

# **Алгоритмы и устройства обработки радиотехнической информации**

А.Ю. Антонов  
Научный руководитель – профессор, д-р техн. наук В.В. Костров  
*Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета  
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых  
602264 г.Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
e-mail: aleksandr\_uran@mail.ru*

## **Влияние геометрических параметров орбиты и съемки на обработку информации в РСА космического базирования**

Развитие элементной базы и технологий позволяет создавать космические средства разведки с более высокими параметрами. Космические аппараты (КА), оснащенные РЛС с синтезированной апертурой (РСА), обладают расширенными возможностями и позволяют создавать подробные карты местности, уточнять существующие карты, обнаруживать и распознавать замаскированные объекты, отслеживать с высокой точностью действия вероятного противника, и т.д. Особое внимание уделяется системам, работающим в режиме реального времени.

Рассмотрим влияние вращения Земли вокруг оси на параметры синтезируемого радиолокационного изображения (РЛИ) на примере спутника RISAT-1 [1], находящегося на круговой солнечно-синхронной орбите, в маршрутном режиме съемки. При высоте орбиты 609 км спутник имеет период обращения  $\sim 97$  минут. Данный КА оснащен радиолокатором с активной фазированной антенной решеткой с размерами 6мЧ2м, который работает в С-диапазоне (центральная частота 5,35 ГГц) при ширине спектра зондирующего сигнала 75 МГц.

Примем за модель Земли – шар со средним радиусом 6371 км. Для начала рассмотрим случай движения спутника по линии экватора, поскольку здесь наиболее сильно проявляется влияние вращения Земли. На рис. 1 представлена зависимость линейной скорости (м/с) движения точки от её широты  $\phi$  (градусов).

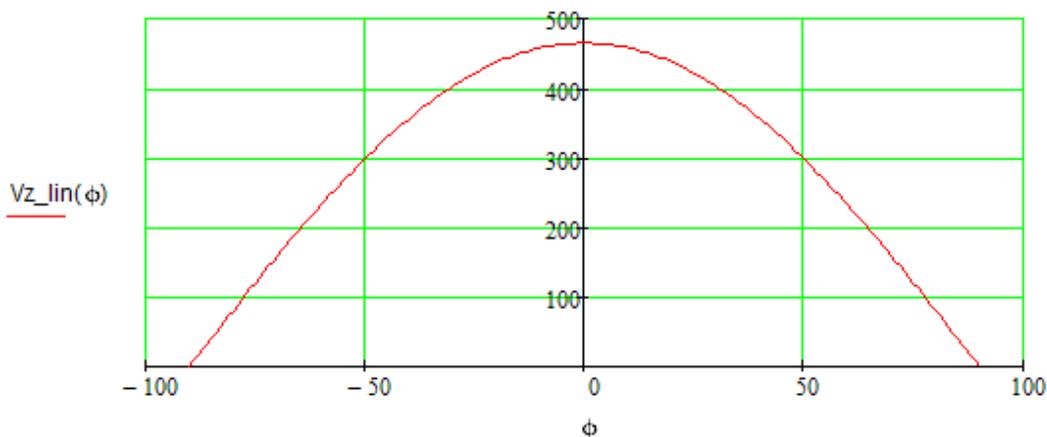


Рис. 1 – График зависимости линейной скорости от широты

Возможны два варианта движения спутника относительно Земли: противофазного и синфазного вращения. По сравнению с неподвижной Землей в первом случае происходит увеличение скорости луча диаграммы направленности на поверхности Земли на 463 м/с и, как следствие, уменьшение времени синтезирования апертуры на 65 мс, а также более раннему отклику сигнала от цели. Во втором случае происходит уменьшение скорости луча на такую же величину, но увеличивается время синтеза на 75 мс и отклик сигнала приходит позже. На рис.2 представлены графики изменения наклонной дальности (в метрах) во времени (секунды). Кривая ДР построена для случая неподвижной Земли, кривые ДР1 и ДР2 – для противофазного и синфазного вращения соответственно. Поскольку смещение превосходит элемент разрешения – 3 м, это приводит к миграции отклика сигнала по дальности и, особенно, по азимуту. Как следствие, происходит изменение расчетных параметров: закона изменения доплеровской

частоты, ЛЧМ-опоры по дальности и азимуту. В результате неправильно определяется положение цели.

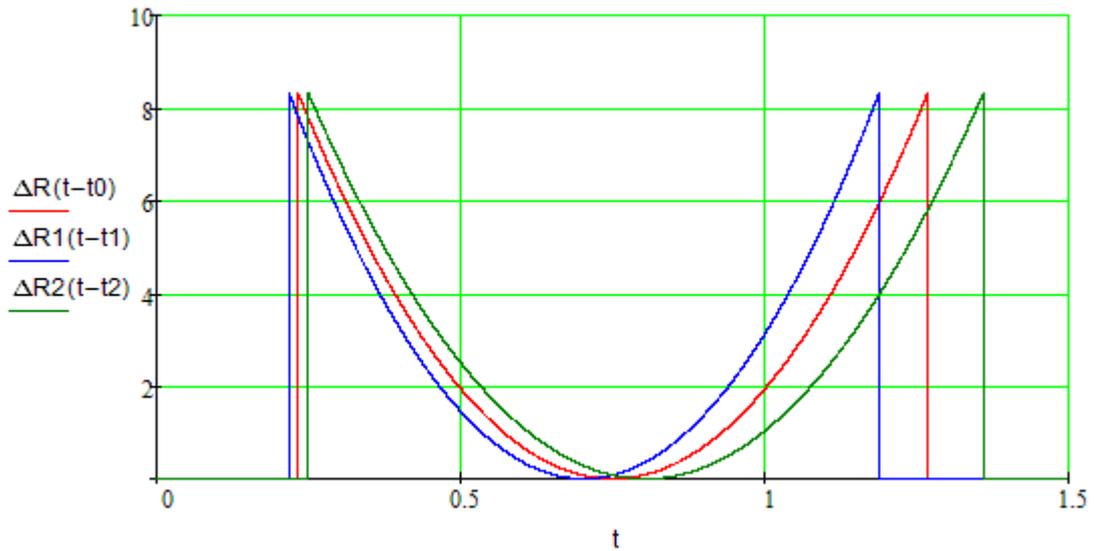


Рис.2 – Графики изменения наклонной дальности

В случае движения спутника вдоль меридиана кроме миграции отклика сигнала происходит искажение формы кадра из прямоугольной в параллелограмм. Причем искажение тем сильнее, чем ближе к экватору находится снимаемый кадр. На рис.3 представлен график смещения цели  $\Delta L(t)$ , м, от прямой линии для экватора в процессе съемки.

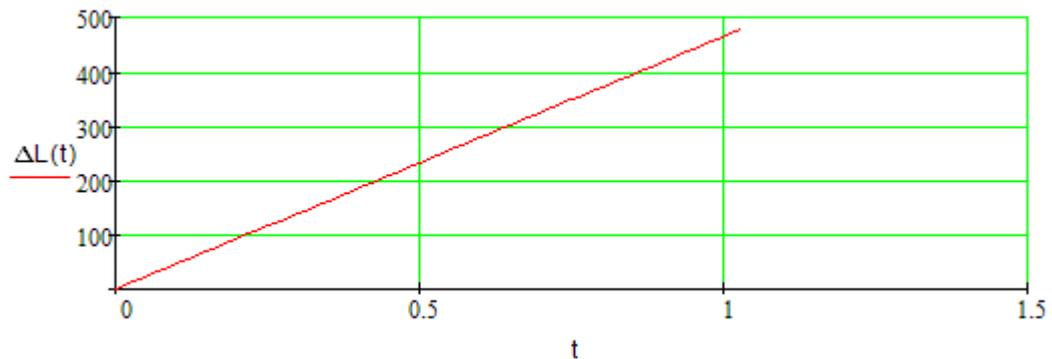


Рис.3 – График смещения цели от прямой линии на экваторе

На практике спутники движутся с наклоном к плоскости экватора по эллиптическим орбитам, поэтому на параметры синтезируемого РЛИ влияет как составляющая движения по широте, так по меридиану, а также изменение высоты, угловых и линейных скоростей и их проекций на поверхности Земли. Кроме того, сложность расчетов вызывает зависимость радиуса Земли от широты и неровный характер рельефа земной поверхности. Однако для получения высокоточных снимков все эти зависимости необходимо учитывать, что реализуется за счет ориентации спутника в путевой системе координат, установки астродатчиков для отслеживания траектории движения спутника, GPS-датчиков для привязки к координатам Земли. По этим данным непосредственно для каждой строки дальности определяются координаты спутника, точки визирования, наклонная дальность, доплеровский сдвиг частот. Миграция учитывается при расчете опорных функций по дальности и азимуту.

#### Литература

1. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. – М.: Радиотехника, 2010. – 688 стр.

А.Ю. Бакнин  
А.Е. Кузнецов

Научный руководитель – преподаватель спец. дисциплин М.А. Староверов  
*Муромский техникум радиоэлектронного приборостроения*  
602267, Владимирская область, г. Муром, ул. Комсомольская, 55

## USB осциллограф

USB осциллограф может использоваться в лабораториях радиолюбителей, разработчиков и специалистов для анализа низкочастотных аналоговых сигналов, регистрации длительных медленно меняющиеся процессов, а также исследования двоичных сигналов от транспондеров, TOUCH MEMORY, систем ДУ, интерфейсов RS232, I2C и т.д.

USB осциллограф предназначен для работы в качестве простого двухканального вольтметра для измерения напряжений в диапазоне  $\pm 20$  В, частотомера в диапазоне до 50 кГц или пробника со звуковым оповещением.

USB осциллограф состоит из печатной платы на которой установлены все необходимые элементы и разъемы.

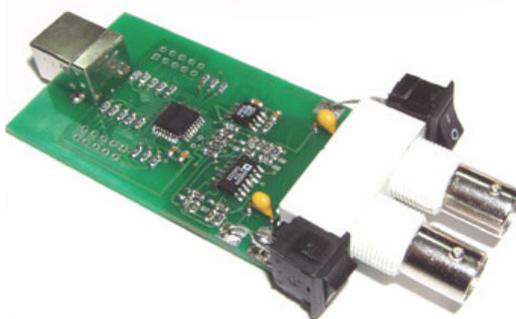


Рис. 1. Внешний вид USB осциллографа

Подключение USB осциллографа производится к последовательному порту компьютера USB, от которого производится питание и управление его работой.

