

ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ТЕХНОЛОГИЙ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

ВЛИЯНИЕ МОЩНОЙ ВНЕПОЛОСНОЙ ПОМЕХИ НА ВЫХОДНОЕ ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ШУМ РАДИОПРИЁМНОГО УСТРОЙСТВА В СЛУЧАЕ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛА И ПОМЕХИ

И.В.Волкова, Д.Н.Ивлев, И.Я.Орлов

Нижегородский госуниверситет

В данной работе исследуется влияние мощной внеполосной помехи, блокирующей входной усилительный каскад приёмника, на выходное отношение сигнал/шум в полосе полезного сигнала.

Если пренебречь зависимостью фазы выходного сигнала усилителя, работающего в нелинейном режиме, от амплитуды его входного сигнала, то модель такого усилителя можно рассматривать как нелинейное безынерционное преобразование случайного процесса. Для узкополосных сигналов в [1] описан относительно простой способ анализа нелинейного безынерционного преобразования суммы сигнала и шума, не требующий в отличие от традиционных методов (прямой метод, метод контурных интегралов, метод производных) знания корреляционной функции входного процесса и позволяющий легко вычислять выходное отношение сигнал/шум. Этот метод основан на усреднении выходного сигнала по случайным параметрам, зависящим от входного шума.

Для рассматриваемой задачи было проведено обобщение данного метода на случай, когда входной сигнал нелинейного безынерционного элемента с проходной характеристикой $\eta(t) = g(\xi(t))$ представляет собой сумму полезного сигнала, шума и внеполосной помехи:

$$\xi(t) = \xi_1(t) + \xi_2(t),$$

$$\xi_{1,2}(t) = s_{1,2}(t) + n_{1,2}(t) = a_{1,2}(t) \cos[\omega_{1,2}t + \varphi_{1,2}(t)] + A_{1,2}(t) \cos[\omega_{1,2}t + \chi_{1,2}(t)],$$

где $\xi_1(t)$ — полезный сигнал + шум, $\xi_2(t)$ — помеха + шум, $s_{1,2}(t)$ — узкополосные радиосигналы, $n_{1,2}(t)$ — независимые от сигналов узкополосные гауссовские стационарные шумы с нулевым математическим ожиданием.

В данной работе был проведён анализ отношения сигнал/шум на выходе резонансного усилителя для случая, когда сигнал и помеха представляют собой потоки прямоугольных импульсов. В этом случае в течение действия импульса сигнал и помеху можно считать синусоидальными сигналами с постоянной амплитудой и фазой. На рис. 1 приведена схема анализируемой части радиоприёмного устройства.

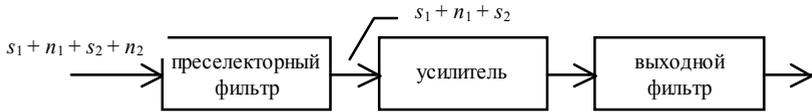


Рис. 1

На этом рисунке преселекторный и выходной фильтры настроены на частоту полезного сигнала ω_1 . Рассмотрим часто возникающую сигнально-помеховую ситуацию, когда мощная помеха $s_2(t)$ не ослабляется преселекторным фильтром в достаточной степени или находится в пределах его полосы пропускания и блокирует усилитель. Будем считать, что мощностью шума $n_2(t)$ в полосе помехи можно пренебречь (в силу большой мощности помехи в месте приёма). Таким образом, шум $n_2(t)$ можно исключить из рассмотрения, что упрощает теоретические формулы. Помимо полезного сигнала, на частоте ω_1 окажутся некоторые интермодуляционные компоненты, порядок которых зависит от соотношения частот сигнала и помехи на входе усилителя. Мощность этих интермодуляционных составляющих быстро убывает с ростом их порядка, и на практике достаточно бывает учесть одну – две из них для получения приемлемой точности вычисления отношения сигнал/шум.

Поскольку в рассматриваемой задаче полезный сигнал и помеха являются гармоническими, то комбинационные компоненты на частоте ω_1 будут интерферировать с полезным сигналом, что приводит к зависимости отношения сигнал/шум от разности фаз сигнала и помехи.

На рис. 2-3 приведены результаты теоретического расчёта и имитационного моделирования зависимости

$$Q_{\omega_1}(a_2) = \rho_{\omega_1}^2(a_2) / \rho_{\omega_1}^2(0),$$

показывающей, во сколько раз отношение сигнал/шум по мощности $\rho_{\omega_1}^2(a_2)$ на выходе при действии помехи изменяется по сравнению с тем же отношением в отсутствии помехи в зависимости от амплитуды помехи на входе a_2 .

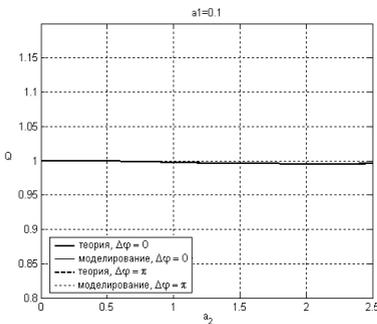


Рис. 2

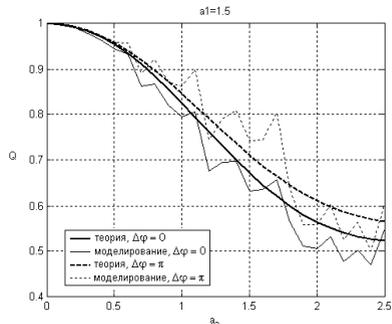


Рис. 3

На этих графиках зависимости приведены для двух значений разности фаз $\Delta\varphi$ сигнала и помехи, приводящих к минимальному и максимальному значениям величины $Q_{\text{об}}(a_2)$. Рис 2. соответствует амплитуде полезного сигнала на входе a_1 , при которой в отсутствии помехи усилитель работает в линейном режиме, а рис. 3 – в нелинейном. В первом случае, как видно из рис. 2, помеха практически не влияет на выходное отношение сигнал/шум, а во втором случае она приводит к его плавному снижению.

[1] Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. –М.: Радио и связь, 1982, 624с.

НЕКОТОРЫЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ РЕШЕТКИ-УМНОЖИТЕЛЯ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА

А.Л. Умнов¹, В.А. Филимонов¹, В.И. Шашкин²)

¹Нижегородский госуниверситет, ²Институт физики микроструктур РАН

Актуальность изучения электромагнитных волн терагерцового диапазона обусловлена достаточно широкими возможностями их применения в различных областях астрономии, медицины, физическо-химического анализа материалов и беспроводной связи [1]. При этом важной является задача разработки новых источников излучения данного диапазона, и одними из наиболее перспективных являются источники на основе умножения частоты [2]. В настоящей работе рассматривается возможность получения терагерцового излучения при помощи умножения частоты излучения КВЧ диапазона ($F=150$ ГГц) на решётке нелинейных рассеивателей. Анализ электродинамики задачи проводился на основе интегрального уравнения Поклингтона, учёт нелинейности нагрузки велся при помощи метода возмущений [3].

Результаты моделирования показывают, что для эффективного преобразования поля основной частоты, возбуждающего рассеиватель, в поле на гармонике этой частоты необходимо использовать вибратор, настроенный на основную частоту, при этом предпочтительным является использование нагрузки с минимально возможным значением емкости (C_0). На рис.1 показана зависимость мощности, рассеянной в основную частоту (P_1) и вторую гармонику (P_2) при двух различных значениях емкости C_0 для возбуждающего поля частотой $F=150$ ГГц и амплитудой $E=20$ В/м. Графики для P_1 при $C_0=0.01$ пФ и $C_0=0.02$ пФ практически совпадают.

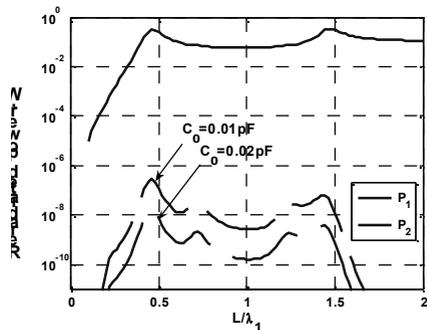


Рис. 1

Следует отметить, что мощность, рассеянная в поле на гармониках основной частоты, существенным образом зависит от типа нелинейности, включенной в антенну: использование реактивной (емкостной) нелинейной нагрузки позволяет существенно повысить уровень переизлученных рассеивателем гармоник основной частоты по сравнению со случаем использования активной нелинейной нагрузки. Для одного и того же диода, смещённого в область положительных (характер нелинейности чисто активный) и отрицательных (где наиболее значительную роль играет емкость перехода) напряжений, разница в значениях мощности, переизлученной во вторую гармонику составляет три – четыре порядка.

