

## Прием и обработка сверхширокополосных сигналов

М.Е. Баранов

Научный руководитель: старший преподаватель кафедры РТ М.С.Смирнов

Федеральное агентство по образованию Муромский институт (филиал)

ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет»

602264 г. Муром Владимирской обл., ул. Орловская, 23

Большинство традиционных радиотехнических систем имеет узкую полосу частот, а в качестве несущего колебания для передачи информации использует гармонические сигналы. Большинство радиотехнических систем имеет полосу частот, намного меньшую их несущей частоты. Вся теория и практика современной радиотехники опирается на эту особенность [1].

В тоже время узкая полоса частот ограничивает информативность радиотехнических систем, поскольку количество информации, передаваемой в единицу времени, прямо пропорционально этой полосе. Для повышения информационных возможностей системы необходимо расширять ее полосу частот. Сигналы для которых показатель широкополосности  $\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{2(f_B - f_H)}{f_B + f_H} \geq 0,25$ , называют сверхширокополосными (СШП) сигналами.

Большая ширина спектра СШП сигнала позволяет добиться высокой помехозащищенности радиосистем передачи информации. С другой стороны по сравнению с узкополосными сигналами влияние естественных или искусственно созданных помех приводит к меньшим потерям при обработке, т.к. в этом случае часть спектра СШП сигнала пораженная помехой имеет меньшее относительное значение.

В СШП локации повышение информативности происходит благодаря уменьшению импульсного объема локатора по дальности. Так, при изменении длительности зондирующего импульса с 1 мкс до 1 нс глубина импульсного объема уменьшается с 300 м до 30 см. Можно сказать, что инструмент, который исследует пространство, становится значительно более тонким и чувствительным.

Основными задачами стоящими перед разработчиками являются задачи приема и обработки сверхширокополосных сигналов. Одним из наиболее популярных способов является стробоскопический метод приема сверхширокополосных сигналов.

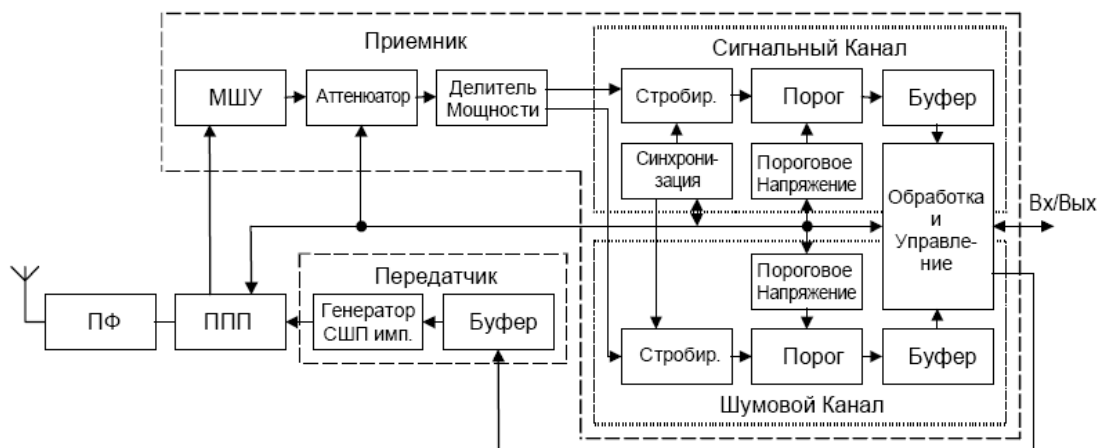


Рис. 1. Стробоскопический приемо-передатчик СШП

В стробоскопическом приемнике осуществляется регистрация не самого исследуемого сигнала, а его отдельных выборок, каждая из которых формируется в различные периоды повторения данного сигнала.

### Литература

1. «Ultra-wideband Radar Technology» Edited by James D. Taylor, P.E. CRC Press Boca Raton, London, New Work, Washington 2000

**Особенности архитектуры современных процессоров цифровой обработки сигналов**

А.Д. Белянцев

Научный руководитель: к.т.н. Д.Л. Варламов

*Федеральное агентство по образованию Муромский институт (филиал)**ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет»**602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23.*

Процессоры общего назначения способны выполнить любой алгоритм при наличии достаточного времени, но они больше подходят для вычислительных задач, не связанных с обработкой в реальном времени. Отличительной особенностью цифровых сигнальных процессоров (DSP) является способность обработки сигналов в реальном масштабе времени. Поэтому при цифровой обработке сигналов важно, чтобы математические операции выполнялись быстро, а время, требуемое на выполнение команд, должно быть известно точно и заранее.

Цифровые сигнальные процессоры оптимизированы для осуществления повторяющихся математических операций. Ядром всех алгоритмов цифровой обработки сигналов является операция умножения с последующим суммированием. Быстрое выполнение операции умножения с последующим суммированием очень важно для реализации быстрого преобразования Фурье, цифровых фильтров реального времени, умножения матриц, манипуляции с графическими изображениями и т.д. Существует пять основных требований, предъявляемых к DSP: быстрое выполнение арифметических операций, повышенная точность представления операндов, возможность одновременной выборки двух операндов, поддержка циклических буферов, организация циклов с автоматической проверкой условия завершения цикла.

В настоящее время существует несколько архитектурных подходов, положенных в основу современных DSP-процессоров. Архитектура VLIW (Very Long Instruction Word – очень длинное командное слово) характеризуется тем, что в одном командном слове процессора содержится несколько инструкций (команд), которые могут быть выполнены параллельно. Архитектура SIMD (Single Instruction Multiple Data) позволяет обеспечить параллелизм на уровне данных. В состав DSP, созданных с применением SIMD-архитектуры, входят один или несколько командных модулей обработки данных. Управляющий модуль принимает, анализирует и выполняет команды, стремясь максимально загрузить все вычислительные узлы процессора. Каждый процессорный элемент может обладать собственной памятью для хранения данных [1, 2]. В результате совместного применения архитектур SIMD и VLIW может быть выполнено несколько операций одновременно за один цикл обработки [3].