Работа USB осциллографа и его характеристики:

- количество каналов: 2
- частота дискретизации 100 Гц ... 200 кГц
- глубина памяти чтение через буфер: 1126 отсчетов/канал (1 канал), 563 отс/кан (2 канала)
- потокочное чтение: 64К отсчетов/канал (1 или 2 канала)
- входное напряжение -20 ... +20 В (аппаратно 2 поддиапазона)
- разрядность АЦП: 10 бит
- синхронизация: абсолютная (по нарастающему/спадающему фронту), дифференциальная (по разнице между соседними отсчетами), внешняя (по нарастающему/спадающему фронту TTL уровни).

На рис. 2 приведено основное окно программы при работе в режиме осциллографа. В центре окна находится рабочий экран, на котором отображаются осциллограммы, красная осциллограмма соответствует каналу А, а синяя каналу В. Слева от рамки рабочего экрана расположена шкала по напряжению канала А, справа от рамки - шкала по напряжению канала В. Единица измерения обоих шкал по напряжению - Вольты. Снизу рабочего экрана расположена ось времени (развертка).

Слева и справа от рабочего экрана находятся два указателя «1» и «2», позволяющих смещать нуль каналов А и В соответственно. Смещение нуля целесообразно проводить, если сигналы обоих каналов чересчур накладываются друг на друга, что затрудняет их анализ. Для установки одной из девяти стандартных позиций нуля необходимо щелкнуть правой кнопкой мыши над соответствующим указателем, после чего из появившегося всплывающего меню выбрать одно из возможных значений положения нуля.

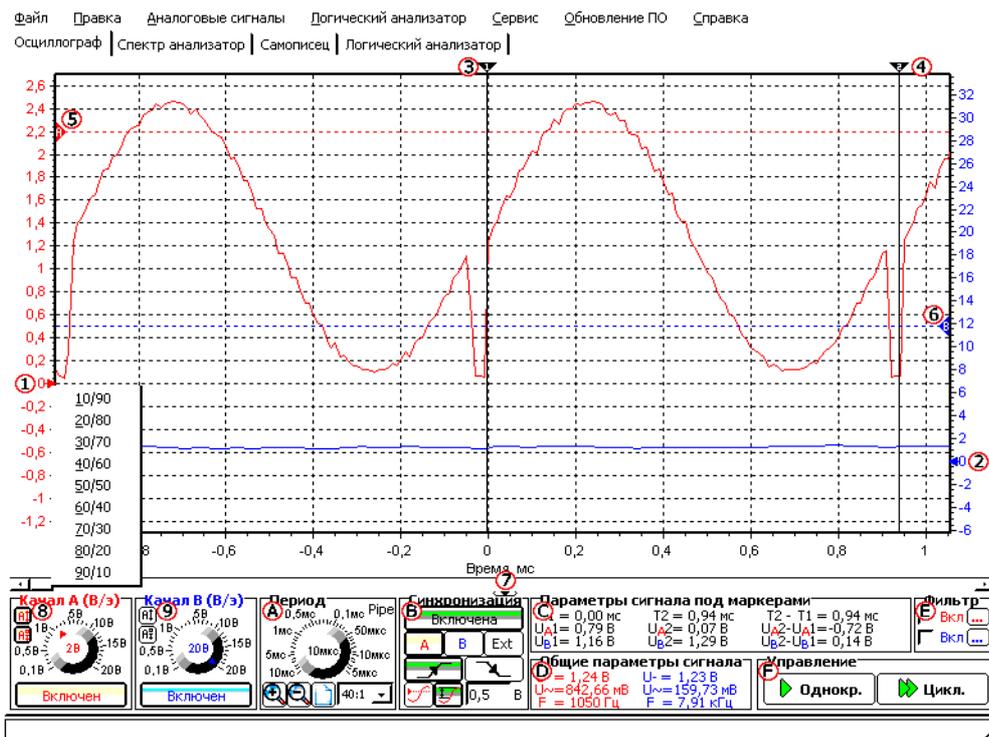


Рис.2. Основное окно программы

Над рамкой рабочего экрана расположены два маркера «3» и «4», предназначенные для точного измерения временных интервалов и значений амплитуд напряжений каждого из каналов. Маркеры можно передвигать с помощью мыши, для этого необходимо щелкнуть левой кнопкой мыши над треугольником, после чего, не отпуская левую кнопку, передвигать мышь влево или вправо. При передвижении маркера по рабочему экрану на панели «А» будут отображаться параметры сигнала под маркером.

Для задания уровня синхронизации используются два горизонтальных маркера «5» и «6». Маркер А задает уровень (амплитуду) напряжения канала А, который используется при включенной синхронизации (абсолютной) по каналу А. Маркер В аналогично задает уровень, используемый при включенной синхронизации по каналу В. Перемещение маркеров синхронизации осуществляется аналогично перемещению маркеров «3» и «4», кроме того, при перемещении маркеров синхронизации на строке состояния точно отображается устанавливаемый уровень.

Для перемещения осциллограмм внутри рабочего экрана предназначена стандартная линейка прокрутки «7». После изменения масштаба ранее полученные осциллограммы могут полностью не помещаться внутри рабочего экрана, при этом ползунок становится меньше линейки прокрутки пропорционально отношению длины осциллограммы, попавшей в рабочий экран, к общей длине осциллограммы. Под линейкой прокрутки находится небольшая кнопка, позволяющая скрыть панель настроек осциллографа, что обеспечивает больше места для рабочего экрана.

Задать размах шкалы напряжения канала А/В возможно на панели «8/9» "Канал А/В (Вольт/экран)". Размах задается с помощью ручки настройки. Необходимо отметить, что USB осциллограф аппаратно поддерживает два диапазона входных сигналов 0-2 В и 2-20 В. Из этого следует, что для того, чтобы получить наиболее достоверную осциллограмму, амплитуда которой находится в диапазоне  $\pm 2 В$ , целесообразно выбрать размах  $\pm 2 В/экран$  или ниже. Так как ошибка квантования при размахе  $\pm 2 В/экран$  и ниже будет составлять  $4 В / 1024 = 0,0039 В$  (разрядность 10 бит), в то время как при размахе  $\pm 5 В/экран$  и выше ошибка квантования будет в 10 раз больше  $40 В / 1024 = 0,039 В$ . На этих же панелях расположены кнопки включения / выключения каналов. Если не требуется анализировать одновременно два аналоговых сигнала, то целесообразно будет выключить один из каналов, что позволит увеличить максимальную частоту дискретизации с 100 кГц до 200 кГц.

## Исследование влияния характеристик фильтра на качество фильтрации сигнала

Фильтрация сигналов является одной из важнейших операций обработки сигнала потому, что при передаче радиосигнала к нему прибавляются различного рода помехи. При приеме сигнала эти помехи нужно устранить или отфильтровать. Для этого применяются устройства называемые фильтрами. Как фильтр отделит сигнал от помехи, во многом зависит от характеристик самого сигнала.

Рассмотрим влияние характеристик сигнала на качество фильтрации на примере обработки радиоимпульса согласованным фильтром. Радиоимпульс имеет следующие параметры: несущая частота  $f_0 = 628 \text{ Гц}$ ; амплитуда  $U = 2 \text{ В}$ ; фаза  $\varphi = 0$ ; длительность 500 дискретов; время задержки импульса относительно начала наблюдения 1000 дискретов; объем выборки 4096. Функция сигнала на выходе согласованного фильтра с обратной импульсной характеристикой определяется выражением:

$$S(t) = \sum_{n=0}^N b(n) \cdot f(t - n)$$

где:  $b(n)$  – импульсная характеристика;  $f(t)$  – фильтруемый радиоимпульс с помехой.

В качестве импульсной характеристики фильтра принимаем непосредственно сам радиоимпульс без задержки. Нужно обязательно соблюсти размерность сигнала (500 дискретов). В результате фильтрации получаем график, изображенный на рис. 2. Если увеличить амплитуду сигнала качество фильтрации улучшится. Графики с измененной фазой и количеством дискретов не приведены так, как эти параметры не влияют на результат расчетов.

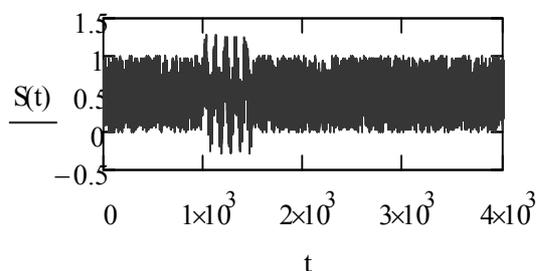


Рис. 1 Фильтруемый сигнал с помехой

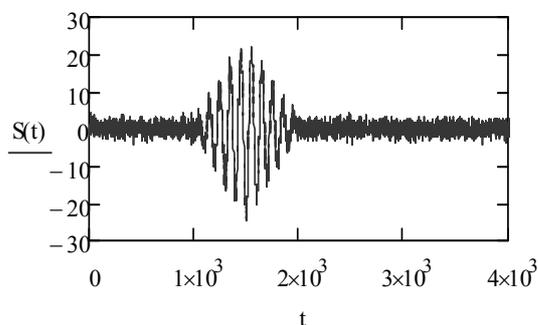


Рис. 2 Результат фильтрации

При сравнении графиков можно заметить, что амплитуда помехи оказывает серьезное влияние на качество фильтрации. Если амплитуда будет достаточно велика, помеха поглотит сигнал и фильтр не сможет должным образом выделить его. Следовательно, для обеспечения необходимого качества фильтрации нужно учитывать амплитуду помехи, а амплитуду сигнала брать на несколько порядков больше [1].

#### Литература

1. Цифровая обработка сигналов; Справочник/ Л.М. Гольденберг, Б.Д. Матюшкин, М.Н. Поляк.– М.: Радио и связь, 1985. – 312 с.

**Проблема радиационной стойкости  
высокопроизводительных бортовых компьютеров  
малых космических аппаратов  
с длительными сроками активного существования**

Хорошо известно, что на борту КА аппаратура подвергается воздействию ионизирующего излучения космического пространства, состоящего из излучений заряженных частиц естественного радиационного поля Земли и излучений галактических и солнечных космических лучей. К частицам естественного радиационного поля относятся относительно легкие электроны и протоны, захваченные магнитосферой Земли. Космические лучи представлены потоками тяжелых заряженных частиц – протонов, ионов, ядер химических элементов, обладающих высокой массой и энергией. Такое воздействие приводит к различным параметрическим и функциональным отказам оборудования, к одиночным сбоям. Для аппаратов с длительными сроками активного существования проблема стабильной работы стоит еще более остро, так как в течение срока функционирования набирается значительная доза ионизирующего излучения, соизмеримая с предельной, и вероятность сбоя существенно возрастает.

