};\ \pi_{ij} = (1-\pi_{ii})/(q-1);\ i,j = \overline{1,q}. \tag{6}$$

Результаты моделирования алгоритма (1) фильтрации ЧМ ШПС приведены на рис. 2, 3. На рис.2 показана вероятность распознавания m-значных комбинаций ПСП, сформированной согласно правилу $s_j = (s_{j-1} + 4s_{j-2}) \bmod 7$. На рис.3 приведены графики правильного распознавания ШПС с различными основаниями ПСП q: $s_j = (2s_{j-1} + s_{j-2}) \bmod 3$, $s_j = (s_{j-1} + 3s_{j-2}) \bmod 5$, $s_j = (s_{j-1} + 4s_{j-2}) \bmod 7$, $s_j = (s_{j-1} + 3s_{j-2}) \bmod 11$, $s_j = (s_{j-1} + 11s_{j-2}) \bmod 13$. Начальное значение элемента матрицы вероятностей перехода выбиралось равным $\pi_{ii(0)}$=1/q.

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

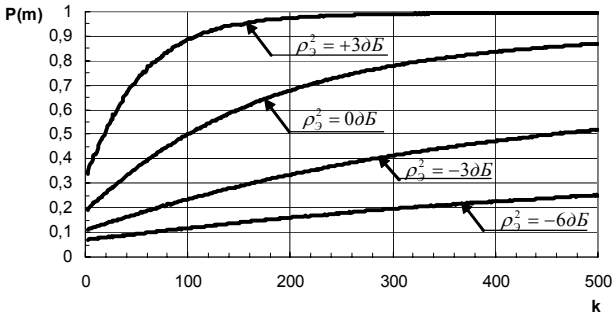


Рис.2. Вероятность распознавания *m*-значных комбинаций ПСП (q=7, m=2, $\Delta\pi_{ii}$ =0.1).

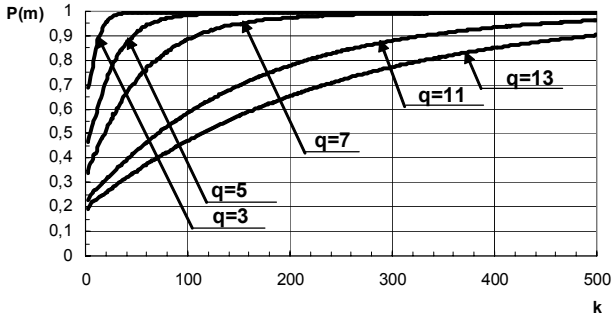


Рис.3. Вероятность распознавания *m*-значных комбинаций ПСП (m=2, $\rho_э^2$ =3дБ).

Анализ графиков рис.2,3 показывает, что вероятность правильного распознавания ШПС падает с уменьшением отношения сигнал/шум и ростом числа состояний ПСП q. Последний факт связан с увеличением числа возможных ошибочных *m*-значных комбинаций при приеме ШПС. Наибольший рост вероятности правильного распознавания достигается на начальных тактах фильтрации, что позволяет использовать полученный алгоритм в устройствах быстрого поиска ШПС.

Литература

1. Петров Е.П., Прозоров Д.Е. Синтез устройств быстрого поиска шумоподобных сигналов, сформированных на многозначных рекуррентных последовательностях // Радиолокация, навигация, связь / Сб. трудов. IX МНТК - Воронеж: 2003, с.197 - 203.

2. Д.Е. Прозоров, А.А. Чащин. Повышение конфиденциальности в системах связи с шумоподобными сигналами // Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехнических систем / Сб. трудов IV Всероссийской НПК – Ульяновск: 2004, с.46-49.

SYNTHESIS OF ADAPTIVE ALGORITHMS OF A FILTRATION OF MULTY-STATE LFSR-SEQUENCES

Prozorov D., Chaschin A.

Algorithm of an adaptive non-linear filtration of discrete parameter pseudo-noise signals (PNS), based on linear feedback shift-register sequences (LFSR) with any basis q obtains in this work. The filtration of FSK signals, based on LFSR-sequences with q = {3, 5, 7, 11, 13} were researched. The greatest increase is reached on initial steps of a filtration, that allows to use the obtained adaptive PNS filtration algorithm in receivers of fast searching PNS.