Гарвардская архитектура – архитектура, отличительным признаком которой является раздельное хранение команд и данных. Типичные операции (сложение, умножение) требуют от любого вычислительного устройства нескольких действий: выборку двух операндов, выбор инструкции и её выполнение, сохранение результата. В гарвардской архитектуре присутствует физическое разделение линий передачи команд и данных. Это позволяет одновременно пересылать и обрабатывать команды и данные, благодаря чему значительно повышается общее быстродействие. Такая схема реализации доступа к памяти имеет один недостаток – высокую стоимость. При разделении каналов передачи команд и данных на кристалле процессора необходимо почти в два раза больше выводов. Способом решения этой проблемы стала идея использовать общую шину данных и шину адреса для всех внешних данных, а внутри процессора использовать шину данных, шину команд и две шины адреса. Такой подход, названный модифицированной Гарвардской архитектурой, применяется в современных сигнальных процессорах.

**Литература**

1. Витязев С.В. Analog Devices: новые разработки DSP. – Цифровая обработка сигналов, 2002, №1(5), с. 45-51.
2. Витязев С.В. Texas Instruments: новые разработки DSP. – Цифровая обработка сигналов, 2002, №1(5), с. 52-56.
3. Варламов Д.Л., Костров В.В. Целочисленная обработка на базе современных ЦОС-процессоров. – Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2005. № 6. – С. 56-59.

### Алгоритмы оценивания неизвестной амплитуды сигнала при различных функциях потерь

С.А. Блохин

Научный руководитель: к.т.н., доцент С.Н. Жиганов

*Федеральное агентство по образованию Муромский институт (филиал)  
ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет»  
602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23.*

Основные положения стохастической теории оценивания разработаны за более чем вековую историю развития достаточно подробно трудами многих ученых. Определены основные подходы к получению алгоритмов оценивания, придуманы критерии статистического синтеза и описаны с вероятностной точки зрения практически актуальные ситуации обработки. Однако, наибольшей популярностью при синтезе устройств обработки пользуются квадратичный критерий, формирующий оценку в виде апостериорного среднего, либо метод максимального правдоподобия, основанный на максимизации функции правдоподобия при допущении равномерного априорного распределения оцениваемого параметра.

В работе получены алгоритмы оценивания неизвестной амплитуды сигнала по критерию минимизации апостериорного риска при следующих функциях потерь:

- равномерная;
- линейная по модулю;
- квадратичная;
- прямоугольная;
- экспоненциальная.

Априорные плотности распределения неизвестной амплитуды при синтезе алгоритмов оценивания использовались следующие:

- равномерная;
- гауссовская;
- экспоненциальная;
- плотность распределения Рэлея.

В работе получены структурные схемы алгоритмов оценивания неизвестной амплитуды сигнала. Получены аналитические выражения для расчета предельной точности оценивания.

### Алгоритмы фильтрации сигналов

Ю.С. Волкова

Научный руководитель: к.т.н., доцент С.Н. Жиганов

*Федеральное агентство по образованию Муромский институт (филиал)  
ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет»  
602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23.*

Одним из основных направлений статистической теории радиотехнических систем является разработка и исследование алгоритмов фильтрации сигналов и их параметров. Подобные задачи активно решаются в рамках теории управления, теории связи и радиолокации. Существуют разные подходы к получению алгоритмов фильтрации, основанные на различных критериях качества и приводящие, как следствие, к разным структурам обработки.

В работе рассмотрены три подхода к получению алгоритмов фильтрации:

1. фильтр Винера;
2. фильтр Калмана;
3. Фильтр Пугачева.

Проведено сравнение трех алгоритмов фильтрации при использовании стохастического сигнала.

**Принципы измерения дальности с использованием сигналов со ступенчатым изменением частоты**

В.В. Диянов

Научный руководитель: д.т.н., профессор В.В.Костров

*Федеральное агентство по образованию Муромский институт (филиал)**ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет»**602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23.*

В радиолокационных станциях (РЛС) для измерения дальности наиболее часто используется импульсный радиочастотный сигнал. Вместе с тем более высокой точностью измерения дальности обладают фазовый и частотный методы. Однако они имеют меньшую дальность действия из-за проблем обеспечения электромагнитной совместимости приемника и передатчика. Одно из направлений повышения разрешающей способности и точности радиолокационных измерений связано с комплексированием различных методов.

В данном докладе рассматривается РЛС, в которой несущая частота импульсного зондирующего сигнала изменяется скачкообразно на постоянную величину  $\Delta F$  [1]. Число используемых частот составляет  $N$ . При приеме эхо-сигнала реализуется когерентная обработка такого сигнала (обработка в квадратурах) и вычисляется свертка сигналов (согласованная фильтрация), которая осуществляется в каждом дискрете дальности. Поскольку информация о дальности до цели содержится в частоте и время  $t$  изменяется дискретно, то для перехода к абсолютному значению дальности необходимо вычислить  $N$  точечное обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ)  $S(i)$ . В общем случае Фурье-образ  $S(i)$  является комплексной величиной, имеет действительную  $\text{Re } S(i)$  и мнимую  $\text{Im } S(i)$  составляющие. Для анализа результатов вычисления ОДПФ вычисляется модуль  $|S(i)| = \sqrt{\text{Re}^2 S(i) + \text{Im}^2 S(i)}$ . Очевидно, что индекс  $L \in [0, N - 1]$ , при котором последовательность  $|S(i)|$  имеет отличный от нуля отклик, будет характеризовать расстояние до цели  $R = \frac{L}{N} \frac{c}{2\Delta F}$ .