Существующие методы повышения радиационной стойкости бортовой аппаратуры за счет применения экранирующих элементов конструкции, избыточности ресурсов, применения отбраковки ЭРИ, принудительного переключения режима и т.д. [1, 2, 3] дают определенный положительный эффект. Они позволяют снизить вероятность отказа оборудования при применении коммерческих ИМС в промышленном или военном исполнении на борту КА. Однако эти методы не дают полного решения проблемы бессбойного функционирования в условиях космической радиации, что иногда приводит к значительным финансовым и имиджевым потерям страны. В качестве примера можно привести нештатную ситуацию на КА «Фобос-Грунт», произошедшую на 1 и 2 витках полета (23:28:41 ДМВ 8 ноября – 01:10:28 ДМВ 9 ноября 2011 г.) и приведшую в последствии (15 января 2012 г.) к полной потере КА и провале миссии в целом. В качестве основной причины возникновения нештатной ситуации называется «локальное воздействие тяжелых заряженных частиц (ТЗЧ) космического пространства» [4] на микросхему WS512K32V-20G2UM. Последняя буква М означает 'Military', что говорит о возможности применения этой микросхемы лишь в военной (но не космической) технике благодаря ее расширенному температурному диапазону [5].

Различные меморандумы ведущих производителей элементной базы также говорят о необходимости разделения ИМС промышленного и военного исполнения от ИМС, предназначенных для применения в космической технике [6, 7]. Последние должны изготавливаться с использованием иных технологий и технологических процессов.

Международный опыт построения вычислительных машин КА показывает преимущественное использование радиационно-стойких ИМС, предназначенных для применения в космических приложениях. Рассмотрим, например вычислители, предлагаемые сегодня одной из ведущих компаний Astrium Европейского аэрокосмического и оборонного концерна (EADC), для применения в аэрокосмической сфере:

- вычислительный модуль обработки данных общего назначения GDPU выполнен на базе одноплатного компьютера Maxwell SCS750 (радиационно-стойкий микропроцессор powerPC 750fX) с пиковой производительностью 1800 MIPS обеспечивает общую радиационную стойкость по накопленной дозе более 100 крад [8];

- мультипроцессорный вычислительный модуль ЦОС DSP-MCM выполнен на базе радиационно-стойкого сигнального микропроцессора TSC21020F с пиковой производительностью 60 MFLOPS обеспечивает общую радиационную стойкость по накопленной дозе более 100 крад [9];

- коммуникационный модуль PCPDHU выполнен на базе радиационно-стойкого микропроцессора LEON2-FT с архитектурой SparcV8 с пиковой производительностью 86 MIPS обеспечивает общую радиационную стойкость по накопленной дозе более 100 крад [10].

Обобщая вышесказанное, можно сделать вывод о необходимости применения для построения бортовых вычислителей КА с длительными САС специализированной радиационно-стойкой элементной базы. Поскольку приобретение специализированных импортных комплектующих вызывает затруднения, а также учитывая вопросы безопасности, целесообразно ориентироваться на отечественные ЭРИ.

На сегодняшний день существует несколько отечественных сигнальных микропроцессоров в радиационно-стойком исполнении. Это в первую очередь МС-24R2, стойкий аналог ИМС 1892ВМ2Я, производства ГУП НПЦ «ЭЛВИС». В ближайшее время планируются к реализации в стойком исполнении ИМС 1890ВМ6Я и 1890ВМ7Я.

Сигнальный микропроцессор МС-24R2 представляет собой 32-х разрядную двудерную систему на кристалле и состоит из управляющего CPU с архитектурой MIPS32, цифрового сигнального процессора, внутренней памяти и ряда периферийных устройств [11]. Заявленная пиковая производительность составляет 600 MFLOPS для 32-х разрядной арифметики в формате IEEE 754 и 3600/1600/800 MIPS для 8/16/32-х разрядной арифметики с фиксированной точкой соответственно, что достаточно хорошо соотносится с современными импортными радиационно-стойкими образцами, и позволяет широко применять указанный микропроцессор для построения высокопроизводительных бортовых компьютеров космических аппаратов.

#### Литература

1 Гобчанский О.П., Попов В.Д., Николаев Ю.М. Повышение радиационной стойкости промышленных средств автоматики в составе бортовой аппаратуры // «СТА». – 2001. – №4. – с.36-40

2 Гобчанский О.П. Проблемы создания бортовых вычислительных комплексов малых космических аппаратов // «СТА». – 2001. – №4. – с.28-34

3 Попов В.Д. Проблемы и возможности применения коммерческих интегральных схем в военной и космической технике. // Chip News. – 1999. – №5. – с.28-32.

4 Основные положения Заключения Межведомственной комиссии по анализу причин нештатной ситуации, возникшей в процессе проведения летных испытаний космического аппарата «Фобос-Грунт», образованной в соответствии с приказом руководителя Роскосмоса от 9 декабря 2011 года № 206. Пресс-служба Роскосмоса 03.02.2012г.

5 White Electronic Designs Corporation. WS512K32V-XXX Datasheet. March 2006. Rev. 12.

6 Atmel Corporation. Aerospace Products Radiation Policy. Rev.4170E–AERO–06/03.

7 Honeywell Aerospace. Rad Hard Microelectronics solutions. N61-1040-000-001. November 2011.

8 Maxwell Technologies, Inc. SCS750. Doc. # 1004741, Rev. 7.

9 Atmel Corporation. Rad. Tolerant 32/40-bit IEEE Floating Point DSP. TSC21020F. Rev. 4153E–AERO–06/02

10 Atmel Corporation. Rad-Hard 32 bit SPARC V8 Processor AT697E. Rev. 4226H–AERO–08/11

11 ГУП НПЦ «ЭЛВИС». МИКРОСХЕМА ИНТЕГРАЛЬНАЯ МС-24R2. РУКОВОДСТВО ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ.

М.В. Елисеева  
Научный руководитель – доцент, канд. техн. наук В.В. Терсин  
*Муромский институт Владимирского государственного университета*  
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23  
e-mail: itpu@mivlgu.ru

**Анализ результатов моделирования  
алгоритма оценки частоты  
по спектру оптимальной неэквилидистантной последовательности  
отсчетов комплексной синусоиды**

Известно, что спектр последовательности импульсов, поступающих через время  $T$ , является решетчатым с периодом  $1/T$ . Спектр последовательности импульсов, модулированных частотой Доплера, может сдвигаться относительно спектра немодулированной последовательности на величину, превышающую  $\pm 1/2T$ . Это приводит к неоднозначному измерению частоты.

Для устранения таких ошибок используют вобуляцию периода повторения импульсов. Диапазон однозначно измеряемых частот здесь определяется величиной наибольшего общего делителя (НОД) интервалов времени между соседними импульсами пачки. В качестве оценки будем брать частоту, соответствующую максимуму унимодальной функции, полученной с помощью квадратичной интерполяции 3-х соседних значений спектральной оценки. Для этого необходимо, чтобы эти 3-и спектральные линии, ширина которых определяется продолжительностью неэквилидистантной последовательности, пересекались

При оценивании спектра неэквилидистантной пачки сигналов будем считать последовательность сигналов периодической с периодом, равным НОД межимпульсных интервалов пачки. Конечно, в такой последовательности только малая часть сигналов имеет ненулевую амплитуду, зато ее спектр является периодическим с периодом  $1/\text{НОД}$ , а частота Доплера может быть оценена однозначно в диапазоне  $\pm 1/2\text{НОД}$ .

Для оценки спектра сигнала по эквидистантной прореженной последовательности отсчетов будем использовать параметрический спектральный анализ: строить авторегрессионную (АР) модель и находить ее коэффициенты, решая нормальные уравнения Юла-Уокера [2].

При НОД, равном 8 дискрет (1 дискрет = 0.83 Мкс), диапазон однозначно измеряемых доплеровских частот равен  $\pm 75$  кГц. Неэквилидистантную последовательность из 4-х импульсов с межимпульсными интервалами 592, 744 и 640 дискрет можно представить как последовательность импульсов с периодом 1 НОД, причем, только 4 отсчета: 0-ой, 74-ый, 167-ый и 247-ый, будут не равны нулю.

Корреляционная матрица такой последовательности будет теплицевой и эрмитовой. Образующий теплицеву корреляционную матрицу первый столбец будет содержать, дополнительно к указанным, 80-ый, 93-ий и 173-ий ненулевые элементы.

При решении задачи оценки спектра одной комплексной синусоиды в шуме ранг корреляционной матрицы  $247 \times 247$  элементов будет равен единице и система нормальных уравнений Юла -Уокера для определения коэффициентов АР-модели последовательности отсчетов входного сигнала не имеет решения. Способом решения проблемы вырожденности корреляционной матрицы последовательности отсчетов является превращение ее в прямоугольную уменьшением порядка АР-модели (глубины авторегрессии). В результате система нормальных уравнений Юла-Уокера становится переопределенной и для нахождения ее решения следует умножить обе части системы на эрмитово-сопряженную корреляционную матрицу. Полученная в результате такого умножения квадратная эрмитовая матрица системы нормальных уравнений уже не будет теплицевой, и для решения такой системы вместо

значительно более быстрого алгоритма Левинсона приходится использовать метод квадратных корней.

Порядок АР-модели определяется максимальной разностью каждой пары межимпульсных интервалов, то есть разностью между максимальным и минимальным межимпульсными интервалами. Для рассматриваемой последовательности из 4-х неэквилидистантных отсчетов эта разность равна 19 НОД, а эрмитова матрица системы нормальных уравнений в своей верхней треугольной части имеет ненулевыми, кроме главной, только шестую, тринадцатую и девятнадцатую диагонали.

Спектр синусоиды, оцениваемый методом Юла-Уокера по 4-м неэквилидистантным отсчетам является линейчатый. Он содержит ровно 13 гармонических составляющих, сгруппированных в 6 групп: 5 групп по 2-е гармоники и одной группы (около измеряемой частоты) из 3-х гармоник. Заметим, что количество групп совпадает со значением минимальной разности межимпульсных интервалов, а количество спектральных линий – со значением разности, следующей по величине за минимальной. Количество групп и уровни максимальных гармоник каждой группы изменяются при изменении того из 3-х межимпульсных интервалов, который не является ни минимальным, ни максимальным, то есть 3-го интервала в нашем случае.

Перебор всех возможных значений 3-го межимпульсного интервала и всех вариантов относительного расположения интервалов между 4-мя неэквилидистантными отсчетами показал, что соотношение между интервалами исходного примера оптимально в смысле минимума отношения второго по величине локального максимума спектра к глобальному максимуму.

Чем больше разность между максимальным и минимальным межимпульсными интервалами (порядок модели), тем больше уровень боковых спектральных линий по сравнению с центральной линией и тем уже сами спектральные линии. При уменьшении отношения сигнал/шум увеличивается смещение центральной спектральной линии, что увеличивает СКО оценки частоты, а также растет уровень боковых спектральных линий. Когда такая линия становится больше центральной, возникает аномальная ошибка. Как показывают зависимости среднеквадратического отклонения (СКО) оценки частоты 10 кГц от отношения сигнал/шум, чем больше порядок модели, тем при большем отношении сигнал/шум возникает аномальная ошибка, однако СКО равномерно меньше.