ПРИЕМ КОРРЕЛИРОВАННЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ГАУССОВСКИХ ФЛУКТУАЦИЯХ АМПЛИТУДЫ И ЗАДЕРЖКИ

Петров Е.П., Прозоров Д.Е., Кишмерёшкин П.Н.

Вятский государственный университет

Прием статистически зависимых импульсных сигналов предполагает, как правило, операцию накопления данных о сигнале, поступающем на вход приемника. При этом соотношение между временем корреляции дискретного и непрерывных параметров импульсных сигналов может оказать существенное влияние на помехоустойчивость их приема [1,2].

Пусть дискретный параметр сигнала, манипулированная несущая частота, является простой однородной цепью Маркова с двумя равновероятностными состояниями M_1, M_2 и заданной матрицей вероятностей перехода:

$$\Pi = \begin{vmatrix} \pi_{11} & \pi_{12} \\ \pi_{21} & \pi_{22} \end{vmatrix}. \qquad (1)$$

Предположим, что на входе приемного устройства присутствует полезный сигнал при гауссовских флуктуациях амплитуды и задержки радиоимпульсов и белый гауссовский шум (БГШ). Причем флуктуации

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

амплитуды сигнала малы, т.е. выполняется условие $\rho_a^2 = \sigma_a^2 / \sigma_n^2$, где σ_a^2 – дисперсия флуктуаций амплитуды, σ_n^2 –дисперсия БГШ. Тогда сигнал на входе приемного устройства можно представить в виде:

$$x(t) = (\nu + a_k) s(t - t_k + \tau_k) \cos(\Omega_k t + \varphi_k) + n(t), i = 1,2, \tag{2}$$

где $s(t - t_k)$ - прямоугольный импульс единичной амплитуды, длительностью T; τ_k – задержка импульса; Ω_k –круговая частота; φ_k – начальная фаза, являющаяся независимой от такта к такту, равномерно распределенной на интервале $[-\pi, \pi]$ случайной величиной; $n(t)$ - реализация белого гауссовского шума с двухсторонней спектральной плотностью N.

Амплитуда сигнала $A = (\nu + a_k)$ представлена в виде суммы известного среднего значения ν и случайной величины a_k, которая является выборкой непрерывного гауссовского марковского процесса, заданного флуктуационным уравнением вида:

$$\dot{a} + \alpha a = y_1(t), \tag{3}$$

где α - ширина спектра флуктуаций амплитуды.

Задержка импульсов τ удовлетворяет стохастическому дифференциальному уравнению (4)

$$\dot{\tau} + \beta\tau = y_2(t), \tag{4}$$

где β – ширина спектра флуктуаций задержки, $y_1(t)$, $y_2(t)$ – реализации БГШ.

Тогда воспользовавшись результатами, полученными в [1,2], уравнение фильтрации для дискретного параметра ФМ-сигнала можно записать в виде:

$$u_{(k+1)} = 2 f_{k+1}\left(M_1, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k\right) + \frac{1}{2} \frac{f'_{k+1}\left(M_1, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k\right)^2}{f''_{k+1}\left(M_1, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k\right)} + u_k + z(u_k, \pi_{ij}), \; i = 1,2 \tag{5}$$

где $\hat{A}_k$ –оценка амплитуды в k-ом такте; $\hat{\Theta}_k$ –оценка задержки в k-ом такте; $f_{k+1}\left(M_i, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k\right)$ – логарифм функции правдоподобия в экстраполированной точке оценки амплитуды и задержки сигнала, $i = 1,2$;

$$z(u_k, \pi_{ij}) = \ln\left(\frac{\pi_{11} + \pi_{21}\exp(u_k)}{\pi_{22} + \pi_{12}\exp(-u_k)}\right).$$

Логарифмы функций правдоподобия и их производные равны [2]

$$f_{(k+1)}\left(M_1, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k\right) = 4\rho_э^2\left[R\left(\hat{\Theta}_k - \tau\right) + \frac{1}{\sqrt{2}\rho_э}\xi\left(\hat{\Theta}_k\right)\right]; \tag{6}$$

$$f_{(k+1)}\left(M_2, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k\right) = -4\rho_э^2\left[R\left(\hat{\Theta}_k - \tau\right) + \frac{1}{\sqrt{2}\rho_э}\xi\left(\hat{\Theta}_k\right)\right]; \tag{7}$$