Важную роль в описанных выше эффектах играет автосмещение рабочей точки нелинейного элемента, возникающее при наличии квадратичного члена в характеристике активной части нелинейности, которое приводит к изменению емкости нелинейного элемента и крутизны наклона вольт-фарадной характеристики в рабочей точке. Изменение емкости ведет к изменению резонансной частоты рассеивателя, а изменение крутизны характеристики – к изменению эффективности преобразования сигнала основной частоты в сигнал гармоники. Показано, что использование внешнего НЧ сигнала для выбора рабочей точки нелинейного элемента позволяет скорректировать чувствительность параметров вторичного поля к амплитуде первичного поля.

Большой интерес представляет также не полная мощность излучения, а значения полей рассеяния в точке наблюдения. При этом даже небольшой сдвиг фаз возбуждающих рассеиватели полей, обусловленный смещением одного из рассеивателей по направлению распространения волны относительно другого рассеивателя, приводит к существенному изменению диаграммы направленности (D_2) на гармониках возбуждающего поля, причем чем выше номер гармоники, тем сильнее искажена диаграмма направленности (ДН). На рис.2 показано изменение ДН при смещении одного из 2-х рассеивателей, расположенных на расстоянии 0.3λ на 0.1λ по направлению распространения волны. Данный эффект связан с тем, что при умножении частоты умножается и сдвиг по фазе разных источников. Поэтому, при изготовлении решётки-умножителя основное внимание следует уделять точности.

Таким образом, проведенное исследование на основе анализа одного рассеивателя и взаимодействия нескольких рассеивателей в решётке позволило выявить особенности проектирования и сделать некоторые

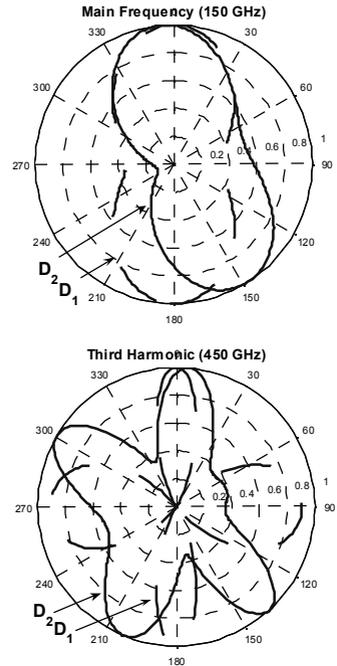


Рис. 2

предварительные выводы о конструкции многоэлементной антенной решетки-умножителе.

- [1] Siegel P.H. //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2002. V.50, No.3. P.910.
- [2] Шашкин В.И., Вакс В.Л., Вopilкин Е.А., Данильцев В.М., Климов А.Ю., Кузнецов М.И., Мурель А.В., Рогов В.В., Хрыкин О.И. //В кн.: Тр. 11-й межд. конф. "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии". –Севастополь: Вебер, 2001, с.430.
- [3] Умнов А.Л., Филимонов В.А., Шишалов И.С. //В кн.: Тр. 8-й научн. конф. по радиофизике. 7 мая 2004 г. /Ред. А.В.Якимов. –Н.Новгород: ТАЛАМ, 2004, с.29.

ПРОДЛЕНИЕ ВРЕМЕНИ ЖИЗНИ СЕНСОРНОЙ СЕТИ С ПОМОЩЬЮ МЕТОДОВ КОЛЛЕКТИВНОЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

К.Г.Мишагин, В.А.Пастухов, А.Н.Садков

Нижегородский госуниверситет

В последнее время широкое распространение получают беспроводные сенсорные сети, построенные на недорогих сенсорах-передатчиках с низким энергопотреблением. Одним из основных требований, предъявляемых к таким сетям, является продолжительная автономная работа.

В беспроводных сенсорных сетях каждый узел играет двойную роль: с одной стороны он является инициатором передачи данных, с другой - маршрутизатором сообщений, полученных от других узлов. Неисправность или гибель нескольких узлов может потребовать изменения маршрутизации и реорганизации сети. Следовательно, проблема управления сенсорными сетями, а также сохранения энергии сетей имеет большое значение при их проектировании. По этой причине исследователи сфокусировали свои усилия на создании протоколов и алгоритмов для сенсорных сетей, способных сохранить энергию и продлить время жизни сети.

В типичном режиме работы узлы передают информацию на базовую станцию, которая обеспечивает хранение данных и доступ к ним через другие сети или через Интернет. Такая топология увеличивает энергетическую нагрузку на узлы, находящиеся в непосредственной близости от базовой станции [1], что служит причиной более раннего выхода сенсорных узлов из строя и, как результат, уменьшает коэффициент связности сети (отношение числа узлов, способных передать информацию на базовую станцию, к общему числу узлов).

В работе рассматривается возможность преодоления данной проблемы и, следовательно, повышения времени жизни сенсорной сети путем использования метода коллективной передачи информации [2]. Сущность метода заключается в следующем. После того, как связность сети резко падает в результате выхода из строя узлов вокруг базовой станции, оставшиеся узлы объединяются в кластеры и передают собранную информацию коллективно, используя принцип когерентной

передачи информации [3]. Это значительно увеличивает расстояние, на которое могут передать узлы и, таким образом, можно ожидать повышения связности сети и продления времени жизни. Под временем жизни сети понимается период времени до падения связности ниже определенного порога.

Для подтверждения данной гипотезы были проведены эксперименты в разработанной нами системе моделирования. Была рассмотрена сенсорная сеть, состоящая из 300 узлов, случайно распределенных по территории 100x100 метров. Каждый узел имел ограниченный радиус действия, определяемый мощностью узла и чувствительностью приемника. Топология сети полагалась неизменной. На первоначальном этапе каждый узел имел начальный запас энергии $E_0 = 0.4J$. В эксперименте полагалось, что данные передаются на базовую станцию периодически, то есть базовая станция посылает запрос, после чего все узлы начинают переда-

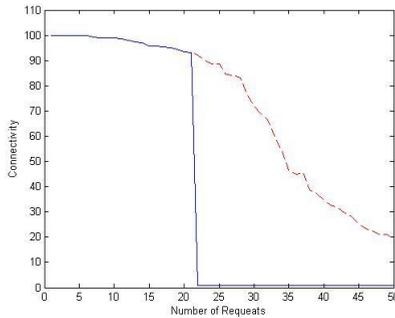


Рис. 1

вать свою информацию. Каждая такая передача информации называется опросом сети. Энергия, потраченная на прием и передачу одного сообщения от другого узла, определяется следующей формулой:

$$E_{relay} = E_{rx} + E_{tx}, \quad (1)$$

где E_{rx} – энергетические затраты в приемнике, E_{tx} – энергетические затраты в передатчике.

Энергия, затраченная на измерение и передачу параметров исследуемого явления:

$$E_{sense} = E_s + E_{tx}, \quad (2)$$

где E_s – энергия, потраченная в сенсоре.

В моделировании энергетические затраты равнялись $E_{sense} = E_{relay} = 500 \mu J$.

Результаты моделирования представлены на рис.1. На графике по горизонтальной оси отложено количество опросов сети, а по вертикальной – связность. Как следует из графика, после 21-го опроса сети связность падает практически до нуля (сплошная линия), а связность кластеризованной сети (прерывистая линия) остается достаточно высокой еще на протяжении нескольких опросов сети.

Таким образом, использование методов коллективной передачи информации и когерентного сложения полей от нескольких узлов позволило значительно продлить время жизни сенсорной сети.

Работа выполнена при поддержке Академической программы компании Intel.

- [1] Ritter H., Schiller J., Voigt T., Dunkels A., and Alonso J. //In Proc. of the Second European Workshop on Sensor Networks (EWSN2005). Istanbul, Turkey, 2005.
- [2] Mishagin K., Pastuhov V., Sadkov A., Umnov A. //In Proc. of the International Scientific Conference “Informatics, Mathematical, Modelling and Design in the Technics, Controlling and Education” (IMMD). Vladimir, Russia, 2004.
- [3] Yung-Szu T., Pottie G.J. //IEEE Vehicular Technology Conference, 2002. V.1. P.130.