Для получения оптимальных неэквилидистантных последовательностей, содержащих более 4-х отсчетов входного сигнала, будем добавлять очередной интервал так, чтобы минимизировать отношение второго по величине локального максимума спектра к глобальному максимуму. Добавляемый интервал должен быть больше минимального и меньше максимального интервала исходной оптимальной 4-х импульсной последовательности.

Если изменять разность между максимальным и минимальным интервалами неэквилидистантной последовательности при фиксированной длине ее минимального интервала, то оказывается, что с увеличением разности заметно уменьшается СКО частоты, но растет число и уровень боковых спектральных линий, а также вероятность аномальной ошибки.

Выясним теперь, как изменяется уровень боковых спектральных линий спектра и СКО оценки частоты при изменении отношения между максимальным и минимальным интервалами неэквилидистантной последовательности при фиксированной разности между ними, равной 37 НОД. Имитационное моделирование показало, что с увеличением отношения между максимальным и минимальным интервалами от 1.25 до 1.97 раз СКО оценки частоты уменьшается от 3-х (для 8 отсчетов) до 4-х раз (для 12 отсчетов), а вероятность аномальной ошибки почти не изменяется, хотя отношение второго по величине локального максимума спектра к глобальному максимуму уменьшается от 1.8 до 3.4 раза. Экспериментально установлено, что длина максимального интервала не может превышать величины, равной 2-м минимальным, уменьшенной на 1 НОД. При дальнейшем увеличении отношения между максимальным и минимальным интервалами в спектре синусоидального сигнала подавляется составляющая, соответствующая измеряемой частоте.

Определим теперь минимальную СКО, с которой можно измерить частоту Доплера по пачке неэквилидистантных отсчетов с минимальным интервалом 74 НОД исходного примера. Получается, что максимальный интервал будет равен 147 НОД, а максимальная разность межимпульсных интервалов пачки равна 73 НОД. Заметим, что при увеличении разности максимального и минимального интервалов с 37 НОД до 73 НОД, а их отношения с 1.5 до

1.986, СКО оценки частоты уменьшается для минимально возможного отношения сигнал/шум в 5 раз и достигает 30 Гц для любых частот из диапазона  $\pm 75$  кГц. Если такой диапазон не требуется и величину НОД неэквидистантной последовательности следует увеличить, например в два раза, то для сохранения прежним минимального интервала последовательности, измеряемого в дискретах дальности, следует уменьшить его длину в НОДах в два раза. В результате получим последовательности с разностью между максимальным и минимальным интервалами, равной 37 НОД, и их отношением, равным 1.97.

О.В. Ионова  
Научный руководитель – доцент, канд. техн. наук В.В. Терсин  
*Муромский институт Владимирского государственного университета*  
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23  
e-mail: itpu@mivlgu.ru

## **Моделирование цифрового многоканального алгоритма подавления активных помех, использующего корреляционные обратные связи**

Для моделирования используется объектно-ориентированный язык C++. Главная часть программы, содержащаяся в функции main, имеет параметры, соединяющие ее с входным файлом, имя которого задается в командной строке. Этот файл открывается для чтения и содержит переменные параметры многоканальной цифровой системы подавления активных помех с корреляционными обратными связями: число каналов по азимуту и углу места, среднее значение отношения мощности активной помехи к мощности собственного шума канала и среднеквадратическое отклонение этого отношения, уровень флуктуаций весового вектора, коэффициент усиления в цепи обратной связи, число активных помех, максимальное число отсчетов времени, число экспериментов в серии, число серий экспериментов, момент появления полезного сигнала.

Прежде чем перейти к чтению входных данных, программа создает файл для вывода протокола, затем читает файл данных и определяет мощность собственного шума канала. Все выходные данные сохраняются в файле протокола.

До начала расчета переходного процесса на выходе многоканальной системы с корреляционными обратными связями создаются и открываются текстовые файлы для вывода результатов моделирования в формате, удобном для построения графиков. Далее начинается выполнение текущей серии экспериментов. Номер серии выводится на дисплей и производится обнуление массивов, используемых при вычислении статистических моментов помехи и сигнала на выходе алгоритма обработки. Затем программа с помощью функции `dahneu` рассчитывает векторы амплитудно-фазовых распределений активных помех и полезного сигнала, после чего определяет число каналов, величину, обратную мощности собственного шума и массив моментов времени. После этого начинается выполнение текущего эксперимента в серии. Номер эксперимента выводится на дисплей, чтобы можно было ориентироваться в объеме выполненной работы по моделированию. Выполнение эксперимента начинается с установки начальных условий для исходного вектора помехи и векторов весовых коэффициентов.

После установки начальных условий начинается расчет моментов помехи и сигнала на выходе алгоритма обработки для каждого момента времени. Расчет переходного процесса начинается с расчета векторов помехи (функция `storun`) и сигнала (функция `signal`) на входе алгоритма обработки. Сигнал смешивается с помехой с заданного момента времени. Получившаяся смесь обрабатывается адаптивным алгоритмом с корреляционными обратными связями в дискретном времени, реализованным с помощью функции `gewicha`. Номер отсчета времени выводится на дисплей для контроля процесса моделирования.

После окончания расчета переходного процесса в заданном диапазоне времени для всех экспериментов серии производится расчет статистических моментов: среднего и дисперсии помехи на выходе систем обработки. При этом используются суммы мощностей и их квадратов на выходе алгоритма обработки за все эксперименты серии для каждого отсчета времени. Рассчитанные моменты записываются в отдельные файлы и файл протокола, после чего файлы закрываются и программа заканчивает свою работу.

Функция `dahneu`, используя в качестве входных данных число каналов по вертикали и горизонтали, а также число активных помех, рассчитывает массив векторов амплитудно-фазовых распределений помех и вектор амплитудно-фазового распределения полезного сигнала. Кроме того, для каждой из помех на основе заданных моментов мощности, определяется величина мощности помехи. Направление прихода помех выбирается случайно.

Работа функции начинается с расчета ширины главного лепестка диаграммы направленности (на нулевом уровне). Затем для каждой помехи с помощью датчика равномерно распределенных чисел генерируются синусы азимута и угла места. Если направление прихода помехи попадает в главный лепесток (по азимуту и углу места), то оно бракуется и генератор запускается снова. Точно также направление прихода помехи бракуется, если оно попадает в один из боковых лепестков вместе с каким-либо из ранее полученных направлений. Режим отбраковки направления при необходимости может отключаться.

Генератор равномерно распределенных чисел выполнен с помощью функции `randomY`, внутри которой определена глобальная целая переменная двойной точности, преобразуемая рекурсивно по модулю максимального числа разрядности. Выходом функции является число с плавающей запятой, нормированное в диапазоне от 0 до 1.

Используя направления прихода помех по азимуту и углу места, функция `dahneu` вычисляет векторы амплитудно-фазовых распределений каждой помехи и сигнала. С этой целью используется аналитическое выражение для учета фазовых сдвигов, определяемое функцией `eI`. Эта функция вызывается дважды: при учете фазовых сдвигов в двух плоскостях - по азимуту и углу места. Одновременно с фазовыми сдвигами функция `eI` может учитывать амплитудную диаграмму направленности каждого канала приема.

Последним, что делает процедура `dahneu`, является генерация уровней мощности каждой из активных помех с помощью второго датчика случайных чисел, имеющего гауссово распределение. Этот датчик, определяемый функцией `gauss`, по заданным моментам распределения вычисляет случайную величину с нормальным законом распределения. Для получения указанного распределения используется центральная предельная теорема. Выходное число является суммой 12 чисел с равномерным распределением, генерируемых первым датчиком, определенным функцией `randomY`.

Функция `storun` вычисляет комплексный вектор суммарных помех на выходах каналов. Исходными данными служат результаты работы функции `dahneu`: векторы амплитудно-фазовых распределений активных помех и полезного сигнала, вектор уровней мощности активных помех относительно мощности собственного шума канала, а также величина этой мощности.

Сначала с помощью функции `normaI` генерируется нормированный комплексный вектор собственных шумов, а затем к нему последовательно добавляются комплексные векторы активных помех, полученные также с помощью функции `normaI`. Необходимо отметить, что активные помехи добавляются в вектор суммарных помех, начиная только с 10 отсчета времени, сначала присутствует только собственный шум.

Функция `normaI` генерирует два числа с гауссовым распределением, которые впоследствии используются как вещественная и мнимая части комплексного числа. Для получения пары случайных чисел используется генератор с равномерным распределением `randomY`. Отбираются только такие пары, сумма квадратов которых меньше 1. После этого числа линейно преобразуются в соответствии с заданными статистическими моментами: средним и дисперсией, с учетом нелинейного преобразования их суммы квадратов.

Работа функции `storun` заканчивается поэлементным умножением нормированного суммарного вектора помех и на входе на среднеквадратическое отклонение собственного шума канала (с нулевым средним).

Функция `signal` добавляет к вектору суммарных помех на входах каналов полезный сигнал, начиная с заданного отсчета времени. Продолжительность полезного сигнала равна 10 отсчетам.

С помощью функции `gewicha` по комплексному входному вектору суммарной помехи (и сигнала для некоторых отсчетов) вычисляется комплексное значение помехи на выходе системы обработки. Для каждого отсчета времени помеха на выходе получается как скалярное произведение входного вектора суммарной помехи и весового вектора. Весовой вектор для начального момента времени вычисляется в главной программе. Для каждого следующего отсчета времени новое значение весового вектора вычисляется на основе старого значения и входного вектора суммарных помех в соответствии с моделируемым цифровым алгоритмом подавления активных помех. Кроме того, эта функция вычисляет потенциальное значение

слабого сигнала на выходе системы как скалярное произведение вектора амплитудно-фазового распределения сигнала на весовой вектор.

Значения мощности помехи и сигнала, а также квадрата мощности помехи суммируются за все эксперименты для вычисления моментов этих величин. Вычисление моментов производится в главной программе.