Одним из достоинств предлагаемой технологии обработки сигналов является сочетание оптимальной обработки во временной области и в частотной области. В отличие от широко распространенных методов приема сигналов обработку предлагается производить в два этапа. На первом этапе осуществляется корреляционная обработка во временной области. На втором этапе к когерентно обработанным сигналам применяется ОДПФ. Это позволяет использовать хорошо разработанные быстрые алгоритмы вычисления преобразования Фурье (БПФ). Заметим также, что в рассматриваемой технологии обработки в отличие от известных методов не требуется повторного применения БПФ, что сокращает требования к вычислительным ресурсам и объемам памяти устройств обработки.

Более детально рассмотрен случай двухчастотного зондирующего сигнала [2] в виде 2-х пачек. Смена частоты осуществляется после излучения в пространство каждой пачки радиопульсов, причем обе пачки содержат одинаковое число импульсов  $n$  и имеют все параметры, кроме частоты, одинаковые. Показано, что при использовании фазовой обработки можно существенно улучшить точность оценивания дальности. Например, при отношении сигнал-шум 30 дБ СКО снижается примерно в 20...28 раз. Данные результаты справедливы для области плато (область отсутствия аномальных оценок).

**Литература**

1. Iizuka K., Freundorfer A.P., Wu K.H., Mori H., Ogura H., Nguyen V.-K. Step-frequency radar // J. Appl. Phys. 1984. Vol. 56. Pp. 2572-2583.
2. Оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах. Часть 1. / Под ред. А.И.Канащенкова и В.И.Меркулова. – М.: Радиотехника, 2004. – 312 с.

## Универсальный многоканальный аналого-цифровой преобразователь

И.Н. Кириллов, М.Ю. Князев

Научный руководитель: д.т.н, профессор В.В. Чекушкин

*Федеральное агентство по образованию Муромский институт (филиал)*

*ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет»*

*602264, г. Муром, Владимирская область, ул. Орловская, д.23*

*E-mail sapres@mivlgu.ru*

Универсальный многоканальный АЦП предназначен для преобразования аналогового сигнала в цифровой и может использоваться для:

- мониторинга напряжения на входах;
- контроля крайних значений;
- регистрации показаний;
- управления выходами (нагрузкой).

К устройству можно подключать разнообразные датчики, например, температуры, давления, влажности и пр. Гибкие настройки комплекса могут найти широкое применение в различных сферах – от университетских измерений до автоматизации процессов и технологий "умного дома".

Универсальный АЦП представляет собой программно-аппаратный комплекс, состоящий из:

- устройства приема и оцифровки аналоговых сигналов;
- программы сбора и обработки полученных сигналов

Обмен осуществляется через интерфейс RS-232 (COM-порт). Устройство имеет гальваническую развязку и допускает "горячее" включение и выключение.

Программно можно корректировать смещение сигнала +/- в случае погрешности номиналов сопротивлений делителя. АЦП собрано на базе PIC16F876A. Скорость обмена по RS-232 – 9600 бит/с.

В программе каждый управляемый выход можно сопоставить с любым входом (каналом) и настроить напряжение срабатывания и отключения по показаниям выбранного канала.

В программе имеется возможность эмулирования входного сигнала, что позволяет оценить сделанные настройки.

Программно можно задать вывод данных в других единицах измерения и других числовых диапазонах, т.е. адаптировать в случае использования конкретных датчиков.

В программе реализована визуальная и звуковая сигнализация, в случае пересечения допустимых границ сигнала.

Графики данных можно сохранять в виде графических файлов. Возможен просмотр и печать данных.

Гибкие настройки программы позволяют установить желаемую скорость регистрации, ширину измеряемого диапазона, в данном случае от 0,1 до 10 В.

## Исследование целочисленных аппроксимаций гармонических функций

И.А. Климов

Научный руководитель: к.т.н. Д.Л. Варламов

*Федеральное агентство по образованию Муромский институт (филиал)*

*ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет»*

*602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23.*

Область применения радиолокации достаточно широка: военная и гражданская авиация, космическая и морская навигация. В настоящее время всё чаще для формирования и обработки сигналов используют цифровую технику. Алгоритмы цифровой обработки включают вычисления гармонических функций [1], прямая реализация расчета которых в сигнальных процессорах не предусмотрена. Поэтому применяют приближенные алгоритмы вычисления гармонических

функций (алгоритм Волдера, метод Бриггса, ряд Тейлора), в них используются простейшие арифметические операции.

Рассмотрим алгоритм аппроксимации гармонической функции синус на основе ряда Тейлора. Для вычисления значений функции синус при любом значении аргумента требуется бесконечное число членов ряда. Но так как функция синус периодическая, и имеет симметричные участки, то при вычислении значения аппроксимации диапазон значений аргумента можно сократить до величины, равной четверти периода функции. При этом для вычисления приближенного значения количество членов ряда можно сократить до двух или трех. Относительная ошибка ограничения ряда составит не более 8%, когда количество членов ряда равно двум, и не более 0,5%, когда количество членов ряда – три. Известно, что вычисление значения функции косинус эквивалентно вычислению функции синус от аргумента, смещенного на 90°. Следовательно, для вычисления функции косинус можно использовать аппроксимацию функции синус.

Реализация алгоритмов аппроксимаций зависит от системы команд конкретного сигнального процессора. Например, при наличии поддержки вещественной и целочисленной арифметики вычисление значений аппроксимаций по формуле Тейлора не вызывает затруднений. Но не все сигнальные процессоры поддерживают операции над числами с плавающей точкой. В то же время известно, что при одинаковой разрядности целочисленных и вещественных данных, операции над целыми числами выполняет быстрее [2]. В связи с этим актуальной является задача синтеза целочисленных алгоритмов аппроксимации функций, использование которых позволяет добиться увеличения производительности. Один из способов синтеза целочисленной аппроксимации – масштабирование аргумента и возвращаемого значения исходной аппроксимации функции.

#### **Литература**

1. Применение цифровой обработки сигналов / Пер. с англ. Под ред. А. Оппенгейма. – М.: Мир, 1980.
2. Варламов Д.Л., Костров В.В. Целочисленная обработка на базе современных ЦОС-процессоров. – Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2005. № 6. – С. 56-59.