АНАЛИЗ И МЕТОДЫ РЕШЕНИЯ ПРОБЛЕМ ПРОТОКОЛОВ СЕТЕВОГО И КАНАЛЬНОГО УРОВНЕЙ СЕНСОРНЫХ СЕТЕЙ

Д.А.Головачев, А.Л.Умнов, И.С.Шишалов

Нижегородский госуниверситет

В последние несколько лет наблюдается быстрорастущий интерес к новой парадигме беспроводных компьютерных сетей – сенсорным ad hoc сетям [1], состоящим из большого числа однотипных автономных узлов, которые имеют в своем составе (в качестве обязательных элементов) трансивер, микропроцессор, сенсорное устройство и источник питания. Узлы сети, располагаясь на небольшом расстоянии друг от друга, собирают информацию о параметрах окружающей среды и передают ее по цепочке от узла к узлу на базовую станцию. Число узлов в подобных сетях может составлять от нескольких единиц до десятков тысяч.

Задачи, возникающие при создании протоколов сенсорной сети, несколько отличаются от задач, решаемых при разработке обычных проводных или беспроводных сетей. Узел сенсорной сети представляет собой очень простое устройство с ограниченными энергетическими и вычислительными ресурсами, а время его автономной работы должно составлять годы. Для его увеличения требуется уменьшить время, в течение которого включен или приемник, или передатчик. Таким образом, одним из главных ограничений, накладываемых на стек протоколов, является малая длина рабочего цикла (duty cycle – отношение времени, в течение которого производится прием или передача данных, к общему времени работы сети). В последнее время предпринимаются попытки адаптации уже существующих стеков протоколов к специфике сенсорных сетей. Однако при таком подходе решается лишь часть проблем; разработка же универсального набора комплексных стеков протоколов, предназначенных для различных типов сенсорных сетей, является еще нерешенной задачей.

Рассмотрим основные особенности канального уровня протоколов сенсорных сетей. В классических алгоритмах доступа к среде (MAC) требуется или постоянно включенный передатчик (случайный доступ к среде), или точная временная синхронизация. В случае беспроводной сенсорной сети поддерживать приемники в

узлах во включенном состоянии или обеспечивать точную временную синхронизацию накладно (в том числе и битовую – за счет увеличения длины преамбулы). Еще одним недостатком алгоритмов случайного доступа являются известные проблемы скрытой точки [2]. Разумной альтернативой представляется использование механизма опроса узлов базовой станцией (polling). Однако у этого метода есть существенный недостаток – при значительном числе узлов цикл опроса может быть длительным по времени. Таким образом, протоколы канального уровня не могут быть заимствованы из классических решений, широко распространенных в существующих сетях. Некоторыми авторами [1,3] предлагаются к рассмотрению протоколы, представляющие собой гибриды существующих, при этом сочетании их положительных для сенсорных сетей качеств позволяют получить приемлемые решения. Например, возможно введение в сенсорную сеть «неоднородностей» в виде специализированных узлов, которые могут играть роль базовых станций в режиме polling. Еще одной возможной альтернативой может быть реализация в узлах сети специализированных сверхмалопотребляющих приемников, единственным предназначением которых является включение основного приемника при получении ими служебной последовательности.

Сетевой уровень стека протоколов сенсорной сети должен поддерживать функционирование в режиме ad hoc, при этом доля служебного трафика должна быть минимальна. Еще одним требованием, предъявляемым к протоколу, является поддержка самоорганизации сети и динамического обновления маршрутных таблиц.

Для сетей с большим количеством узлов возникает проблема построения их логической структуры. В плоских сетях без логической структуры каждый отдельный узел сети располагает информацией о параметрах среды только в пределах своей активности. Поэтому узлы должны взаимодействовать друг с другом для контроля сети: идентифицировать появление канала и его потерю, объединение узла и разъединение. Следует учитывать, что любое подобное взаимодействие приводит к увеличению duty cycle, и, следовательно, к неэффективному использованию источника питания. Было предложено множество методов решения этой проблемы, однако никакое из них не является универсальным. Так, предлагается использовать методы кластеризации сети (т.е. разбиение всех узлов на группы), или использования TDMA методов для передачи служебной информации [1]. Однако у большинства существующих протоколов сетевого уровня имеется существенный недостаток – каждый узел сети обладает данными лишь о своих непосредственных соседях, но не располагает информацией о сети в целом.

В сетях с быстро изменяющейся топологией остро стоит проблема маршрутизации. Одним из подходов при построении алгоритмов маршрутизации является использование данных о местонахождении узла (GPS или иной метод). Однако использование GPS приемников в узлах неэффективно в силу большой потребляемой мощности. Другим подходом является метод кластеризации узлов (объединение узлов, например, по территориальному признаку). При этом таблицы маршрутизации являются общими для кластера. Тогда решающую роль будет определять выбор используемой метрики.

В данном обзоре были рассмотрены основные проблемы и задачи, возникающие при разработке стеков протоколов сенсорных сетей. Было показано, что использование стандартных решений, применяемых в современных вычислительных сетях, в случае сенсорных ad hoc сетей не адекватно. Таким образом, необходим поиск новых решений, удовлетворяющих описанным критериям.

- [1] Callaway E.H. Wireless Sensor Networks: Architectures and Protocols. – New York: CRC Press LLC, 2004. 350 p.
- [2] Fullmer C.L., Garcia-Luna-Aceves J.J. //Proc. ACM SIGCOMM '97. 1997. V.27, №4. P.39.
- [3] Guo C., Zhong L.C., and Rabaey J.M. //Proc. IEEE Global Telecom. Conf. 2001. V.5. P.2944.

РАЗРАБОТКА СИМУЛЯТОРА СЕНСОРНЫХ СЕТЕЙ С ДЕТАЛЬНЫМ МОДЕЛИРОВАНИЕМ ФИЗИЧЕСКОГО УРОВНЯ

А.В.Конощенко, Ф.В.Макаров, А.Н.Садков

Нижегородский госуниверситет

Сенсорные сети – одно из самых перспективных направлений развития беспроводных коммуникационных технологий [1]. При разработке сети важно определить ее основные параметры. Для этого необходимо создать симулятор сенсорной сети, который давал бы пользователю возможность варьировать различные настройки и в итоге предоставлял бы информацию, необходимую для принятия решения о преимуществе тех или иных параметров в заданной обстановке без проведения реального эксперимента. В данном проекте работа сенсорной сети реализуется с использованием принципов агентного моделирования.

Агентные модели позволяют получить представление об общем поведении системы, исходя из предположений о поведении ее элементов при отсутствии знания о глобальных законах [2]. Разработка ведется в среде моделирования Anylogic (рис. 1). В нашем симуляторе созданы модели типичного узла и центрального устройства, разработана среда их взаимодействия. На рис.2 представлена схема узла и его взаимодействие с другими блоками системы моделирования. Узел взаимодействует с блоком распространения исследуемого явления в окружающей среде, моделью источника питания, каналом и моделью ландшафта и окружающей среды.

Блок распространения исследуемого явления описывает законы распределения изменений параметров окружающей среды, соответствующих этому явлению. Например, температурное поле, химическое загрязнение и т.д.

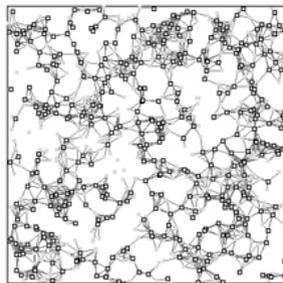


Рис. 1. Вид сети в среде моделирования

Очень важно создать адекватную модель источника питания. Это связано с тем, что одной из важнейших задач разработки сенсорных сетей является создание наиболее энергоэкономичного сенсорного узла. В зависимости от уровня заряда батарей могут быть предприняты различные меры для снижения энергопотребления, например, уменьшение мощности, выделяемой передатчику или прекращение участия в роутинге сообщений в сети, т.е. узел будет передавать только собственные сообщения с информацией от сенсора [3].

Для каждого из типичных узлов смоделированы программный, сетевой, MAC и физический уровни.