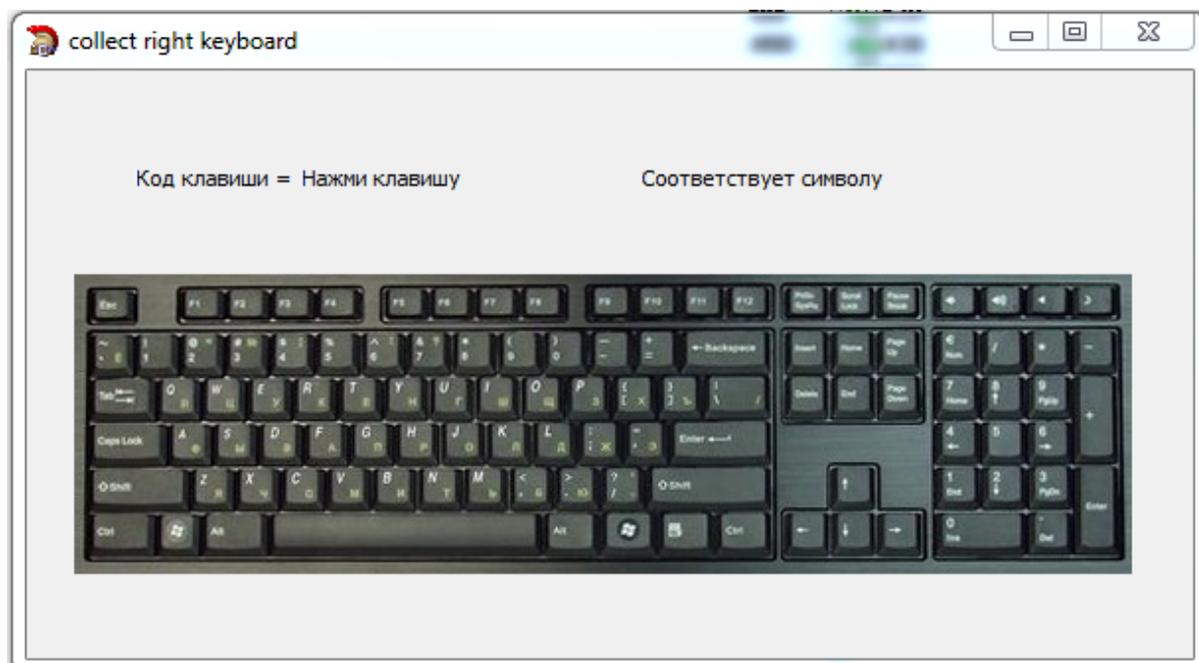
Э. Коновалова  
Научный руководитель – преподаватель спец. дисциплин М.А. Староверов  
*Муромский техникум радиоэлектронного приборостроения  
602267, Владимирская область, г. Муром, ул. Комсомольская, 55*

## **Создание программы для проверки правильности сборки клавиатуры по дисциплине ТО СВТ**

Так как собрать клавишу в нужном порядке может быть затруднительно, а под рукой нет второй клавиатуры, или если нужно проверить правильность работы, то можно воспользоваться программой диагностики «Collect right keyboard» - «Собери клавиатуру правильно», которая разрабатывалась специально для таких случаев.

В отличие от существующей программы KeyboardTest, данная программа имеет гораздо более упрощенный алгоритм работы и может распространяться абсолютно бесплатно.

Как видно на рис. 1, программа представляет собой интуитивно простой интерфейс, предназначенный для четко определенной цели.



**Рис.1. Исходная форма программы при запуске**

Программа «Collect right keyboard» была разработана на ноутбуке марки Lenovo G555 с помощью программы CodeGear C++Builder на языке программирования C++ и требует для своей работы следующие аппаратные и системные требования:

- 1) 16 Мегабайта оперативной памяти;
- 2) 2Мегабайта (698 368 байт) пространства на жестком диске;
- 3) Операционная система Microsoft Windows 2000/XP/2003/Vista/2008/7 x86 без ограничений;
- 4) Файл с расширением EXE не требует установки;



**Рис.2. Событие при нажатии определенной клавиши**

Мной разработана программа, представляющая собой объединение простоты и качества работы. Так как данная программа имеет для себя строго определенную цель – правильная сборка клавиатуры, в программе отсутствуют какие либо сложности, она доступна и понятна даже для неопытных пользователей.

На данном этапе разработки программы доступна проверка клавиш буквенных, цифровых, и вспомогательных отделов клавиатуры. После доработки будут добавлены оставшиеся клавиши, а так же медиа-клавиши, и клавиши быстрого доступа к приложениям (если они присутствуют на клавиатуре).

## Разработка нового поколения эхо-дефектоскопов с повышенным разрешением

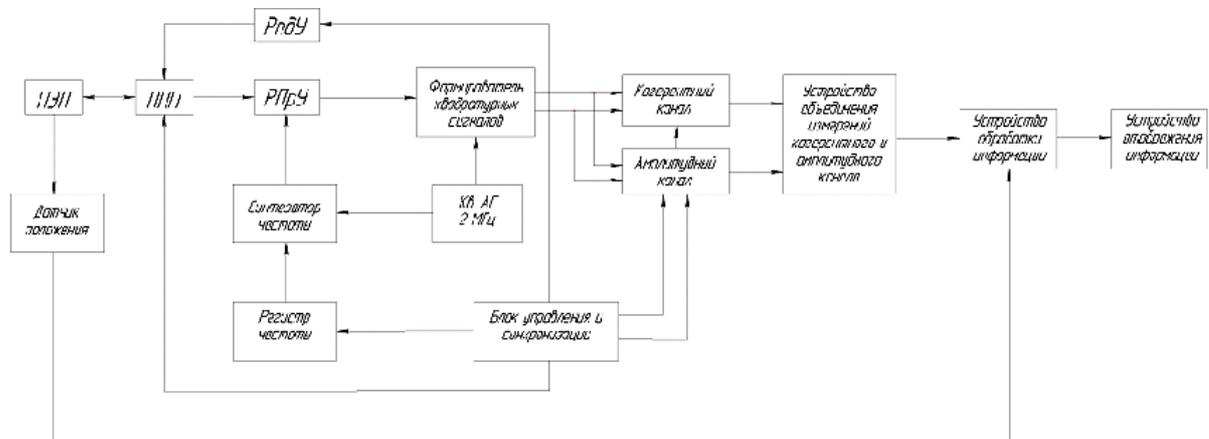
В данной работе разработана структура и исследована точность акустического эхо-дефектоскопа с совмещёнными излучателями. Произведёны расчёты основных технических характеристик, выбор и обоснование структурной и функциональной схем эхо-дефектоскопа. Написаны программы моделирования устройства обработки сигнала на языке C++, с помощью которых был произведён анализ точности измерения расстояния до дефекта. Также оформлены чертежи структурной, функциональной схем и блок-схемы алгоритма программы, приведена сводка основных технических характеристик, расчётных соотношений для измерения расстояния до дефекта и результатов исследования.

Целью данной работы является разработка оптимальной структуры нового акустического эхо-дефектоскопа, в котором для определения расстояния до дефекта будет реализован метод, основанный на использовании многочастотного импульсного сигнала. В отличие от широко распространенных методов приёма сигналов обработку предлагается производить в два этапа. На первом этапе осуществляется корреляционная обработка во временной области. На втором этапе к когерентно обработанным сигналам применяется обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ). Это позволяет использовать хорошо отработанные быстрые алгоритмы вычисления преобразования Фурье (БПФ). Также в рассматриваемой технологии обработки, в отличие от других методов, не требуется повторного применения БПФ, что сокращает требования к вычислительным ресурсам и объёмам памяти устройств обработки.

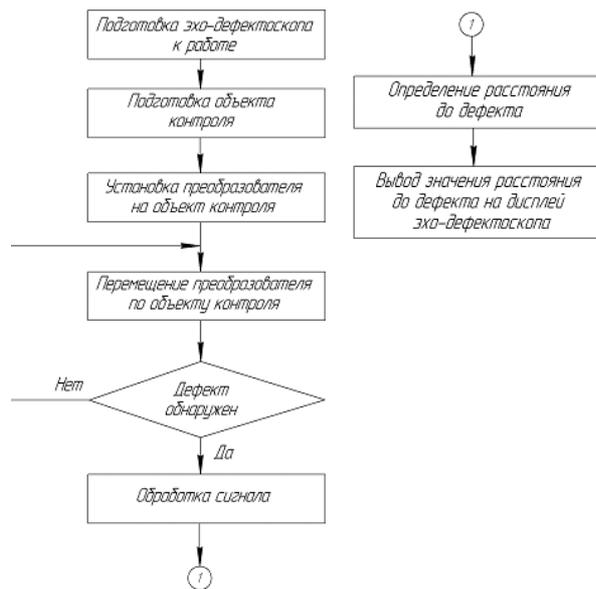
В ходе исследований были написаны программы моделирования устройства обработки многочастотного импульсного сигнала, с помощью которых проанализирована точность измерений расстояния эхо-дефектоскопом до дефекта в исследуемом материале. Были рассмотрены способы улучшения разрешающей способности и точности, а также вопросы приближения их к предельным теоретическим значениям. В частности, показано, что среднеквадратическая ошибка измерений с помощью эхо-дефектоскопа составляет:

- для амплитудного канала  $\sigma=2,83$  мм;
- для когерентного канала  $\sigma=0,071$  мм.

По достигнутым техническим параметрам предложенный алгоритм работы эхо-дефектоскопа с новой структурой обработки сигнала на порядок превосходит известные дефектоскопы с акустическим сигналом.



**Рис.1. Структурная схема эхо-дефектоскопа**



**Рис.2. Блок-схема алгоритма проведения измерений**

И.В. Мамыкин  
А.А. Калюжный  
Научный руководитель – преподаватель спец. дисциплин М.А. Староверов  
*Муромский техникум радиоэлектронного приборостроения  
602267, Владимирская область, г. Муром, ул. Комсомольская, 55*

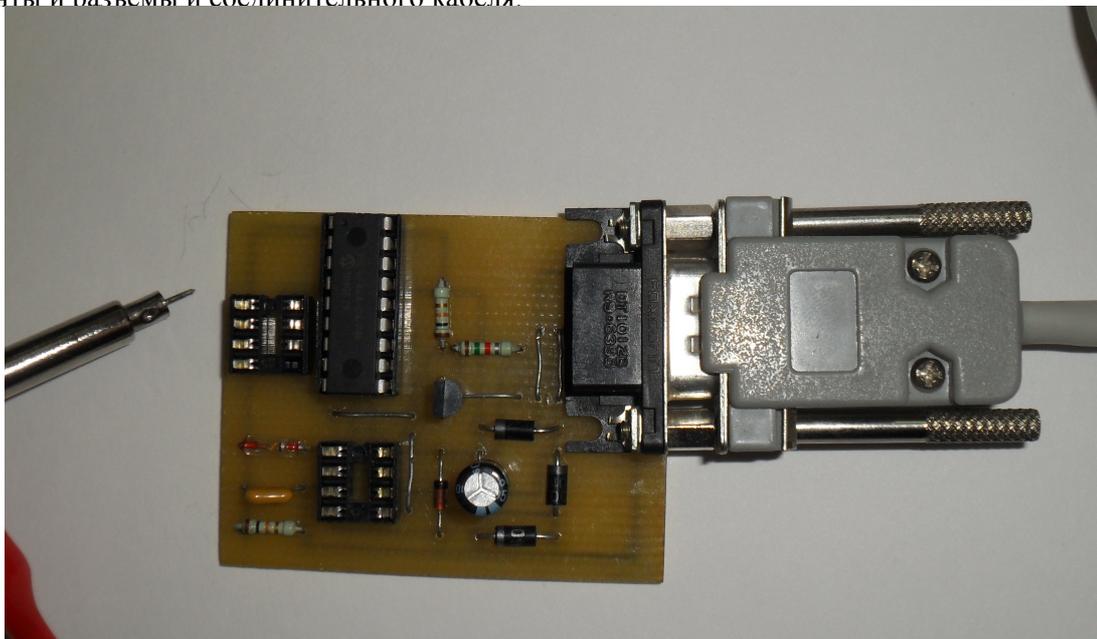
## **Использование программаторов в техническом обслуживании и ремонте радиоэлектронной техники**

Программатор – аппаратно-программное устройство, предназначенное для записи/считывания информации в постоянное запоминающее устройство (однократно записываемое, ПЗУ, внутреннюю память микроконтроллеров).