#### **Проблемы использования RFID-меток**

И.П. Козлова, М.И. Степанова

Научный руководитель: старший преподаватель, О.В. Шульпин

*Федеральное агентство по образованию Муромский институт (филиал)  
ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет»  
602264 Муром, Владимирская область, улица Орловская, дом 23,*

RFID (Radio Frequency IDentification, радиочастотная идентификация) — метод автоматической идентификации объектов, в котором посредством радиосигналов считываются или записываются данные, хранящиеся в так называемых транспондерах, или RFID-метках.

Любая RFID-система состоит из считывающего устройства (считыватель, ридер или интеррогатор) и транспондера (он же RFID-метка, иногда также применяется термин RFID-тег).

Использование RFID-меток вызвало серьёзную полемику, критику и даже бойкотирование товаров. Четыре основных проблемы этой технологии, связанные с неприкосновенностью частной жизни, следующие:

- Покупатель может даже не знать о наличии RFID-метки. Или не может её удалить;
- Данные с метки могут быть считаны дистанционно без ведома владельца;
- Если помеченный предмет оплачивается кредитной картой, то возможно однозначно связать уникальный идентификатор метки с покупателем;
- Система меток EPCGlobal создаёт или предполагает создание уникальных серийных номеров для всех продуктов, несмотря на то, что это создаёт проблемы с неприкосновенностью частной жизни и совершенно не является необходимым для большинства приложений.

Основное беспокойство вызывается тем, что иногда RFID-метки остаются в рабочем состоянии даже после того, как товар куплен и вынесен из магазина, и поэтому могут быть ис-

пользованы для слежки и других неблагоприятных целей, не связанных с инвентаризационной функцией меток. Эксперты по безопасности настроены против использования технологии RFID для аутентификации людей, основываясь на риске кражи идентификатора.

### **Использование аппроксимаций гармонических функций при весовой обработке сигналов с линейной частотной модуляцией**

А.Н. Крылов

Научный руководитель: к.т.н. Д.Л. Варламов

*Федеральное агентство по образованию Муромский институт (филиал)*

*ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет»*

*602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23.*

Сложные сигналы с частотной модуляцией широко используются в радиолокационных системах для повышения разрешающей способности по дальности. Основное требование, которое предъявляется к сигналам в РЛС, – малый уровень боковых лепестков (УБЛ) обработанного сигнала. Для улучшения разрешения сигналов УБЛ стремятся снизить. Это объясняется тем, что при наличии многих целей боковые лепестки сжатых сигналов будут создавать ложные цели [1, 2]. В случае использования идеального фильтра для сжатия ЛЧМ сигнала УБЛ выходного сигнала составляет приблизительно 21% (–13,5 дБ), что для современных РЛС слишком велико.

Один из способов снижения УБЛ – применение весовой обработки сигналов [3]. Использование различных весовых функций (окно Хэмминга, окно Ханна, окно Кайзера и др.) позволяет снизить УБЛ до –40...–50 дБ в зависимости от вида оконной функции. Реализацию весовой обработки можно осуществить как в частотной области (путем применения фильтра с плавно спадающей к краям АЧХ), так и во временной (путем изменения огибающей ЛЧМ сигнала).

Для весовой обработки используется множество числовых коэффициентов, хранение которых требует больших объемов памяти. Решением проблемы может служить вычисление коэффициентов в процессе работы системы. Появляется задача реализации алгоритмов расчета коэффициентов на базе сигнальных процессоров. Решается данная задача применением аппроксимаций функций.

В основе функции представления ЛЧМ сигнала, а также некоторых весовых окон лежат функции  $\sin$  и  $\cos$ . Поэтому актуальной является задача поиска аппроксимаций гармонических функций. Разложение функций в ряд Тейлора – одно из первых и относительно простых методов приближения функций. Данный ряд можно свести к простейшим арифметическим операциям (сложение, вычитание, умножение, деление). Поэтому алгоритм аппроксимации на основе ряда Тейлора для функции синус можно реализовать в виде программы обработки для цифровых сигнальных процессоров.

#### **Литература**

1. Ширман Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов - М.: Сов. радио, 1974. - 360 с.
2. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы / Пер. с англ. Под ред. В.С. Кельзона. - М.: Сов. радио, 1971. - 568 с.
3. Применение цифровой обработки сигналов / Пер. с англ. Под ред. А. Оппенгейма. – М.: Мир, 1980.

**Алгоритмы оценивания неизвестной фазы и несущей частоты сигнала**

А.В. Кузьмин

Научный руководитель: к.т.н., доцент С.Н. Жиганов

*Федеральное агентство по образованию Муромский институт (филиал)**ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет»**602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23.*

Часто при решении различных задач приема сигналов возникают задачи оценивания неизвестных фазы и частоты сигнала. Для решения этой задачи используются различные подходы. Наиболее часто применяют метод максимального правдоподобия. Причем при оценивании фазы получается алгоритм оценивания, основанный на квадратурной обработке, а для оценки неизвестной частоты применяют либо многоканальную схему, либо устройство оценивания с применением дискриминатора.

В работе рассмотрены характеристики всех этих трех алгоритмов. Получены выражения, характеризующие предельную точность оценивания неизвестных фазы и частоты сигнала. проведены исследования определяющие влияние количества каналов на точность оценивания частоты, а так же определена точность оценивания частоты различных дискриминаторов.

В работе получены алгоритмы оценивания неизвестных фазы и частоты сигнала по критерию минимизации апостериорного риска при разных функциях потерь, а именно:

- равномерная;
- линейная по модулю;
- квадратичная;
- прямоугольная;
- экспоненциальная.

Априорные плотности распределения неизвестных параметров при построении алгоритмов оценивания выбирались следующие:

- равномерная;
- гауссовская;
- экспоненциальная;
- плотность распределения Рэлея.

В работе проведено сравнение полученных алгоритмов с алгоритмами, основанными на методе максимального правдоподобия.