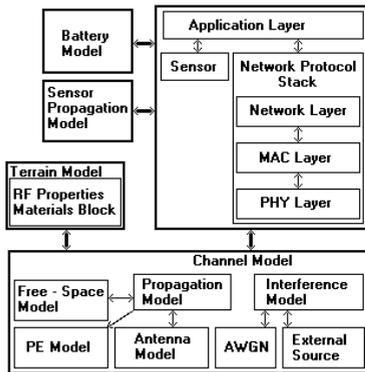


Рис. 2. Схема взаимодействия моделей

Программный уровень взаимодействует с сенсором и низлежащим сетевым уровнем, обрабатывая информацию, полученную от сенсора (сенсорный канал). На сетевом уровне реализованы алгоритмы ANODR и ClusterTree [4]. На MAC уровне моделируются алгоритмы доступа к каналу, CSMA-CA или смешанный TDMA/FDMA.

В симуляторе детально моделируется физический уровень и соответствующие модели окружающей среды, а именно канала и земной поверхности. Внешние условия и особенности передающего устрой-

ства могут отразиться на работе сети, поэтому нуждаются в детальном изучении. Такой подход позволяет достичь более точного (по сравнению с другими аналогичными симуляторами) моделирования сенсорной сети.

Модель канала включает в себя блоки распространения радиоволн и влияния помех. Последний подразумевает моделирование белого гауссовского шума в канале, а также влияние внешних источников электромагнитных волн. Все эти факторы будут учитываться при передаче сообщений. Модель распространения радиоволн использует метод параболического волнового уравнения (ПВУ), являющегося приближением уравнения Гельмгольца и широко применяемого для расчета распространения электромагнитных и акустических волн. ПВУ позволит вычислять возможность связи с высокой степенью точности, а также с учетом эффектов, связанных, например, с дифракцией и отражением от поверхности. Окружающая среда моделируется с учетом ландшафта и диэлектрических свойств среды и обеспечивает построение еще более точной модели распространения радиоволн. Эти блоки будут выполнены в виде отдельных библиотек, подключенных к основной программе.

Работа выполнена при поддержке Академической программы компании Intel.

- [1] Callaway E.H. Wireless Sensor Networks: Architectures and Protocols. – New York: CRC Press LLC, 2004. 350 p.
 [2] <http://www.xjtek.com/files/docs/agentbasedmodeling.ru.pdf>
 [3] Akyildiz I.F., Su W., Sankarasubramaniam Y., Cayirci E. //IEEE Communications Magazine. 2002. P.102.
 [4] <http://www.eecs.berkeley.edu/~csinem/academic/publications/zigbee.pdf>.

МНОГОПРОЦЕССОРНАЯ СИСТЕМА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ

Н.П.Молков, М.А.Соколов, Ю.В.Ушаков, М.А.Шуралев

Нижегородский госуниверситет

Проект разработки универсального измерительного прибора направлен на создание системы, позиционируемой как гибкое, многофункциональное измерительное средство, работающее в режиме реального времени. Отличительными особенностями предлагаемой разработки является ширина обрабатываемой полосы до сотен мегагерц в сочетании с гибкостью, обеспечивающей возможность сконфигурировать прибор для индивидуальной измерительной задачи. Такие характеристики могут быть обеспечены за счет аппаратной обработки сигналов в цифровом виде на кристалле с изменяемой архитектурой. В функциональные возможности прибора входит: корреляционно-спектральный анализ, фильтрация, статистическая обработка данных, вычисление Вейвлет-преобразования, кепстра, биспектра и т.д. [1,2].

Структуру измерительного прибора можно условно представить в виде трех частей: измерительные модули, система обработки и программное обеспечение (см. рис.1).

В задачу измерительных модулей входит представление анализируемого аналогового сигнала в цифровом виде согласно теореме Котельникова [1].

Система обработки осуществляет сбор данных с нескольких измерительных модулей, хранение, предварительную обработку и отправку результатов обработки в ПК. В качестве устройства сбора и обработки данных

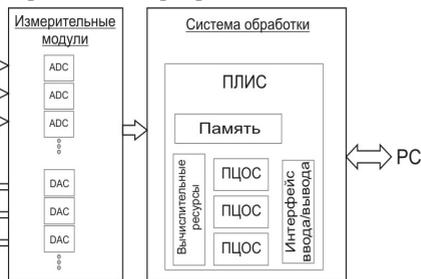


Рис. 1

решено использовать программируемую логическую интегральную схему (ПЛИС). Подобные интегральные схемы представляют собой реконфигурируемые кристаллы, разбитые на логические элементы. На базе этих логических элементов можно построить конечные автоматы, реализующие алгоритмы цифровой обработки сигналов и, оптимизируя их структуру, добиться более высоких скоростей вычисления, чем в случае программной реализации алгоритмов на ПК.

Специальное программное обеспечение, установленное на ПК с подключенным к нему измерительным прибором, в процессе работы осуществляет только сбор и отображение результатов обработки информации, проведенной аппаратно.

Предлагаемая архитектура системы обработки основана на анализе алгоритмов цифровой обработки сигналов и вычислительных способностей ПЛИС фирмы Xilinx [3,4].

Измерительную систему предполагается составить из следующих компонентов: управляющие блоки (УБ), вычислительные блоки (ВБ), блоки ввода-вывода (БВВ).

Управляющий блок содержит команды управления вычислительными блоками и блоками ввода-вывода, а также командами управления памятью. Он является основным программно доступным элементом и представляет собой специализированный процессор с системой сложных команд, архитектура которого разработана специально для доступа к вычислительным ресурсам, находящимся вне УБ. Такое расположение позволяет наиболее эффективно использовать возможности ПЛИС и осуществлять переконфигурирование устройства. Примерами команд УБ являются: свертка, шаг быстрого преобразования, корреляция, команды пересылки данных и т.д. По предварительным оценкам тактовая частота УБ 100 МГц, при этом он занимает около 10% логических элементов ПЛИС Spartan3 400. На кристалле планируется разместить несколько УБ для параллельной обработки потоков, как минимум, по одному на каждый входной канал.

Вычислительный блок играет роль сопроцессора. Он представляет собой набор конечных автоматов, осуществляющих операции, выбор которых основан на анализе включенных в измерительную систему алгоритмов цифровой обработки. К ним относятся: умножение с накоплением, типичные арифметические операции, базовая операция быстрого преобразования Фурье. Все вычислительные операции выполняются непосредственно в вычислительном блоке. С целью увеличения производительности можно использовать несколько ВБ. Команды для этих блоков в основном векторные. Тактовая частота каждого ВБ на ПЛИС Spartan3 400 составляет до 200МГц, и он занимает около 3% логических элементов кристалла. Количество вычислительных блоков определяется, в основном, числом умножителей, реализованных производителем на данном кристалле. ПЛИС Spartan3 400 имеет 16 умножителей [3]. Соответственно, количество вычислительных блоков может достигать 16 штук.

Блок ввода-вывода содержит такие элементы, как: очереди, буферы, специальные децимирующие фильтры, и управляется также при помощи УБ.

Предлагаемая архитектура позволяет максимально эффективно использовать аппаратную логику ПЛИС фирмы Xilinx при условии, что система обработки должна обладать свойством переконфигурируемости и изменения набора алгоритмов цифровой обработки сигналов в зависимости от индивидуальной измерительной задачи, что обеспечивает высокую производительность и гибкость системы.

[1] Оппенгейм А.В., Шафер Р.В. Цифровая обработка сигналов. – М.:Связь, 1979, 416 с.

- [2] Воробьев В.И., Грибунин В.Г. Теория и практика вейвлет-преобразования. – СПб: ВУС, 1999, 204с.
[3] <http://www.xilinx.com>.

ПРОСТЕЙШИЙ МАЛОПОТРЕБЛЯЮЩИЙ ЦИФРОАНАЛОГОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Л.В. Вдовин, Д.А. Головачев, П.В. Ковалев, И.С. Шишалов

Нижегородский госуниверситет

Цифроаналоговое преобразование используется в большинстве современных систем передачи и сбора информации. Рынок микроэлектроники наполнен огромным количеством устройств, выполняющих эту функцию, но стоимость готовых изделий, в котором он будет использован. По этой причине самостоятельная разработка цифроаналоговых преобразователей представляется перспективной и экономически оправданной задачей. Очевидно, что в приложениях, где требуется формирование сигналов с высокой точностью и с частотой более 5 кГц, данный подход не принесет желаемого эффекта из-за сложной технической реализации схемы. Но в системах с более мягкими требованиями на генерируемый аналоговый сигнал, предложенный подход вполне применим. Примером такого устройства может быть узел экспериментального радиоволнового локатора (РЛ) [1].