Программатор позволяет программировать микросхемы памяти 24Схх, определять ёмкость и прошивку микросхем серии 24ХХ, программировать микроконтроллеры PIC, и автоматически определять тип программируемого микроконтроллера.

Программатор предназначен для программирования микроконтроллеров и микросхем памяти.

Программатор состоит из печатной платы, на которой установлены все необходимые элементы и разъемы и соединительного кабеля.



**Рис. 1. Внешний вид программатора**

Подключение программатора производится к последовательному порту компьютера COM, от которого производится питание и управление его работой.

Микроконтроллеры вставляются в сокет и прошиваются с помощью ПК и программы IC Prog.

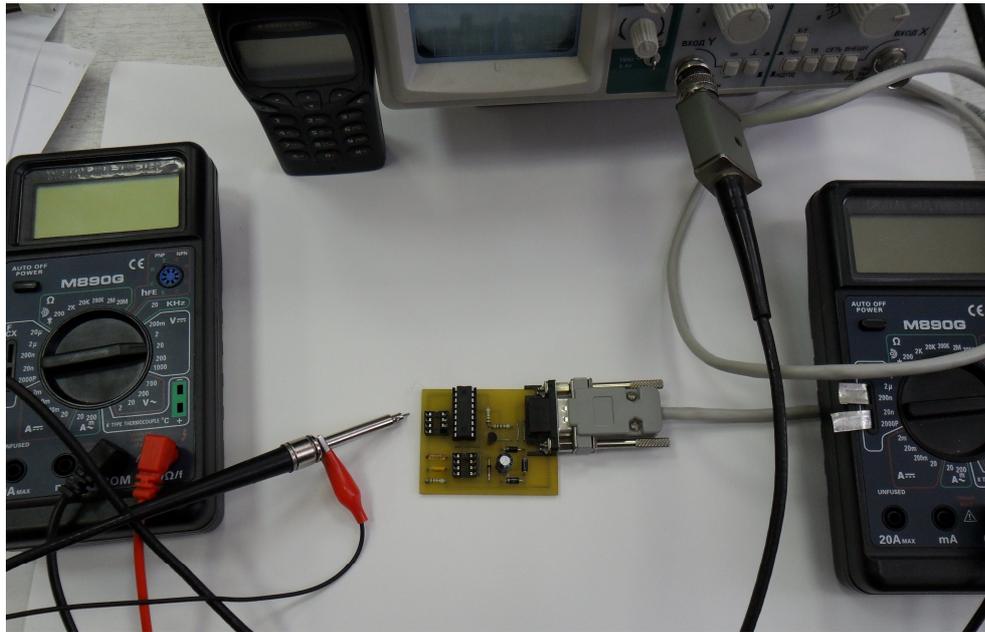
Микросхемы памяти 24 серии используются во многих бытовых устройствах: телевизоры, DVD-проигрыватели, в устройствах автоматики, и т.д.

Из-за различных причин программы стираются или повреждаются, что приводит к полной или частичной не работоспособности оборудования. Для восстановления работы необходимо использования программатора, который восстанавливает прошивку.

PIC контроллеры позволяют реализовать различные диагностические измерительные приборы при минимальных материальных и временных затратах, например генератор видео сигнала, для проверки видеоборудования.

Для генерации видеосигнала достаточно всего одного микроконтроллера и двух резисторов. То есть можно сделать буквально карманный генератор видеосигнала размером с

брелок. Такой прибор пригодится телемастеру. Его можно использовать при сведении кинескопа, регулировке чистоты цвета и линейности.



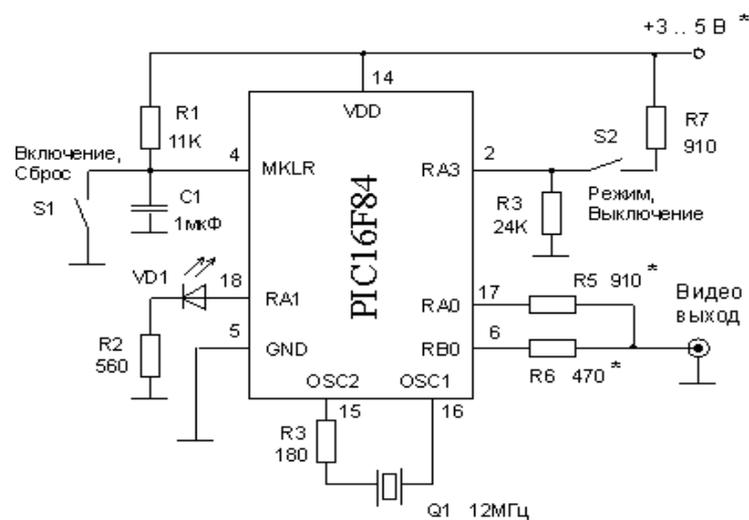
**Рис.2. Подключение программатора**

Работа генератора и его характеристики.

Генератор подключается к видеовходу телевизора, обычно это разъем типа "тюльпан" или "SCART"

Прибор генерирует шесть полей:

- текстовое поле из 17 строк;
- сетка 8x6;
- сетка 12x9;
- мелкое шахматное поле 8x6;
- крупное шахматное поле 2x2;
- белое поле.



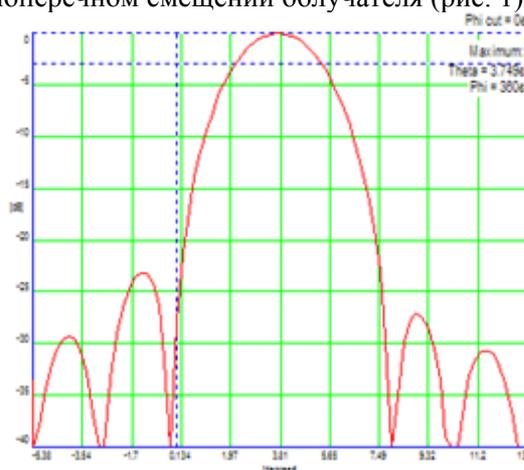
**Рис.3. Пример реализации генератор видео сигнала**

## Исследование влияния смещения облучателя на направленные свойства зеркальных антенн

В данной работе рассматривается влияние смещения облучателя из фокуса на направленные свойства зеркальных антенн.

**Облучатель** служит в качестве источника электромагнитной волны, а так же для обеспечения фокусировки антенны. Для того, что бы обеспечить высокую направленность, облучатель должен находиться в фокусе антенны. Если облучатель сместить, то возникнут фазовые ошибки.

Известна программа, SABOR, в которой можно промоделировать зеркальные антенны и убедиться на практике, как изменяются направленные свойства при смещении облучателя из фокуса. Промоделируем однозеркальную параболическую антенну и получим диаграммы направленности (ДН) при смещенном облучателе. В программе SABOR v1.1 зададим следующие значения: диаметр зеркала  $D = 0,589$  м, фокусное расстояние  $F = 0,6$  м, частоту рабочего диапазона 10,5 ГГц, ширину главного лепестка ДН  $3,2^\circ$  и максимальный уровень боковых лепестков  $\delta = -25$ дБ. Устанавливаем поперечное смещение облучателя равное 4 см. Программа строит ДН при поперечном смещении облучателя (рис. 1).

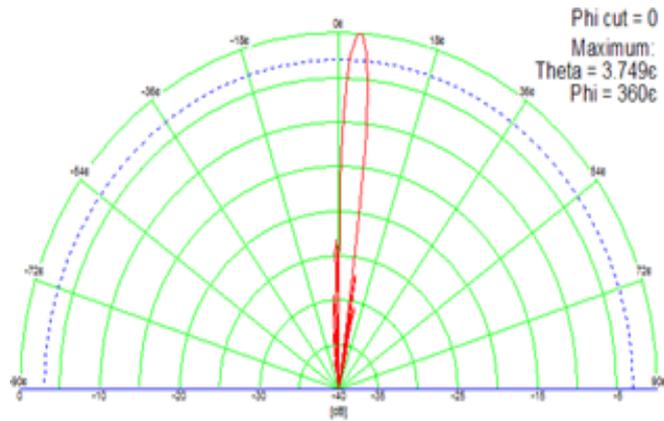


**Рис. 1 – ДН параболической однозеркальной антенны в декартовой системе координат с поперечным смещением облучателя на 4см,  $2\Delta\theta = 3,2^\circ$**

Из результатов моделирования видно смещение главного лепестка ДН равно  $3,8^\circ$ , а так же неравномерное изменение уровня боковых лепестков, максимальное значение боковых лепестков -24дБ, минимальное значение -31дБ.

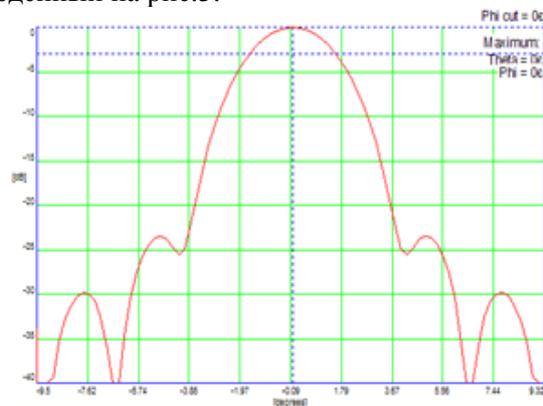
Таким образом, при небольшом смещении облучателя в поперечном направлении, в раскрытии антенны появляется линейная фазовая ошибка, которая приводит к отклонению ДН в сторону, противоположную смещению облучателя. Основной лепесток, а вместе с ним боковые составляющие меняют свое направление.

В полярной системе координат ДН выглядит следующим образом (рис.2).