где $\rho_э^2 = \frac{\hat{A}^2 T}{2N_0}$ - отношение сигнал/шум в единичном импульсе;

$R\left(\hat{\Theta}_k - \tau\right) = \exp\left\{-\frac{\pi}{4T_э^2}\left(\hat{\Theta}_k - \tau\right)^2\right\}$ – нормированная автокорреляционная функция.

$$\frac{\partial}{\partial\tau} f_{(k+1)}\left(M_1, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k\right) = 2\rho_э^2\left[\gamma^2\left(\hat{\Theta}_k - \tau\right) + \frac{1}{\sqrt{2}\rho_э}\xi'\left(\hat{\Theta}_k\right)\right]; \tag{7}$$

$$\frac{\partial}{\partial\tau} f_{(k+1)}\left(M_2, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k\right) = -2\rho_э^2\left[\gamma^2\left(\hat{\Theta}_k - \tau\right) + \frac{1}{\sqrt{2}\rho_э}\xi'\left(\hat{\Theta}_k\right)\right]; \tag{8}$$

$$\frac{\partial^2}{\partial^2\tau} f_{(k+1)}\left(M_1, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k\right) = -2\rho_э^2\gamma^2; \tag{9}$$

$$\frac{\partial^2}{\partial^2\tau} f_{(k+1)}\left(M_2, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k\right) = 2\rho_э^2\gamma^2. \tag{10}$$

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

где $\gamma^2 = \pi/2T_э^2$; $\xi(\hat{\Theta}_k) = \frac{2}{\sqrt{N_0 T}}\int_0^T n(t)s(t - t_{k+1} - T - \hat{\Theta}_k)\cos(\omega t + \varphi)dt$ – гауссов случайный процесс с нулевым средним и единичной дисперсией.

Уравнение для оценки задержки имеет вид:

$$\Theta_{k+1} = \hat{\Theta}_k + \vartheta_{k+1}^2\left(B_1\frac{f'(M_1, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)}{f''(M_1, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)} + B_2\frac{f'(M_2, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)}{f''(M_2, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)}\right), i = 1,2, \quad (11)$$

где ϑ_{k+1} – апостериорная дисперсия задержки; $B_1 = \frac{1}{1+\exp\{-u_{k+1}\}}$; $B_2 = \frac{1}{1+\exp\{u_{k+1}\}}$.

Уравнение фильтрации амплитуды:

$$A_{k+1} = \hat{A}_k + \chi_{k+1}\left[Sign(u_{k+1})\cdot r_{li(k+1)}(M_i, \hat{A}_{lk}, \hat{\Theta}_{lk}) - \hat{A}_k\right], i = 1,2., \quad (12)$$

где $r_{i(k+1)}(M_i, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)$ – сигнальная составляющая функции правдоподобия; $\chi_{k+1} = \frac{b_a\rho_a + k_a^2\chi_k}{1 + b_a\rho_a + k_a^2\chi_k}$ – апостериорная дисперсия амплитуды сигнала; χ_k – дисперсия амплитуды сигнала; $b_a = 1 - \exp(-\alpha T)$; $k_a = \exp(-\alpha T)$.

Структура ПУ для совместной фильтрации двоичных коррелированных сигналов с гауссовскими флуктуирующими амплитудой и задержкой представлена на рис.1. ПУ содержит синхронный детектор фазоманипулированного сигнала, формирующий разность функций правдоподобия, а также канал выделения дискретного параметра сигнала (нелинейный фильтр) и каналы измерения задержки и амплитуды сигнала.

Особенностью схемы является наличие перекрестных связей между каналами. Сигнал, поступивший с СД на сумматор (Σ) нелинейного фильтра, корректируется на значение, формируемое в канале измерения задержки.

Канал измерения задержки включает в себя: дискриминатор задержки (ДЗ), вычисляющий сигнал расстройки между экстраполированной оценкой задержки и ее истинным значением; умножители на коэффициенты ϑ_{k+1} и $sign(u_{k+1})$; сумматор (Σ); линию задержки на один такт (ЛЗ) и экстраполятор. Для формирования добавки $\gamma^2(\hat{\Theta}_k - \tau)^2/2$ к каналу дискретного параметра сигнала, имеется квадратор на умножителях.