В РЛ определение положения объекта осуществляется за счет анализа НЧ спектра вторых гармоник, порождаемых на системе нелинейных рассеивателей. Для того чтобы различать излучение, порожденное на узлах РЛ, напряжение смещения, подаваемое на нелинейный элемент, модулируется низкочастотным сигналом, причем каждый нелинейный рассеиватель имеет уникальную частоту модуляции. Для решения задачи оптимизации выбора интенсивности второй гармоники требуется иметь возможность управлять амплитудой и средним значением подаваемого сигнала. Устройства, выполняющие эти задачи, должны иметь низкую стоимость и потреблять мало энергии для питания.

Для дистанционного управления узлом интерферометрического локатора используется простой малопотребляющий микроконтроллер Atmel ATmega 8515, который не имеет встроенного ЦАП, поэтому для получения сигнала заданной формы в данной системе используют метод извлечения низкочастотных составляющих из широтно-импульсно модулированного (ШИМ) сигнала.

Механизм генерации ШИМ сигнала таймерами, работающими в соответствующем режиме, следующий: текущее значение счетчика сравнивается со значением регистра сравнения, при совпадении вырабатывается прерывание и меняется

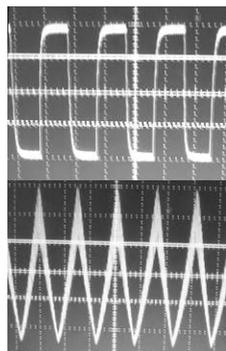


Рис. 1

Пример работы ЦАП

состояние на выходе таймера. Обратное изменение состояния происходит при достижении максимального или минимального значения счетчика. В рассматриваемой схеме для генерации ШИМ сигнала используется 8-bit таймер, что соответствует максимальному значению разрядности полученного ЦАП. Для извлечения низкочастотного сигнала из ШИМ последовательности используется интегрирующая цепочка (рис.2), которая усредняет подаваемые на нее импульсы и преобразует сигнал, квантованный по времени в сигнал, квантованный по уровню. В первом приближении можно считать, что уровень усредненного сигнала линейно связан со скважностью подаваемого импульса. Таким образом, управляя скважностью последовательности ШИМ импульсов, можно задавать сигнал произвольной формы, частота которого должна быть много меньше частоты следования ШИМ импульсов, которая в представленной схеме составляет 31.25 кГц.

В спектре ШИМ сигнала, в котором скважность импульсов меняется по некоторому НЧ закону, обязательно будут присутствовать частотная составляющая, соответствующая закону модуляции скважности. Чтобы выходной сигнал сохранил только ее, параметры интегрирующей цепочки должны удовлетворять соотношению:

$$f_s < 1/2\pi RC < f_{\text{шим}}$$

где f_s – частота генерируемого сигнала.

Для того чтобы получить сигнал некоторой формы при помощи такого ЦАП нужно ввести соответствующую ему функцию последования, задающую правило вычисления текущего значения скважности по предыдущим значениям. Для простых сигналов это можно реализовать при помощи одного или нескольких математических выражений, но в более сложных случаях требуется вводить таблицы коэффициентов. На рис.2 представлена блок-схема, иллюстрирующая работу программной части ЦАП.

В РЛ программный ЦАП использовался для получения периодических сигналов треугольной и прямоугольной формы (рис.1) с управляемой частотой, амплитудой и средним значением. Частота генерируемых сигналов может изменяться от 100 Гц до 3 кГц, среднее значение (U_0) – от 0В до 5В, амплитуда (A) – от 0 В до 2,5 В, при выполнении соотношения $U_0 - A > 0$ и $U_0 + A < 5$. Подобное устройство значительно расширяет экспериментальные возможности установки, без внесения существенных изменений в аппаратную часть узла локатора, снижает энергопотребление и уменьшает стоимость.

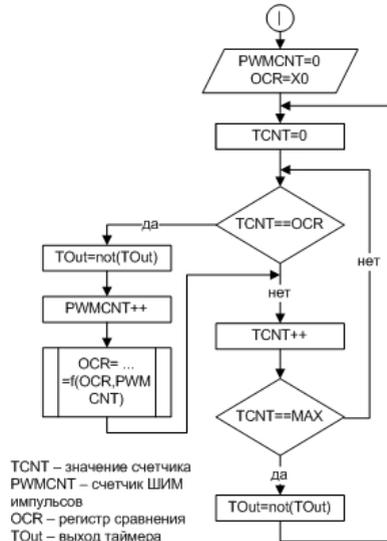


Рис. 2.

Программная реализация ЦАП

- [1] Умнов А.Л., Головачев Д.А., Филимонов В.А., Шишалов И.С. //Нелинейный мир. 2004. Т.2, № 5-6. С.327.

КОДОВОЕ СЖАТИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ. ОСНОВНЫЕ ПОДХОДЫ

А.В.Сергеев, К.С.Дубков

*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения*

Задача сжатия изображений с потерями заключается в уменьшении объема данных, описывающих изображение, при возможном ухудшении качества (критерии: SNR и PSNR) настолько, что человеческий глаз не будет улавливать существенных различий. Основные элементы схем сжатия с потерями – алгоритмы квантования (отображение большого множества возможных входных значений в маленькое выходное множество – место внесения собственно потерь) и энтропийное сжатие без потерь полученных после квантования данных. Различают:

- скалярное квантование, когда сжатие осуществляется за счет деления (округления) отдельных отсчетов изображения (чисел);
- векторное квантование, когда работа происходит с блоками изображения (доменами), которые заменяются векторами из некоторого известного или строимого адаптивно по картинке множества – кодовой книги. Векторное квантование в среднем даёт лучшее качество по сравнению со скалярным при той же степени сжатия, однако при этом необходимо передавать относительно большую кодовую книгу.

Указанной проблемы удастся избежать, применив кодовое квантование – вариант векторного квантования, при котором кодовая книга не передается и осуществляется покрытие доменов исходного изображения по заданному алгоритму с помощью известного на стороне приемника и получателя кода. Поиск ближайшего к домену кодового слова рассматривается как задача декодирования кодового слова с ошибкой в ближайшее по выбранной метрике.

Работающая схема действительно кодового квантования была предложена в работе [1]. Сжатие осуществляется во временной области, подомненно, по битовым плоскостям, для квантования используется LDPC– код. Шаги алгоритма:

- подготовка исходных данных: взятие домена из яркостной компоненты изображения, разбиение его на битовые плоскости (БП);
- выставление надежностей битовым плоскостям изображения – чем более значим бит в БП для формирования пикселя, тем выше у него надежность;
- последовательное итерационное декодирование многопороговым (Multi-threshold, MT) декодером входных БП в ближайшие кодовые слова LDPC-кода, сохранение информационной совокупности в выходной поток.

Получаемые слова могут дополнительно сжиматься без потерь при помощи алгоритмов Хаффмана и кодирования длин серий (RLE).

Базовая схема, в случае использования её совместно с алгоритмом разностного JPEG для последующего сжатия разности между полученным кодовым словом и исходным доменом, даёт выигрыш по сравнению со стандартным алгоритмом JPEG до 50% в степени сжатия. Исследования показали, что наиболее сильной стороной предложенной в [1] схемы кодового квантования является алгоритм выставления надёжностей. Остальные элементы алгоритма могут быть улучшены.

Выбор LDPC-кода в базовой схеме обусловлен легкостью задания и относительной простотой процедур кодирования/декодирования. Однако сравнение спектра входных БП и спектра кода показывают, что выбранный код не оптимален для поставленной задачи. Более перспективными выглядят использование БЧХ-кодов, случайных конструкций, а также набора эквидистантных кодов.

Для используемой процедуры выставления надёжностей МТ-декодер не даёт никаких преимуществ и даже приводит к ухудшению результатов по сравнению, например, с более простым алгоритмом декодирования перебором информационных совокупностей по минимуму обобщенного расстояния (МОР). Схему выставления надёжностей можно охарактеризовать как хорошую и отвечающую задаче, т.к. экспоненциальное увеличение числа итераций декодера по МОР приводит к линейному и очень небольшому росту качества по SNR.

Анализ спектральной характеристики входной картинки (во временной области) позволяет сделать вывод, о том, что наиболее значимая информация находится в первых четырёх битовых плоскостях. Самую значимую плоскость – первую – на наш взгляд неэффективно подвергать квантованию во временной области, т.к. потери качества слишком велики. Её регулярная структура с большим количеством подряд идущих нулей и единиц позволяет хорошо сжимать её без потерь с использованием пары алгоритмов RLE-Хаффман. Наоборот, младшую битовую плоскость, восьмую, можно откидывать без видимых потерь качества.