**Нейросетевая оценка количества информации**

М.В. Макаров, С.А. Щаников

Научный руководитель: к.т.н. доцент С.Н. Данилин

*Федеральное агентство по образованию Муромский институт (филиал)**ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет»**602264, Муром, Владимирской области, ул. Орловская 23, тел. (492-34) 2-06-98, факс (492-34) 2-28-85,**E-mail: nauka-murom@yandex.ru*

Существует ряд способов оценки количества информации. Но их эффективность напрямую зависит от объемов обрабатываемых данных. Так как нейронные сети (НС), в силу своих нелинейных свойств, обладают большей вычислительной мощностью по сравнению со своими линейными аналогами [1], то можно предположить, что при их использовании данная зависимость будет нивелирована.

Наиболее простым способом оценки количества информации является комбинаторный подход. Согласно этому подходу, если переменная  $x$  может принадлежать к множеству из  $N$  элементов, то энтропия переменного

$$H(x) = \log_2 N.$$



Таким образом, для передачи состояния объекта достаточно  $I = \log_2 N$  бит информации.

Основным недостатком комбинаторного подхода является его ориентированность на системы с равновероятными состояниями. В реальном мире события, как правило, не равновероятны. Вероятностный подход учитывает этот фактор. Пусть переменная  $x$  может принимать  $N$  значений  $x_i$  с вероятностью  $p(x_i)$ . Тогда энтропия  $N$

$$Hw(x) = -\sum_{i=1}^N p(x_i) \log_2(p(x_i)).$$

Формула показывает, что вне зависимости от того, как были получены вероятности наступления следующих событий, для кодирования события с вероятностью  $p$  достаточно  $-\log_2 p$  бит (в полном соответствии с теоремой Шеннона об оптимальном кодировании).

Алгоритмический подход применим, когда данные обладают некоторыми закономерностями. В таком случае энтропия данных будет равна минимальному количеству информации, необходимой для передачи этих формул либо алгоритмов от источника информации к приемнику.

На основе приведенного анализа получены сведения о принципах функционирования, которые подтверждают что НС позволяют значительно снизить зависимость эффективности алгоритма от объема обрабатываемых данных.

#### Литература

1. Галушкин А.И. Теория нейронных сетей. – М.: ИПРЖР, 2000. – 416 с.

### Перспективы применения нейросетевого сжатия информации

М.В. Макаров, С.А. Щаников

Научный руководитель: к.т.н. доцент С.Н. Данилин

*Федеральное агентство по образованию Муромский институт (филиал)*

*ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет»*

*602264, Муром, Владимирской области, ул. Орловская 23, тел. (492-34) 2-06-98, факс (492-34) 2-28-85,*

*E-mail: nauka-murom@yandex.ru*

Одной из основных характеристик цифровой информации является энтропия. В теории информации её понимают как меру неопределенности (например, меру неопределенности состояния некоторого объекта). Энтропия также может быть использована в качестве оценки наилучшей возможной степени сжатия для некоторого потока событий.

Энтропия набора данных, а значит и максимально возможная степень сжатия, зависит от модели. Чем адекватнее модель (чем качественнее мы можем предсказать распределение вероятности значений следующего элемента), тем ниже энтропия и тем лучше максимально достижимая степень сжатия.

Для того чтобы снять возникающую неопределенность, необходимо сообщить некоторое количество информации. При этом энтропия численно равна минимальному количеству информации, которую необходимо сообщить для полного снятия неопределенности. Существуют алгоритмы прогнозирования и алгоритмы сжатия информации. Так, при сжатии потока символов под событием может пониматься появление во входном потоке того или иного символа, при сжатии графики – пикселя того или иного цвета и т.д.

Таким образом, сжатие данных разбивается на две самостоятельные задачи – моделирование и кодирование. Моделирование предсказывает вероятность наступления возможных событий, кодирование обеспечивает представление события в виде  $-\log_2 p$  бит, где  $p$  – предсказанная вероятность наступления события. Задача моделирования, как правило, более сложная. Это обусловлено высокой сложностью современных моделей данных.

Применение нейронных сетей (НС) при решении задач моделирования позволяет строить наиболее адекватные модели, за счет снижения энтропии, что оптимизирует процесс сжатия информации. К тому же, НС обладают высоким быстродействием и высокой надежностью.

#### Литература

1. Галушкин А.И. Теория нейронных сетей. – М.: ИПРЖР, 2000. – 416 с.

**Формирование сверхширокополосных сигналов**

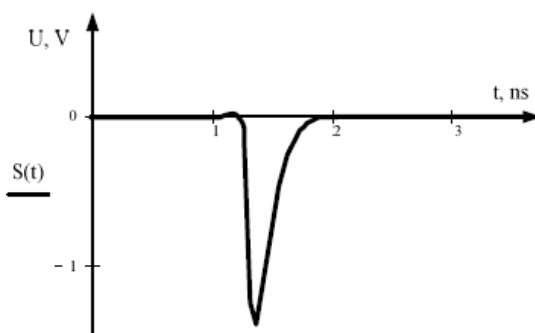
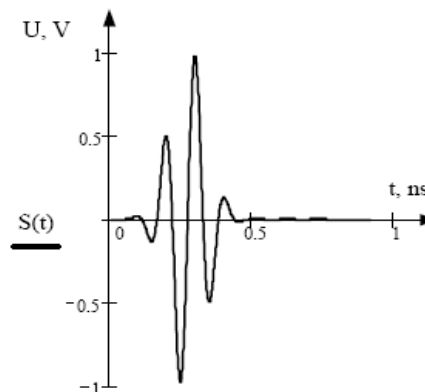
А.А. Николаев

Научный руководитель: старший преподаватель кафедры РТ М.С. Смирнов

*Федеральное агентство по образованию Муромский институт (филиал)**ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет»**602264 г. Муром Владимирской обл., ул. Орловская, 23*

Традиционные радиотехнические системы работают в узкой полосе частот и используют в качестве несущего колебания гармонические сигналы.