**Рис. 2 – ДН параболической однозеркальной антенны в полярной системе координат с поперечным смещением облучателя на 4см,  $2\Delta\theta = 3,2^\circ$**

Было проведено моделирование однозеркальной параболической антенны с продольным смещением облучателя из фокуса. Устанавливалось продольное смещение облучателя равное 2 см. ДН имеет вид, приведенный на рис.3.



**Рис. 3 – ДН параболической однозеркальной антенны в декартовой системе координат с продольным смещением облучателя на 2см,  $2\Delta\theta = 3,2^\circ$**

Из результатов моделирования видно расширение главного лепестка и уровня боковых составляющих ДН. Минимальный уровень боковых лепестков становится равным -30дБ.

При смещении облучателя из фазового центра вдоль оси параболоида возникает фазовая ошибка в раскрыве зеркала, которая имеет квадратичный характер, направление основного лепестка ДН остается неизменным, расширяется лишь основной лепесток, и увеличиваются боковые лепестки. Увеличение ширины ДН и наличие боковых лепестков в диаграмме приводит к снижению коэффициента усиления, а значит, и к уменьшению мощности сигнала на входе приемника. Повышается возможность приема помех. Влияние смещения облучателя из фокуса сказывается тем сильнее на направленные свойства, чем меньше фокусное расстояние [2].

#### Литература

1. Маслов М.Ю. Ружников В.А. Скачков Д.В. Методическая разработка к лабораторному практикуму по курсу «Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства». Самара, 2011.
2. Антенны УКВ. Под ред. Г.З. Айзенберга. Ч.1. М., «Связь», 1977 – 384 с.

Н.С. Нестерова  
Н.В. Соколов  
Е.И. Черникова

Научный руководитель – профессор, д-р техн. наук М.Н. Бирюков  
*Муромский институт Владимирского государственного университета*  
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23  
e-mail: itpu@mivlgu.ru

## **Эмпирическая зависимость для оптимального рангового, рангового и бинарного рангового обнаружителей в шуме и помехах**

Будем рассматривать оптимальный ранговый (ОРО), ранговый (РО) и бинарный ранговый (БРО) однопороговые обнаружители.

Полагаем, что при справедливости гипотезы  $H_0$  (отсутствие полезного сигнала) в приемном тракте действует аддитивная (мультипликативная) смесь шума и потока помех. Шум - стационарный однородный случайный процесс, порожденный внутренним шумом приемника или шумовой активной помехой. Помеха - нестационарный от периода к периоду наблюдений неоднородный случайный процесс. Поток помех может быть любого типа: импульсного или непрерывного, и иметь любой характер: как хаотический (модель размытого потока хаотических помех), так и регулярный (модель интенсивного потока регулярных помех). Рассматриваются как несинхронные, так и синхронные с периодом повторения сигналов помехи.

Анализ характеристик обнаружения для различных законов распределений смеси шума с потоком помех  $G(x)$  и смеси сигнала с шумом и потоком помех  $F(x)$ , а также для различных параметров непараметрических обнаружителей  $m$  (размер помехошумовой выборки),  $n$  (число независимых наблюдений),  $\alpha$  (вероятность ложной тревоги),  $C_1$  (порог квантования БРО) и параметров потока помех  $\gamma$  (вероятность появления помехи в каких-либо интервалах разрешения),  $b$  (отношение помеха-шум),  $p$  (количество независимых помех в потоке) позволил установить эмпирическую зависимость эквивалентного приращения порогового отношения сигнал-шум  $\Delta a$  по уровню вероятности правильного обнаружения  $D=0,9$ :  $\Delta a = (1 + \gamma\sqrt{bp})^d$ , где  $d$  – параметр, зависящий от  $\gamma$ ,  $b$ ,  $p$ ,  $m$ ,  $n$ ,  $\alpha$  (для БРО - и от  $C_1$ ) и вида обнаружителя.

Таким образом, полученная эмпирическая зависимость  $\Delta a$  позволяет сравнительно просто рассчитывать характеристики обнаружения, оценивать влияние помех, а также может быть эффективно использована в качестве процедуры адаптации ранговых однопороговых обнаружителей в условиях совместного воздействия шума и размытого (интенсивного) потока помех с произвольными законами распределений.

Н.С. Никитина  
Научный руководитель – доцент, канд. техн. наук В.В. Терсин  
*Муромский институт Владимирского государственного университета*  
602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23  
e-mail: itpu@mivlgu.ru

## **Сравнительный анализ результатов моделирования алгоритмов сжатия фазокодоманипулированного сигнала**

Для сжатия сложного фазокодоманипулированного (ФКМ) сигнала можно использовать релейный, ранговый или знаковый фильтр. Релейный фильтр имеет знаковый (вещественный) опорный сигнал (копию) и комплексный входной сигнал. Ограничения на количество разрядов входного сигнала релейного фильтра при моделировании накладывать не будем. Перед выполнением свертки в ранговом фильтре комплексный вектор входных сигналов заменим комплексным ранговым, а в знаковом фильтре - комплексным знаковым вектором с нулевым средним. Стабилизацию ложной тревоги на выходе релейного фильтра будем осуществлять с помощью вычисления оценки мощности выходного шума в скользящем окне размером  $32+3+32$  дискрета, симметрично расположенном по дальности относительно анализируемого элемента. Будем использовать как медианную, так и линейную оценки мощности. При вычислении линейной оценки мощности шума внутренние 3 дискрета, содержащие полезный сигнал, использовать не будем.

Моделирование для случая воздействия только комплексного гауссового некоррелированного шума проводилось для баз, равных 128, 256 и 512 дискретам по дальности. Характеристики обнаружения, построенные по результатам имитационного моделирования, как и положено по теории, при фиксированной мощности шума смещаются влево на 3 дБ при каждом увеличении базы сложного сигнала в 2 раза. Характеристики обнаружения релейного и рангового фильтров практически совпадают для каждой базы. Характеристика обнаружения знакового фильтра смещена вправо на 2 дБ для каждой базы сложного сигнала. Таким образом, потери в знаковом фильтре составляют около 2-х дБ по сравнению, как с релейным, так и с ранговым фильтром.

Кроме гауссового шума на входы моделируемых фильтров подавался мешающий сигнал, совпадающий с полезным, но сдвинутый на 1 или 10 дискрет. Этим сигналом может быть, например, мощный сигнал от другой цели или ответная помеха. Из анализа полученных результатов имитационного моделирования следует, что вероятность правильного обнаружения при изменении соотношения амплитуд полезного и мешающего (сдвинутого) сигналов на выходе релейного и знакового фильтров изменяется практически одинаково. Потери знакового фильтра по сравнению с релейным составляют около 10 дБ для баз 128 и 256. Для базы 512 эти потери примерно равны 15 дБ. Следует отметить, однако, что при мощном мешающем сигнале, когда выход релейного фильтра уже подавлен, знаковый фильтр еще может обнаружить полезный сигнал, хотя и с небольшой вероятностью.

Изменение вероятности правильного обнаружения на выходе рангового фильтра при уменьшении отношения амплитуд полезного и мешающего (сдвинутого) сигналов, сильно зависит от отношения сигнал/шум для каждой базы. При увеличении отношения сигнал/шум на 6 дБ относительно уровня, при котором характеристики обнаружения начинают уменьшаться, вероятность правильного обнаружения на выходе рангового фильтра перестает зависеть от изменения соотношения амплитуд полезного и мешающего (сдвинутого) сигналов, по крайней мере, для тех отношений, которые исследовались (до 120 дБ). Допустимое количество мешающих сигналов зависит от величины базы ФКМ сигнала. Для базы 128 допустим один мешающий сигнал, для базы 256 – два, а для базы 512 – три мешающих сигнала. Таким образом, полезный сигнал на выходе рангового фильтра, в отличие от релейного и знакового фильтров, не подавляется мощной ответной помехой или сигналом от одной, двух или трех целей (в зависимости от базы сигнала) со значительно большей ЭПР.

Свойства релейного, рангового и знакового фильтров по разрешению перекрывающихся ФКМ сигналов практически не зависят от вида М-последовательности и величины сдвига сгенерированных с ее помощью ФКМ сигналов относительно друг друга (при условии, что боковые лепестки сдвинутого ФКМ сигнала не превышают порог обнаружения).

Взаимокорреляционные функции, представляющие собой изменение во времени сжатых сигналов на выходах релейного, рангового и знакового фильтров, вычислялись для отношения сигнал/шум на 6 дБ большего, чем уровень верхнего изгиба характеристики обнаружения для

базы 128. Отношение полезного сигнала к сдвинутому влево на 10 дискретов мешающему сигналу здесь принималось равным -40 дБ. При таком уровне мешающего сигнала полезный сигнал (с нулевым сдвигом) был подавлен (значительно ниже порога) как на выходе релейного, так и знакового фильтра. Только на выходе рангового фильтра полезный сигнал в 1,28 раза больше порога, что достаточно для его надежного обнаружения.

Мешающий сигнал, на 40 дБ превышающий полезный сигнал, для базы 128 имеет большие боковые лепестки, что скажется на вероятности ложной тревоги при соответствующем смещении мешающего сигнала относительно полезного. Особенно велики боковые лепестки мешающего сигнала (нормированные к порогу) на выходе релейного фильтра. Некоторые из них превышают порог, как при медианной, так и при линейной оценках мощности помехи на выходе.

Если мешающих сигналов много, в пределе по одному на каждый элемент разрешения, сигнал от которого перекрывается с полезным сигналом, то полезный сигнал для нормального (с вероятностью 0,9) обнаружения ранговым фильтром должен иметь амплитуду примерно на 10 дБ больше амплитуды (одного) мешающего сигнала. Знаковый фильтр проигрывает здесь ранговому около 2-х дБ, примерно столько же, сколько релейный.

Оказалось, что релейный фильтр проигрывает ранговому при воздействии большого количества мешающих сигналов только потому, что вероятность ложной тревоги на выходе релейного фильтра в этом случае очень сильно уменьшается (практически до нуля), тогда как после знакового фильтра она уменьшилась только в 2,5 раза, а после рангового - в 5 раз. Если предположить, что мешающий сигнал такого же, как и остальные, уровня добавлен к полезному сигналу, это характерно при воздействии пассивных помех, то после установки новых порогов исходя из наличия мешающих сигналов, характеристики обнаружения релейного и рангового фильтра становятся практически одинаковыми, а знаковый фильтр будет проигрывать около 2-х дБ.