Более интересным и эффективным по сравнению со сжатием во временной области выглядит квантование матриц деталей вейвлетного разложения, поскольку:

- существует возможность использования направленной группировки деталей разложения при формировании доменов: домен-строка в матрицах горизонтальных деталей, домен-столбец в вертикальных и т.д.
- старшие битовые плоскости матриц деталей подвергаются кодовому квантованию гораздо лучше (по сравнению с БП во временной области) в силу более регулярной структуры и малых амплитуд отсчетов. Как следствие – хорошо сжимаемые длинные последовательности единиц и нулей в БП.

Приведенные модификации позволяют улучшить качество при той же степени сжатия до следующих величин:

Тестовое изображение	Код	МТ-декодер (Time)	Декодер по ИС (Time)	МТ-декодер (Wavelet)	Декодер по ИС (Wavelet)
Baboon	(64, 34)	21,69 dB	26,42 dB	24,94 dB	29,35 dB
	(64, 23)	17,91 dB	23,25 dB	20,99 dB	26,11 dB
Lena	(64, 34)	26,00 dB	30,47 dB	33,39 dB	36,55 dB

	(64, 23)	22,01 dB	27,23 dB	29.73 dB	33,85 dB
--	----------	----------	----------	----------	----------

- [1] Белоголовый А.В. Кодовое квантование при сжатии видеоизображений. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. –С.-Петербург: ГУАП, 2004, 117с.

К ВОПРОСУ ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ КОДОВОГО КВАНТОВАНИЯ ДЛЯ СЖАТИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ

С.А.Ляшенко, А.В.Сергеев

Основу современных стандартов сжатия изображений с потерями (JPEG, JPEG2k, MPEG) составляют алгоритмы, основанные на механизме скалярного квантования. Однако рост производительности компьютерной техники даёт возможность применить для этой задачи более вычислительноёмкие подходы и методы и за счет этого значительно улучшить качество и увеличить степень сжатия.

Одним из таких направлений являются алгоритмы сжатия, основанные на идее векторного квантования (ВК), заключающегося в отображении множества заранее сформированных векторов (доменов) входного изображения в конечное множество векторов, называемое кодовой книгой (КК). При векторном квантовании (рис. 1) входными данными являются вектора, а не отдельные числа. В среднем, ВК с использованием построенной по изображению КК даёт лучшие результаты, чем скалярное, однако, во-первых, требует передачи КК на сторону получателя, и, во-вторых, алгоритмы адаптивного построения КК требуют большого числа вычислений.

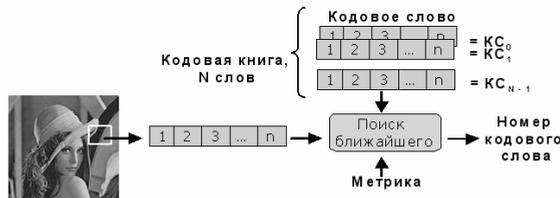


Рис. 1 Схема векторного/кодového квантования

В [1] в качестве решения проблемы было предложено применить механизм кодового квантования и аппарат теории кодирования, используя в качестве кодовой книги линейный код W . В этом случае задача поиска кодового слова C_i , ближайшего к исходному вектору Y_i сводится к задаче декодирования вектора Y_i кодом W , известным на стороне источника и получателя. Было решено использовать коды с малой плотностью проверок на четность LDPC, обладающие простыми ($O(n \cdot \log(n))$) операциями, где n – длина кода) методами декодирования.

Так как коды LDPC – двоичные, изображение обрабатывалось битовыми плоскостями (БП), кроме того, для каждого вектора битовой плоскости формировался по особому алгоритму вектор надёжностей, определяющий степень важности каждого бита в формировании исходного изображения. Для отображения

входного вектора БП в КС использовался "мягкий" многопороговый МТ-декодер, учитывающий при работе не только исходный вектор битовой плоскости изображения, но и сформированный вектор надежностей. Сжатие достигалось за счет передачи только той части декодированного слова, которая расположена на позициях одной из информационных совокупностей (ИС), по которой возможно однозначное восстановление КС. Однако, как показывают проведенные эксперименты, использование подобной схемы дает неудовлетворительные результаты из-за дополнительных незапланированных искажений изображения в случае, если МТ-декодер не может исправить все ошибки и возвращает слово, не являющееся кодовым. В этом случае при выделении информационной совокупности из некоторого полученного на выходе декодера вектора S , не являющегося кодовым словом кода W , и последующем восстановлении по ней кодового слова, мы получим кодовое слово S' , не равное S . Таким образом, мы внесем дополнительные искажения, существенно ухудшающие изображение. Был предложен способ уменьшить количество подобных искажений за счет перебора по всем присутствующим во входном кодовом слове информационным совокупностям. При этом ищется такая информационная совокупность, что восстановленное по ней кодовое слово будет ближе к исходному вектору битовой плоскости, чем все остальные. Поэтому для тех битовых плоскостей, с декодированием которых МТ-декодер не справился, можно применить алгоритм декодирования перебором информационных совокупностей. На начальном этапе формируется заданное число ИС на самых надежных позициях, так как эти позиции будут сохранены в восстановленном кодовом слове. После этого из выделенных для каждой ИС векторов восстанавливаются кодовые слова. Из них выбирается ближайшее к оригинальному вектору битовой плоскости с учетом выставленных надежностей. Это кодовое слово является результатом работы алгоритма.

Проведенные эксперименты показывают, что при экспоненциальном увеличении количества проверенных информационных совокупностей качество изображения, а именно пиковое отношение сигнал/шум (PSNR) растет, но линейно и с очень малой скоростью. Это позволяет значительно увеличить скорость работы алгоритма, сохранив приемлемое качество (PSNR < 35 при CR < 15 раз, см. рис 2.).

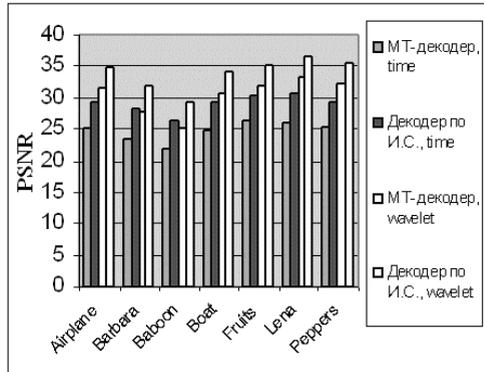


рис. 2 МТ-декодер и декодер по информационным совокупностям во временной и в вейвлетных областях

- [1] Белоголовый А.В. Кодовое квантование при сжатии видеоизображений. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. – С.-Петербург: ГУАП, 2004, 117с.

К ВОПРОСУ О ПРИМЕНЕНИИ ТРЁХМЕРНОГО ДИСКРЕТНО-КОСИНУСНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ СЖАТИЯ ВИДЕОПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

С.А.Семёнов

*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения*

В настоящей работе рассматривается возможность использования компенсации движения, основанной на трёхмерном дискретно-косинусном преобразовании (ЗДКП) как альтернативу двумерной компенсации движения.

ЗДКП определяется в следующем виде:

$$Y_{r p q} = \alpha_r \alpha_p \alpha_q \sum_{t=0}^{T-1} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} X_{t m n} \cos \frac{\pi(2t+1)r}{2T} \cos \frac{\pi(2m+1)p}{2M} \cos \frac{\pi(2n+1)q}{2N}$$

$$\alpha_r = \begin{cases} 1/\sqrt{T}, & r = 0 \\ 2/\sqrt{T}, & r \neq 0 \end{cases} \alpha_p = \begin{cases} 1/\sqrt{M}, & p = 0 \\ 2/\sqrt{M}, & p \neq 0 \end{cases} \alpha_q = \begin{cases} 1/\sqrt{N}, & q = 0 \\ 2/\sqrt{N}, & q \neq 0 \end{cases}$$

Быстрый алгоритм вычисления ЗДКП имеет сложность $O(n^3 \log^3 n)$ [1] и реализуется аппаратно. Если в трёхмерном блоке содержатся одинаковые плоскости, то после применения ЗДКП в первой плоскости будет результат 2ДКП с коэффициентом $L = N / \sqrt{N}$, а во всех других плоскостях нули [2].