Однако узкая полоса частот ограничивает количество информации, передаваемой в единицу времени. Для повышения информационных возможностей радиотехнических систем необходимо расширять их полосу частот. Поэтому для дальнейшего развития информационных систем необходим переход к сигналам со сверхширокой полосой частот.

**Рис. 1.** Импульс передатчика**Рис. 2.** Импульс, излучаемый антенной

Простейший принцип формирования сверхширокополосных сигналов состоит в следующем. Генератор с управляемой частотой следования импульсов вырабатывает прямоугольные импульсы (меандр) с частотой десятки МГц. Эти импульсы поступают в формирователь короткого импульса передатчика и в линию задержки устройства стробирования приемника.

Передатчик состоит из формирователя короткого импульса. Импульсы с выхода формирователя поступают в передающую антенну и ударно возбуждают ее. Антенна излучает короткие радиоимпульсы.

Период следования импульсов равен  $T=d/c$ , где  $d$  - пространственное расстояние между импульсами,  $c$  - скорость света (м/с). Частота следования импульсов  $f=1/T=c/d$ .

**Литература**

1. Igor Y. Immoreev, "Ultra-Wideband Radar: new opportunities, unusual problems, system features," Proceeding of Moscow State Technical University, pp 25-26, December 1998.

**Повышение эффективности методов вычисления функции синус**

И.В. Пантелеев

Научный руководитель: д.т.н., профессор В.В. Чекушкин

*Федеральное агентство по образованию Муромский институт (филиал)**ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет»**602264, г.Муром, Владимирская обл., ул.Орловская, 23,**E – mail: ilya-panteleev@mail.ru*

Основой систем обработки информации являются цифровые вычислительные устройства. Их эффективность, параметры, определяются, в частности, исходя из заданных методов вос-

произведения функциональных зависимостей, вычислительных алгоритмов реализации стандартных функций, поскольку с помощью таких функций можно описать и реализовать самые разнообразные физические процессы и явления.

Эффективным методом вычисления функций является использование полиномов Чебышева  $L_{HЧ}(x)$ . Оценка максимальной погрешности интерполяции для полинома

$$L(x) = a_0 + a_1 \cdot x + a_2 \cdot x^2 + \dots + a_n \cdot x^n \quad (1)$$

степени  $n$  на интервале  $x \in [a; b]$  имеет вид:

$$\delta_{HЧ} = |f(x) - L_{HЧ}(x)| \leq \frac{f^{(n+1)}(x) \cdot (b-a)^{n+1}}{(n+1)! \cdot 2^{2n+1}}. \quad (2)$$

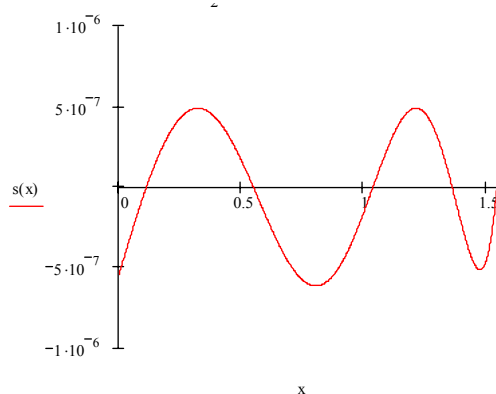
При переходе от полинома степени  $n$  к полиному степени  $(n+1)$  отношение значений погрешностей составит

$$\frac{\delta_{HЧ}(x)}{\delta_{HЧ(n+1)}(x)} = \frac{f^{(n+1)}(x) \cdot 4(n+2)}{f^{(n+2)}(x) \cdot (b-a)}. \quad (3)$$

Если отношение производных  $f^{(n+1)}(x)$  и  $f^{(n+2)}(x)$  в (2), (3) при увеличении степени многочлена  $n$  не увеличивается, то для повышения точности, например, при вычислении тригонометрических функций  $\sin(x)$  эффективным является повышение степени полинома. Например, при  $n=5$  и  $n=6$  отношение значений погрешностей  $\delta_{HЧ4}(x)/\delta_{HЧ5}(x)$  и  $\delta_{HЧ5}(x)/\delta_{HЧ6}(x)$  соответственно составил 28 и  $32 = 2^5$ , т.е. имеем примерно равное 5 хорошее приращение значащих двоичных цифр результата на каждую двоичную операцию.

В то же время полином Чебышева в соответствии с (2), (3) можно использовать только в качестве средства получения предварительной оценки результатов [1,2].

В связи с этим были разработаны методы поиска полиномов наилучшего приближения различных функциональных зависимостей для значений погрешности метода  $\delta_M \in [50\% \dots 10^{-6}\%]$ . На основе компьютерного моделирования путем эмпирического подбора коэффициентов  $a_i$  полиномов вида (1) с оптимизацией приближения функции  $\sin(x)$  получена таблица аналитических функций.



**Рис.1.** График абсолютной погрешности улучшенного полинома 5-й степени на интервале  $x \in [0; \pi/2]$

Так например, получен полином 5-й степени

$$L(x) = 0.000056 + (0.999559 + (-0.165581 + 0.007494 \cdot x^2) \cdot x^2) \cdot x \quad (4)$$

с погрешностью вычисления функции  $\delta = 7 \cdot 10^{-5}$ , число операций реализации алгоритма равно 7, график абсолютной погрешности представлен на рисунке 1.

### Литература

1. Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельков Г.М. Численные методы. – М.: Лаборатория базовых знаний, 2000. – 158с.
2. Чекушкин В.В. Вычислительные процессы в информационно-измерительных системах: учебное пособие / В.В. Чекушкин, В.В. Булкин. – Муром: Изд. – полиграфический центр МИ ВлГУ, 2009. – 120 с.

**Оценка реальной скорости обмена данными для процессоров семейства «Мультикор»**

А.А. Сидоров

Научный руководитель: старший преподаватель А.В. Ракитин

*Федеральное агентство по образованию Муромский институт (филиал)**ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет»**602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23.*

При разработке алгоритмов ЦОС необходимо выяснить является ли достаточными такие факторы как производительность процессора, объем памяти (как внутренней, так и внешней), скорость передачи данных между различными областями памяти достаточными для реализации вычислительного процесса.