Сигнал расстройки с выхода дискриминатора задержки после соответствующих нормировок поступает на сглаживающий фильтр, на выходе которого формируется оценка задержки сигнала. Поскольку оценка задержки в текущем такте вырабатывается после вынесения решения о принятом сигнале, то для синхронизации опорного и принимаемого сигналов используется экстраполированная оценка задержки предыдущего такта.

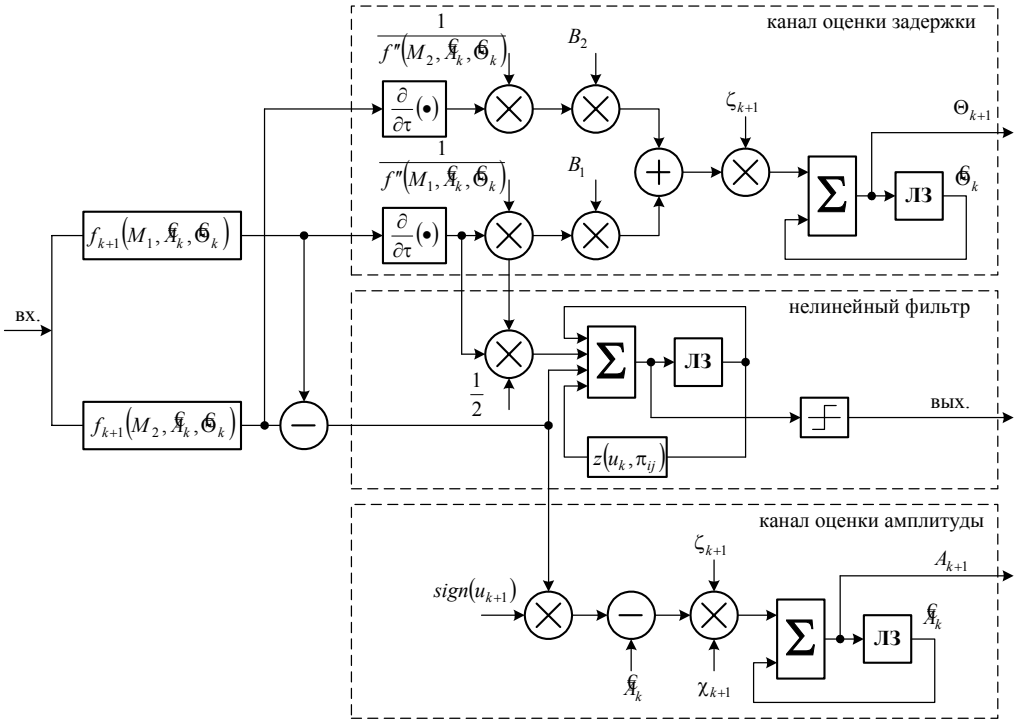


Рис.1. Структура ПУ при совместной фильтрации дискретного параметра сигнала, амплитуды и задержки

На рис.2,3 представлены выигрыши по мощности $\eta(\pi_{ii}, \rho_э^2)$ при совместной фильтрации дискретного и непрерывных параметров – амплитуды и задержки сигнала. Пунктиром обозначены графики выигрыша при отсутствии каналов измерения амплитуды и задержки в приемном устройстве. Отношение сигнал/шум -3дБ, -6 дБ; ширина спектра флуктуаций непрерывных параметров: 1) $\alpha T = 0{,}001$, $\beta T = 0{,}001$ и 2) $\alpha T = 0{,}1$, $\beta T = 0{,}1$; отношение дисперсии флуктуаций амплитуды к дисперсии шума $\rho_a^2 = 0{,}1$.

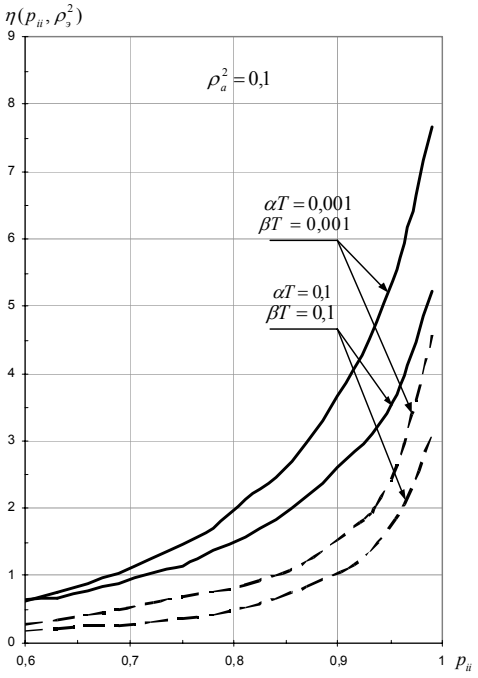


Рис.2. Выигрыш в отношении сигнал/шум на выходе ПУ ($\rho_э^2$ = -3 дБ).