Базовый кодер (3DDCT-Base) использует схему аналогичную алгоритму JPEG:

1. весь фильм разбивается на трехмерные домены размером 8*8*8;
2. каждый домен преобразуется с помощью ЗДКП;
3. результат преобразования квантуется и вытягивается в вектор;
4. и кодируется алгоритмом сжатия без потерь.

Для увеличения степени и качества сжатия можно использовать технику *анализаторов движения (3DDCT-MA)*, когда квантователь выбирается в зависимости от характера движения. Все домены разбиваются на три типа: с высоким движением (4*4*4), со средним движением (8*8*4), с низким движением (статичный домен 8*8*8). В домене с низким движением квантовать и передавать можно только первую плоскость.

Для анализа характера движения использовалась метрика L2 между соседними плоскостями. В качестве квантователей были выбраны следующие матрицы [3]:

Параметры *хуров* и *зрор* учитывают геометрию трехмерного блока.

Для преобразования из матрицы в вектор было выбрано зигзаг-сканирование по плоскостям, которое даёт лучшее сжатие, по сравнению с результатами построчного сканирования по плоскостям и трёхмерного зигзаг-сканирования.

Использование разностных предсказаний (3DDCT-Pred). Высокая корреляция между соседними кадрами позволяет применить разностное предсказание для уменьшения количества информации для передачи трёхмерного домена. При этом используется результат сжатия предыдущих кадров.

Если Y_{xy0} – домен базового кадра, а P_{xyz} – текущий блок ЗДКП, то мы будем передавать только разность этих доменов по следующей формуле:

$$P_{xy0} = P_{xyz} - \frac{N}{\sqrt{N}} DCT2D(Y_{xy})$$

Применения этой техники позволяет достигнуть результатов, не уступающих классическим алгоритмам компенсации движения.



Рис. 1. Гибридная схе-

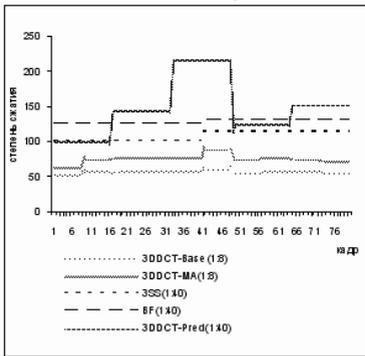


Рис. 2. Результаты сравнения алгоритмов

По статистике около 30% всех доменов – это смещённые домены относительно базового кадра и для них достаточно только передавать вектор смещения (вектор компенсации движения). Поэтому предыдущий кодер можно улучшить, используя *гибридную схему* (рис. 1), когда для плоскостей доменов с высоким движением применить компенсацию движения.

Результаты сравнения алгоритмов приведены на рис.2. Для дальнейших исследований предполагаются следующие задачи:

- Поиск квантователей для различных типов движения и различных трёхмерных блоков.
- Исследование различных метрик для определения характера движения.
- Использование пре- и постфильтрации для увеличения сжатия.

- [1] Chok-Kwan Cheung "Fast Motion Estimation Techniques for Video Compression". 1998.
- [2] Salih Burak Gokturk, Anne Margot F. Aaron. "Applying 3D methods to video for compression".
- [3] Marc Paul Servais. "Video Compression using the Three Dimensional Discrete Cosine Transform". 1996.

ОПЕРАЦИОННАЯ СРЕДА «МЕТЕОР» ДЛЯ НИЗКОПОТРЕБЛЯЮЩИХ УСТРОЙСТВ СБОРА И ПРЕОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

Д.В.Рагозин, А.Л.Умнов, Д.А.Головачёв

Нижегородский госуниверситет

Для построения эффективной сенсорной сети [1] необходимы две компоненты: 1) низкопотребляющие узлы сети (сенсоры); 2) программная компонента (микро-операционная система), работающая в режиме реального времени и поддерживающая функционирование сенсорной сети. К сожалению, существующие решения (например, TinyOS [2]) громоздки и ориентированы на платформы, имеющие большой энергетический бюджет (Atmel AVR [3]). Адаптация такой операционной системы для иной платформы (например, низкопотребляющего контроллера TI MSP430 [4]) требует значительных ресурсов, удорожая сенсоры и увеличивая их энергетический бюджет. Поэтому для поддержки оригинальных сенсорных сетей, создаваемых в Лаборатории физических основ и технологий беспроводной связи радиофизического факультета ННГУ, разрабатывается специализированная операционная среда (ОС) реального времени «Метеор». ОС «Метеор» представляет собой серию модулей, предоставляющих программисту интерфейсы для реализации микро-операционной системы, управляющей сенсорной сетью. Структура ОС «Метеор» показана на рис. 1.

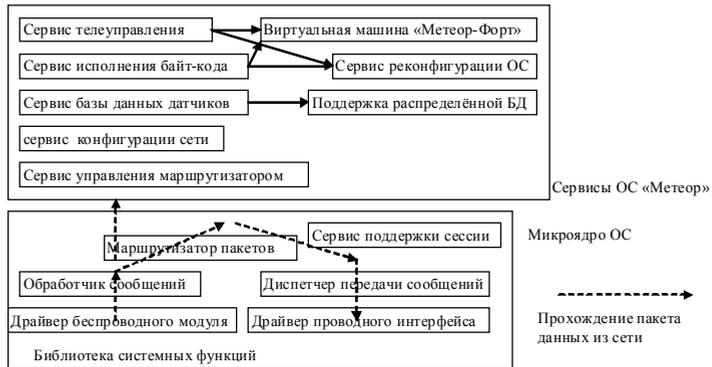


Рис. 1. Структура ОС «Метеор».

ОС «Метеор» состоит из двух частей: микроядра и сервисов. Микроядро предоставляет базовый интерфейс, позволяющий ретранслировать пакеты данных в сенсорной сети и запускать задачи обработки данных в режиме реального времени. Микроядро является платформенно независимым, так как работает с аппаратными средствами исключительно с помощью драйверов внешних устройств, которые разрабатываются под конкретную аппаратную реализацию узла сенсорной сети. Время реакции микроядра на внешнее событие не превышает 10-20 мкс в активном режиме и 40 мс в режиме минимального потребления энергии. В режиме

реального времени работают только драйверные компоненты, остальные компоненты ОС работают в фоновом режиме, что обеспечивает стабильность работы ОС «Метеор».

ОС «Метеор» предоставляет сервисы, необходимые для управления работой всей сети и конфигурации отдельных узлов. Для обеспечения платформенной независимости разработана виртуальная машина (VM) «Метеор-Форт», которая представляет собой реализацию исполнителя кода виртуальной стековой машины [5]. Этот сервис аналогичен VM “Bombilla” в TinyOS [1], но в «Метеоре» он является частью ОС, обеспечивающей работу сети в штатном режиме. Последовательность команд стековой машины может быть передана по сенсорной сети в широковещательном режиме или режиме «точка-точка». Процедуры обработки данных и конфигурации сервисов ОС могут быть описаны в коде VM. Так, с помощью программы в коде VM управляется маршрутизатор пакетов. Сервис телеуправления представляет собой текстовый интерпретатор «Метеор-Форт», воспринимающий текстовые команды пользователя (пользователь работает в этом случае с узлом, как с удалённым терминалом) и исполняющий их.

Отдельно стоит отметить сервис распределённой базы данных, аналогичный TinyDB в TinyOS [1]. Запросы к базе данных в виде кодов VM передаются по сети от узла к узлу. Пользовательский интерфейс к базе данных реализуется программой, исполняющейся на ПЭВМ, подключенной к базовой станции сенсорной сети. Пользователю через интерфейс ODBC предоставляется доступ к таблице данных, содержащей показания сенсоров, которые переданы узлами сенсорной сети на базовую станцию.

ОС «Метеор» поддерживает глобальную синхронизацию времени между узлами сети с минимальной точностью в 0.5 секунды, что позволяет оперативно и с достаточной точностью отслеживать нештатные ситуации в наблюдаемой с помощью сенсорной сети среде. Протокол маршрутизации пакетов не является частью ОС «Метеор» и может быть изменён для решения конкретной прикладной задачи.

Операционная среда «Метеор» может использоваться для решения разнообразных прикладных задач сенсорных сетей, где требуется достаточно сложная обработка поступающих данных и управление сетью в масштабе реального времени.

[1] Умнов А.Л., Головачев Д.А., Филимонов В.А., Шишалов И.С. //Нелинейный мир. 2004. Т.2, №5-6. С.327-337.