В качестве рассматриваемого процессора выберем МС – 24 (1892ВМ2Я) из семейства «Мультикор», разработанный отечественной компанией ГУП НПЦ "ЭЛВИС". Данный процессор имеет как достаточно высокую производительность (480 млн. оп/с 32-битных операций с плавающей точкой (IEEE 754)), так и большой объем внешней памяти (3 968 Мбайт). Внутренняя память (XRAM) быстродействующего ядра-DSP составляет всего 128 Кбайт, что будет явно недостаточно для хранения полного объема данных, обрабатываемого, при реализации некоторых алгоритмов ЦОС (например, БПФ больших размерностей). Во многих устройствах предъявляются достаточно высокие требования по времени работы алгоритма, ввиду этого становится критично время пересылки обрабатываемых данных.

Для оценки реальной скорости обмена данными необходимо рассмотреть следующие варианты передачи данных: обмен данными между внешней и внутренней памятью и наоборот; одновременный обмен данными в обоих направлениях.

Возможны два режима обмена данными между внутренней и внешней памятью: пословная передача и передача с использованием контроллера ПДП. Пословная передача данных осуществляется RISC ядром процессора. При этом оно считывает в регистр одно слово данных из внешней памяти SDRAM, а затем записывает его во внутреннюю память. Данный вид передачи данных является достаточно медленным, что делает невозможным его практическое использование.

Для измерения реальной скорости передачи данных была разработана программа, передающая информацию в разных направлениях по каналу. Для обеспечения большей точности измерения скорости пересылки данных по каналу необходимо использовать счетчик тактов. Для исключения времени подготовительных операций для начала передачи данных из общего времени измерений, непосредственно перед началом передачи осуществляется сброс счетчика тактов. После завершения пересылки данных по каналу ПДП значение счетчика тактов считывается в регистр общего назначения RISC ядра.

Для более точной оценки скорости передачи данных, пересылку данных необходимо осуществлять многократно. При этом следует определять минимальное и максимальное количество тактов, затраченное на передачу данных заданного объема среди множества измерений. При дальнейших реальных расчетах времени пересылки следует использовать максимальное значение (наихудший случай).

Средняя скорость передачи из внешней памяти во внутреннюю составляет 1.543 такта на слово. Передача одного 32-х разрядного слова в обратном направлении осуществляется за 1.279 такта. Скорость пересылки из SDRAM в XRAM и обратно не одинакова, что необходимо учитывать при организации обмена информацией. Увеличение числа передаваемых слов за одно предоставление прямого доступа в память при работе одного канала ПДП снижает скорость передачи в канале SDRAM -> XRAM до 2.02 и в канале XRAM->SDRAM до 1.37 тактов на слово соответственно. При работе двух каналов ПДП скорость передачи значительно снижается и составляет 22.93 такта на слово. Увеличить этот показатель можно за счет увеличения числа передаваемых слов за одно предоставление прямого доступа до 16. Скорость передачи будет составлять 3.48 такта на слово. При передаче данных с увеличением смещения адреса после каждого сохраненного слова в направлении SDRAM -> XRAM скорость пересылки осталась неизменной, при направлении XRAM->SDRAM наихудший случай составляет при смещении более чем в 1024 слова 6 тактов на слово. Размещение данных в различных физических банках памяти ни как не повлияло на скорость передачи. Работа DSP ядра не влияет на скорость передачи.

## Формирование линейно частотно-модулированного сигнала на базе радиационнстойких процессоров семейства «Мультикор» с возможностью космического применения

А.А. Сидоров

Научный руководитель: старший преподаватель каф. РТ А.В. Ракитин

*Федеральное агентство по образованию Муромский институт (филиал)*

*ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет»*

*602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23.*

В радиолокационной технике в качестве зондирующего импульса широко применяются широкополосные сигналы. Их применение позволяет существенно повысить разрешающую способность радиолокатора по сравнению с использованием простых сигналов в качестве зондирующего импульса. Существуют аналоговые и цифровые методы формирования ЛЧМ-сигнала. Преимущества цифровых методов перед аналоговыми: возможность оперативного изменения параметров формируемого сигнала; повышение надежности устройства; снижение массогабаритных параметров; уменьшение энергопотребления. Процессор семейства МС-24RT2 из семейства «Мультикор» является радиационнстойким, что делает возможным его использование в космических радиолокационных системах.

Микросхема сигнального процессора МС-24RT2 представляет собой двухпроцессорную систему, состоящую из центрального управляющего процессора (CPU) и быстродействующего сигнального процессора цифровой обработки сигналов (DSP). Исходя из особенностей архитектуры данного процессора, алгоритм формирования ЛЧМ-сигнала следует реализовывать на быстродействующем DSP-ядре процессора. Система инструкций DSP-ядра не содержит команд вычисления основных тригонометрических функций. Учитывая этот факт, прежде чем приступить к разработке алгоритма формирования ЛЧМ-сигнала требуется создать макрос, реализующий приближенное вычисление функции синуса или косинуса.

Достаточно большую точность обеспечивает разложение функции синуса в ряд Тейлора при использовании четырех многочленов

$$\sin(x) = x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \frac{x^7}{7!}. \quad (1)$$

Для обеспечения сходимости ряда необходимо чтобы входное значение аргумента было в пределах от  $-\pi$  до  $\pi$ . Для этого из него необходимо выделить величину, кратную  $2\pi$ . При значениях входного аргумента в пределах от  $[-\pi, -\pi/2]$  и  $[\pi/2, \pi]$  значение ошибки аппроксимации функции синуса является неудовлетворительным. Для увеличения точности вычисления тригонометрических функций следует привести значение аргумента в заданный диапазон значений от  $-\pi/2$  до  $\pi/2$ .