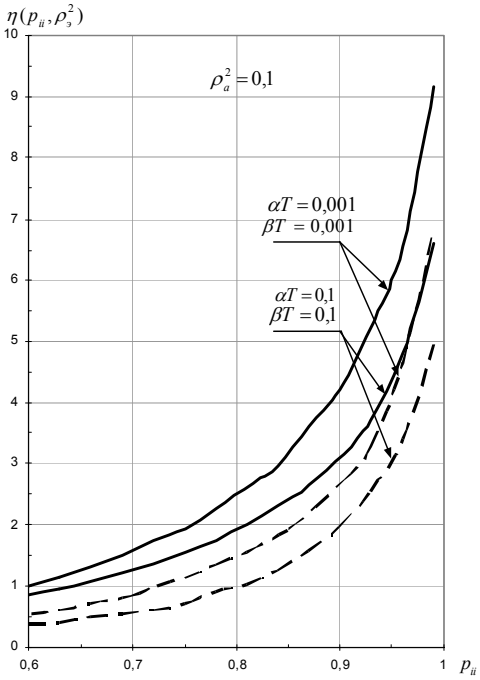


Рис.3 Выигрыш в отношении сигнал/шум на выходе ПУ ($\rho_э^2$ = -6 дБ).

Анализ результатов моделирования показывает, что:

ЗАО АВТЭКС Санкт-Петербург тел/факс: 567-72-02 info@autex.spb.ru

1) Помехоустойчивость приема коррелированных сигналов с гауссовскими флуктуирующими амплитудой и задержкой при наличии каналов оценки амплитуды и задержки выше, чем в случае отсутствия этих каналов.

2) Выигрыш в мощности сигнала ПУ при наличии каналов измерения непрерывных параметров сигнала зависит от интервалов кореляции амплитуды и задержки и растет с увеличением интервала корреляции. Так, при отношении сигнал/шум $\rho_э^2$ = -3 дБ, $\pi_{ii} = 0.98$, $\alpha T = 0.001$, $\beta T = 0.001$ выигрыш составляет около 3 дБ; при тех же параметрах и $\alpha T = 0.01$, $\beta T = 0.01$ выигрыш составляет около 2 дБ.

3) Выигрыш также увеличивается при уменьшении отношения сигнал/шум и с ростом интервала корреляции дискретного параметра сигнала.

Таким образом, ПУ с каналами фильтрации дискретного, неэнергетического (случайная задержка) и энергетического (амплитуда) параметров коррелированного сигнала, распределенными по гауссовскому закону позволяет частично компенсировать потери в мощности сигнала, вызванные отсутствием априорных данных об истинных значениях амплитуды и задержки принимаемого сигнала.

Литература

1. Петров Е.П. Совместная фильтрация дискретного и непрерывных параметров двоичных коррелированных сигналов. // Радиолокация, навигация, связь: Сб. тр. IX МНТК. -Воронеж, 1998. - В 3 т., т. 1.- С.46 - 52.

2. Петров Е.П. Фильтрация дискретного параметра двоичных коррелированных сигналов с федингующей амплитудой / Проблемы обработки информации: Вестник Вятского научного центра ВВО АТН РФ – 1998, - Вып. №1. - С.67-76.

THE RECEPTION METHOD OF CORRELATED PULSE SIGNALS AT SMALL GAUSSIAN FLUCTUATIONS OF PULSES AMPLITUDE AND DELAY

Petrov E., Prozorov D., Kishmereshkin P.

The algorithm of a simultaneous filtration of discrete parameter and continuous parameters (amplitude and delay of radio pulses) of a signal is obtained in this letter on the basis of the theory of markovian processes nonlinear filtration.

The receiver with channels of a estimation discrete, unpower (random delay) and power (amplitude) parameters of the correlated signal, distributed on gaussian law allows partially to cancel losses in signal power called by absence of the prior information about true amplitude and delay of a received signal.