[2] <http://www.tinyos.com>

[3] <http://www.atmel.com>

[4] <http://www.ti.com>

[5] Koopman P.J. Stack Computers: the new wave. –Chichester: Ellis Horwood Ltd, 1989, 234 p.

АППАРАТНОЕ ДЕТЕКТИРОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-МОДЕЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ ПЛИС

Д.С. Потехин, Ю.В. Гришанович, Т.А. Бойнова

Ковровская государственная технологическая академия

Эффективная цифровая обработка сигналов с динамически изменяющимся спектральным составом, например, при амплитудной модуляции (АМ) сигналов, используемой при передаче звуковых сигналов по радиоканалу и др., возможна с применением вейвлет-анализа [1]. Однако у данного метода есть существенный недостаток – большой объем операций умножения с накоплением, ограничивающий его применение.

Современные ПЛИС имеют в своем составе встроенные умножители и блоки встроенной памяти. Например, Virtex-II xc2v-250 фирмы Xilinx содержит в своем составе 24 встроенных умножителя независимых целочисленных операндов 18×18 , которые совмещены с блоками памяти размером 1024×18 бит. Схема устройства для реализации вейвлет-преобразования в данной ПЛИС представлена на рис. 1.

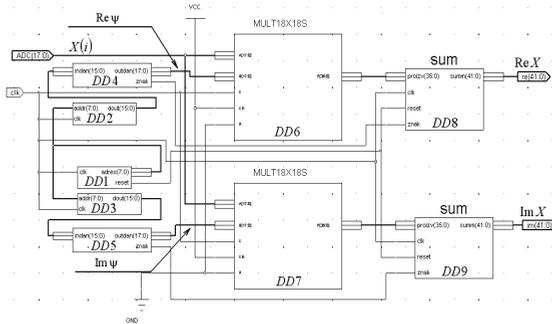


Рис. 1

На входы умножителей DD6 и DD7 поступают по два числовых массива, один – это сигнал с АЦП, а второй – таблицы косинусных и синусных составляющих пси-функции. По фронту сигнала clk на выходе умножителей устанавливается результат произведения, который может накапливаться в сумматорах DD8 и DD9. По окончании цикла работы на выходах сумматоров формируются действительная и мнимая части результатов вейвлет-преобразования входного сигнала $X(i)$.

Таким образом, в ПЛИС xc2v-250 можно параллельно провести расчеты двенадцати масштабов вейвлет-преобразования. Амплитуда исследуемого сигнала находится по формуле:

$$|U| = \sqrt{(\operatorname{Re} X)^2 + (\operatorname{Im} X)^2}$$

Для качественного АМ детектирования достаточно иметь один набор коэффициентов, а для подстройки несущей частоты можно использовать стандартный цифровой синтезатор частоты, сигнал с которого необходимо подавать и на стробирующий вход АЦП и на вход clk .

На рамочную антенну был принят неселектированный сигнал, оцифрован и обработан методом вейвлет-анализа (рис. 2).

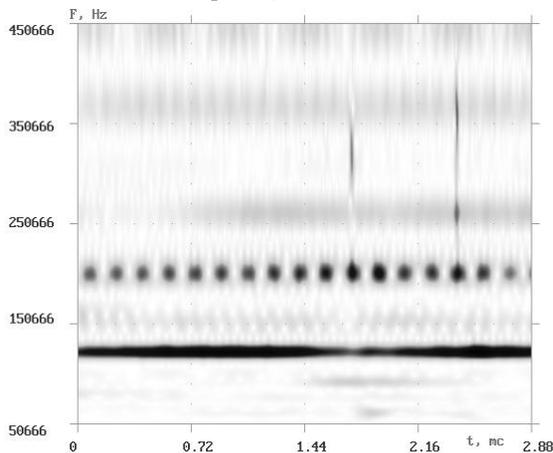


Рис. 2

На частоте 200 кГц четко просматривается АМ сигнал, соответствующий длине волны радиостанции «Маяк» (1500 м).

Подобный принцип можно применить и для аппаратного детектирования ФМ сигналов, что было использовано для выделения доплеровского смещения частоты в ультразвуковом интерферометре переменной базы с подвижным рефлектором [2].

- [1] Потехин Д.С., Тарасов И.Е., Тетерин Е.П. // Научное приборостроение, 2002. Т.12, №1. С.90-95.
- [2] Потехин Д.С., Тарасов И.Е., Тетерин Е.П. // Тез. докл. 1 Всероссийской научно-технической конференции «Компьютерные технологии в науке, проектировании и производстве» – Н. Новгород, 1999. Ч.4. С.9.

АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ В ПЛИС

И.Е. Тарасов

Ковровская государственная технологическая академия

Статистическая обработка является эффективным способом повышения помехоустойчивости, а в ряде случаев, и точности измерений. Вопрос выбора надле-

жащих алгоритмов статистической обработки становится особенно актуальным в случае негауссовского (а в более общем случае – несимметричного) распределения. В этом случае использование среднего арифметического в качестве статистической оценки анализируемой выборки довольно сомнительно. С точки зрения повышения помехоустойчивости желательнее использовать в подобных случаях оценки по моде или медиане выборки, а также метод максимального правдоподобия или байесовскую оценку.

Гауссовское распределение ошибки, считающееся классическим, в действительности достаточно редко наблюдается в цифровых измерительных системах. Кроме дискретизации по уровню сигнала (что само по себе заменяет непрерывный характер гауссовской функции ее дискретным приближением), аналого-цифровое преобразование может вносить специфические погрешности, имеющие, как правило, негауссовское распределение. Следует отметить подверженность цифровых систем импульсным выбросам, которые приводят к существенным отличиям реального закона распределения от гауссовского.

В то же время следует отметить, что современные аналого-цифровые преобразователи часто обеспечивают достаточно высокие рабочие частоты. Более того, АЦП, реализующие конвейеризованное преобразование, обычно имеют нижнее ограничение рабочей частоты, что заставляет использовать их в режиме непрерывного преобразования вне зависимости от действительной потребности в данных.

В связи с этим актуальной является задача разработки алгоритмов предварительной обработки измерительной информации, которые обеспечивали бы замену потока цифровых отсчетов, имеющего заведомо большую частоту, на некоторую величину, которую можно было бы трактовать как статистическую оценку отдельных фрагментов этого потока. Простейшими вариантами такой обработки является использование как простых видов обработки: среднего арифметического, скользящего среднего и т.п., так и более сложных вычислений, таких как вычисление моды, медианы, вероятностных оценок. Следует отметить, что более сложные в реализации методы, как правило, обладают большей устойчивостью к асимметричным выбросам в исходных данных. Простейшими способами снижения влияния одиночного выброса являются медианная фильтрация или вычисление моды выборки, вычисление которых целесообразно реализовывать аппаратно. В этом случае интерфейс с АЦП заменяется на интерфейс с модулем предварительной статистической обработки цифровой последовательности, на выходе которого присутствует величина, представляющая собой статистическую оценку параметров входного сигнала.

Можно обобщить данный подход следующим образом: в цифровой измерительной системе при наличии избыточной производительности измерительных каналов следует использовать статистические оценки, обладающие повышенной устойчивостью к наличию помех, характерных для имеющегося измерительного канала. При этом статистические оценки не ограничиваются только известными методами, допускающими прямое аналитическое определение (такие как цифровая

фильтрация), но и могут включать в себя оценки по ММП или байесовскую статистику [1].

Аппаратное вычисление моды или медианы является несколько противоречивой задачей с точки зрения проектирования цифрового устройства. Повышение сложности алгоритмов с целью уменьшения числа шагов программы приводит к нелинейному росту сложности аппаратной части. Поэтому с точки зрения минимизации аппаратной части (и достижения максимальных рабочих частот) имеет смысл рассматривать проведение подобных оценок методом прямого перебора. При фиксированной разрядности входных данных (8-12 разрядов для АЦП, наиболее подверженных помехам указанного типа) максимальное число проверяемых вариантов составляет 256-4096. При этом параллельная работа N вычислительных блоков пропорционально снижает время вычислений.

Комбинированные методы статистической обработки результатов, включающие в себя как предварительную обработку потока данных с АЦП с суммированием отсчетов в коротком временном окне, так и вычисление моды выборки из 20-30 результатов последовательных измерений позволили существенно повысить помехоустойчивость измерителя фазовых характеристик цепей переменного тока.

[1] Тарасов И.Е. // Диагностика материалов. 2004. Т. 70, № 11. С. 55-61.