После завершения написания макроса для вычисления функции синуса, можно непосредственно перейти к формированию ЛЧМ-сигнала. Аналитически он может быть представлен как:

$$s(t) = \begin{cases} \operatorname{Re} \left\{ A \exp \left[ j 2\pi \left( f_0 t + \frac{W_f t^2}{2T_c} \right) \right] \right\}, & |t| \leq \frac{T_c}{2}, \\ 0, & |t| > \frac{T_c}{2}, \end{cases} \quad (2)$$

где:  $f_0$  – центральная частота;  $W_f$  – девиация частоты;  $T_c$  – длительность сигнала.

Поскольку система команд сигнального процессора МС-24RT2 позволяет работать с данными, представленными в различных форматах, то для повышения точности наиболее целесообразно реализовать алгоритм формирования ЛЧМ-сигнала в формате с плавающей точкой 24Е8. Исходные данные для формирования задаются в секции данных. В начале основной программы они заносятся в регистры общего назначения DSP-ядра. Исходя из необходимого числа отсчетов, задается счетчик итераций цикла формирования отсчета ЛЧМ-сигнала.

Формирование квадратурных составляющих несущего и модулирующего сигнала производится по отдельности. Для вычисления функции косинуса можно использовать созданный мак-

рос приближенно вычисления функции синуса, с добавлением к начальной фазе значения  $\pi/2$ . Для формирования ЛЧМ-сигнала необходимо провести смешивание сигнала с несущей частотой и модулирующего, что может быть реализовано с помощью операции комплексного умножения.

После формирования текущего отсчета ЛЧМ-сигнала с необходимыми параметрами необходимо увеличить его амплитуду на выходе до требуемого значения и преобразовать формат представления в памяти к формату с фиксированной точкой. По завершению формирования текущего отсчета необходимо увеличить счетчик цикла.

По результатам работы программы получили ЛЧМ-сигнал, график, которого изображен на рис. 1.

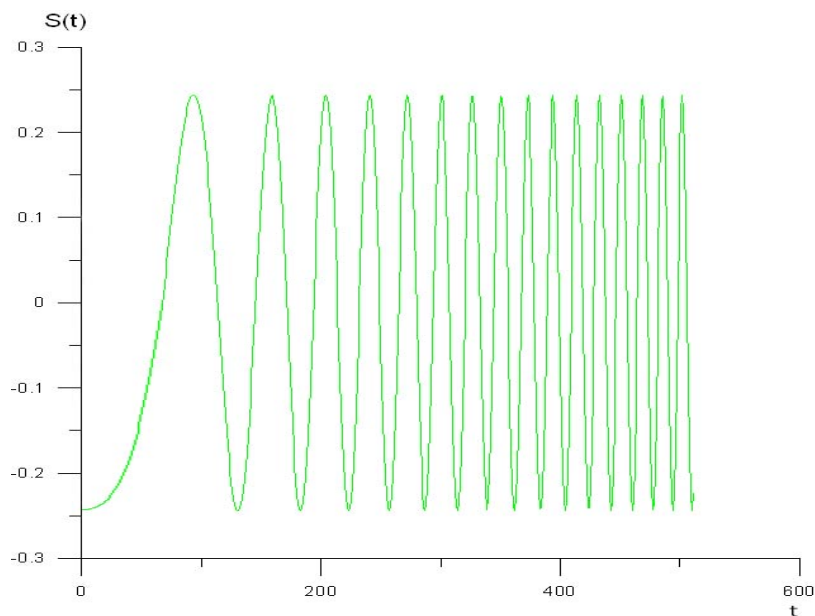


Рис. 1.

### Исследование алгоритма формирования последовательности шума с распределением Релея

В.Е. Черевичный

Научный руководитель: к.т.н., доцент С.Н. Миронов

*Федеральное агентство по образованию Муромский институт (филиал)*

*ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет»*

*602264, Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д. 23*

Имитационное моделирование случайных процессов с различными распределениями широко применяется при модернизации и разработке радиотехнических систем. В частности, процесс с распределением Релея может служить имитационной моделью амплитуды сигнала, прошедшего канал распространения с множеством примерно одинаковых отражателей [1].

Алгоритм формирования псевдослучайных чисел с распределением Релея имеет вид [2]

$$\xi(n) = \sqrt{-2 \cdot \sigma_w^2 \cdot \ln(\rho_0(n))}, \quad (1)$$

где  $\sigma_w^2$  – параметр распределения шума,  $\rho_0(n)$  – последовательность псевдослучайных чисел с равномерным распределением в интервале (0, 1).

Однако в литературе недостаточно изучены спектрально-корреляционные характеристики последовательностей шума (1).

В работе получены статистические характеристики шума (1) с параметром распределения  $\sigma_w^2 = 2/(4 - \pi)$ , что соответствует математическому ожиданию шума  $m_\xi = \sqrt{\pi/(4 - \pi)}$  и дис-

персии  $\sigma_{\xi}^2 = 1$ . Результаты исследования характеристик, полученных по 1000 реализаций шума с объемом выборки 2000, привели к следующему: гипотеза о распределении Релея принимается; выборочные среднее и дисперсия составили 1,9119 и 0,9985 соответственно, откуда абсолютные отклонения от теоретических значений составили 0,0012 и 0,0015 соответственно; максимальный уровень боковых лепестков (УБЛ) автокорреляционной функции шума равен 0,0025 или минус 26,06 дБ. Полученный УБЛ меньше величины минус 23,2 дБ, вычисленной из критерия о корреляционных связях. Отсюда следует, что шум (1), близок к белому и имеет равномерный энергетический спектр.

#### **Литература**

1. Борисов, Ю.П. Математическое моделирование радиосистем: учеб. пособие для вузов. – М.: Сов. радио, 1976. – 296 с.
2. Galassi, M. GNU Scientific Library / M. Galassi, J. Davies, J. Theiler, B. Gough, G. Jungman, M. Booth, F. Rossi: Reference Manual. Edition 1.4 for GSL Version 1.4, 2003. – 472 pp.