Проводился также анализ работы релейного, рангового и знакового фильтров при воздействии прицельной (синусоидальной) помехи. Такая помеха имеет постоянную амплитуду и частоту, а также случайную начальную фазу. Если частота прицельной помехи точно совпадает с частотой несущей полезного сигнала, то комплексная синусоида помехи будет иметь нулевую частоту, и влияние помехи вызовет смещение каждой квадратуры принимаемого сигнала на случайную величину в диапазоне от нуля до амплитуды помехи (из-за случайной начальной фазы). Из полученных с помощью моделирования зависимостей следует, что случайное смещение нуля входного сигнала не влияет на выходной сигнал рангового фильтра. Это следует из того, что ранговый вектор, используемый в фильтре сжатия, всегда имеет нулевое среднее.

Наоборот, случайное смещение нуля входного сигнала сильно влияет на выходной сигнал знакового фильтра. При превышении амплитуды синусоидальной помехи (нулевой частоты) уровня полезного сигнала на 40 дБ происходит почти полное его подавление (до уровня ложной тревоги). Уменьшение вероятности правильного обнаружения наполовину происходит уже при отношении амплитуд сигнала и синусоидальной помехи -10 – -16 дБ, в зависимости от базы сложного сигнала: -10 дБ для базы 128 и -16 дБ для базы 512. С увеличением базы сигнала в два раза зависимость вероятности правильного обнаружения от соотношения амплитуд сигнала и синусоидальной помехи для знакового фильтра смещается влево на 3 дБ.

На частотах больших нуля мощная синусоидальная помеха подавляет полезный сигнал на выходе любого из анализируемых фильтров. Средняя по частоте вероятность правильного обнаружения на выходе рангового фильтра падает до 0,7 уже для отношения сигнал/синусоидальная помеха, равного -12 дБ. Знаковый фильтр проигрывает ранговому в отношении сигнал/синусоидальная помеха 3 – 4 дБ равномерно на всех частотах. Релейный фильтр может, как выигрывать, так и проигрывать ранговому до 5 – 7 дБ в зависимости от частоты. При этом зависимости вероятностей правильного обнаружения от отношения сигнал/синусоидальная помеха смещаются на 3 дБ с каждым увеличением в 2 раза базы сигнала на выходе не только знакового, но и релейного, а также рангового фильтра.

Е.Ю. Пынкова  
Научный руководитель – доцент, канд. техн. наук Е.В. Федосеева  
*Муромский институт Владимирского государственного университета*  
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23  
e-mail:andr.pynkov@mail.ru

## **Исследование влияния слоя осадков на точность радиотеплолокационных измерений**

Радиотеплолокационные измерения атмосферы используются для повышения надежности прогноза погоды, так и для построения алгоритмов развития процессов в атмосфере. По данным таких измерений определяются физические параметры дождевых облаков – водозапаса и дождя - его интенсивность на основе решения обратных задач [1]. При проведении измерений в условиях выпадения осадков возможно формирование их слоя на поверхности антенны. Это приводит к изменениям параметров антенны и служит источником ошибок при оценке радиояркой температуры исследуемого объекта и как следствие его физических параметров. Случайный характер изменения свойств слоя осадков вызывает неопределенность результатов измерений.

В результате образования слоя осадков на зеркале, изменяются отражательные свойства поверхности антенны радиотеплолокационной системы, и появляется составляющая, обусловленная собственным радиотепловым излучением слоя осадков. В работе проведено моделирование параметров радиотеплолокационной системы при наличии слоя осадков на поверхности антенны [2].

Толщина слоя воды, формируемого на поверхности зеркала антенны при проведении измерений в условиях дождя, в первую очередь зависит от его интенсивности, а также от размеров зеркала и фрикционных свойств материала зеркала. Реальные значения толщины слоя воды не превышают 0.2 мм, поэтому осцилляций коэффициента отражения от поверхности зеркала не наблюдается, а влияние слоя воды на результаты измерений состоит в уменьшении информационной составляющей в составе антенной температуры за счет снижения значения коэффициента отражения и в росте помеховой составляющей за счет собственного радиотеплового излучения слоя воды.

Таким образом, наличие слоя воды на поверхности зеркала всегда сопровождается снижением точности радиотеплолокационных измерений, причем результаты моделирования показали, что максимальная погрешность измерения соответствует ситуациям малых интенсивностей осадков, т.е. стадии начала дождя, когда погрешность измерений обусловлена преобладающим влиянием положительного прироста антенной температуры, за счет собственного радиотеплового излучения слоя осадков, по сравнению с отрицательным приростом информационного сигнала за счет снижения коэффициента отражения от зеркала антенны принимаемого радиотеплового излучения дождевых облаков.

### Литература

1. Степаненко В.Д., Шукин Г.Г., Бобылев Л.П., Матросов С.Ю. Радиотеплолокация в метеорологии. – Л.: Гидрометеиздат, 1987. – 284 с.
2. Фалин В.В. Радиометрические системы СВЧ. - М.: Луч, 1997. - 440с.

## Виды оконных функций и их задачи фильтрации

*Проведен краткий обзор основных оконных функций и представлены примеры возможного применения их для задач фильтрации.*

*An overview of the main window functions and provides examples of possible use of them for the filtration problems.*

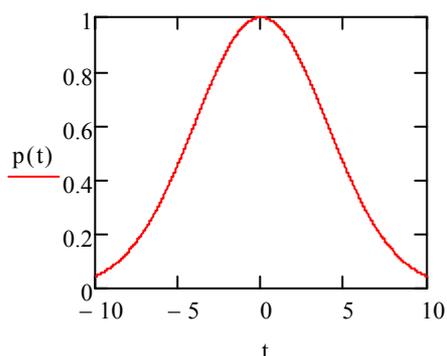
Окно - весовая функция, которая используется для управления эффектами, обусловленными наличием боковых лепестков в спектральных оценках (растеканием спектра). Имеющуюся конечную запись данных или имеющуюся конечную корреляционную последовательность удобно рассматривать как некоторую часть соответствующей бесконечной последовательности, видимую через применяемое окно.

Естественным методом нейтрализации нежелательных эффектов усечения сигналов является изменение окна селекции сигнала таким образом, чтобы частотная характеристика окна селекции при свертке как можно меньше искажала спектр сигнала.

В настоящее время известно и исследовано значительное количество самых разнообразных оконных функций, эффективность применения которых зависит от конкретной задачи. Некоторые из них представлены и описаны в данной работе.

1) Окно Лапласа-Гаусса

$$p(t) = \exp \left[ \frac{-\beta^2 \cdot \left(\frac{t}{\tau}\right)^2}{2} \right]$$

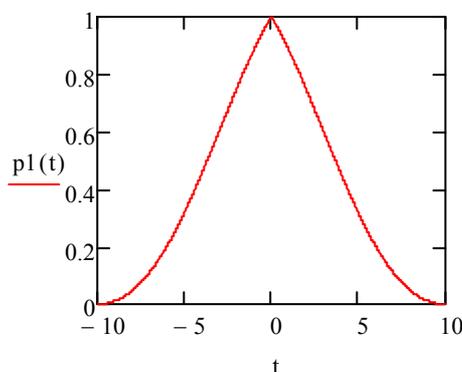


**Рис. 1. Оконная функция Лапласа-Гаусса**

Данная функции является универсальной и её можно отнести к числу двухпараметровых: размером окна  $2\tau$  может устанавливаться ширина главного максимума, а значением коэффициента  $\beta$  - относительная величина осцилляций на частотной характеристике весовых функций

2) Окно Карре

$$p(t) = \left(1 - \frac{|t|}{\tau}\right) \cdot \sin c\left(\frac{\pi \cdot t}{\tau}\right)$$



**Рис. 2. Оконная функция Карре**

Функция Карре не имеет нулей и отрицательных выбросов, поэтому представляет собой положительно убывающую функцию и применяются, в основном, для усечения корреляционных функций.

Исследование оконных функций является достаточно перспективным в антенной технике, поскольку они могут быть использованы в качестве аппроксимирующих функций для решения задач формирования нулевого уровня приема в ДН, а следовательно для создания адаптивной антенной решетки. Данные исследования будут проведены в следующих работах.

#### Литература

1. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: В 2-х томах. - М.: Мир, 1983.
2. Хемминг Р.В. Цифровые фильтры. – М.: Недра, 1987. – 221 с.

А.А. Федосеев  
Научный руководитель – доцент, канд. техн. наук Е.В. Федосеева  
*Муромский институт Владимирского государственного университета*  
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23  
e-mail: evf1967@rambler.ru

## **Исследование условий развязки выходных каналов в двухканальной двухмодовой антенне**

Важный вопрос в радиоприемных системах - выделение информационного сигнала на фоне внешних помех, влияние которых проявляется в недетерминированном приросте входного сигнала за счет конечной пространственной селективности антенны и, соответственно, приема уз угловой области, соответствующей области рассеяния антенны. Особенно остро этот вопрос стоит перед разработчиками радиотеплолокационной аппаратуры, т.к. в этом случае невозможно применение частотной селекции информационных и помеховых составляющих входных сигналов из-за радишумового характера этих двух составляющих.

Один из возможных способов решения указанной задачи состоит в формировании на входе приемника дополнительного входного сигнала, уровень которого пропорционален помеховой составляющей основного входного сигнала, с последующей реализацией операции компенсации в приемнике – радиометре [1].

Один из возможных вариантов получения дополнительного канала в антенне – организация приема на дополнительной моде входного приемного устройства. Так в системе с модовым разделителем двухканальной зеркальной антенны [2] используется двухмодовый режим работы на волнах  $H_{11}$  и  $E_{01}$  в облучателе антенны. При этом основной режим приема радиотеплолокационного сигнала от зондируемой области осуществляется на волне  $H_{11}$ , обеспечивающей формирование диаграммы направленности, обладающей определенной пространственной селективностью в осевом направлении и задающей направление и размеры угловой области зондирования. Для волны  $E_{01}$  с противофазным распределением поля по раскрытию антенны вдоль осевого излучения отсутствует прием, что обеспечивает возможность приема информационного сигнала только по основному каналу.

В работе анализируются условия разделения приема по модам круглого волнового общего рупора двухканальной зеркальной антенны. Показан вариант установки режекторного кольца между выходными каналами в круглом волноводе модового разделителя, обеспечивающего невозможность прохождения в область за кольцом основной волны  $H_{11}$  круглого волновода. Исследования частотной зависимости развязки между каналами показало наличие достаточно хорошей развязки в пределах -25дБ во всем частотном диапазоне двухмодового режима работы круглого волновода модового разделителя.

Таким образом, модовый разделитель волн  $H_{11}$  и  $E_{01}$  на круглом волноводе может быть использован для задач формирования двух ДН заданной структуры на основе одной излучающей апертуры – раскрытия зеркальной антенны.

### Литература

1. Фалин В.В. Радиометрические системы СВЧ. - М.: Луч, 1997. - 440с.
2. Федосеева Е.В., Ростоккина Е.А., Ростоккин И.Н. Оценка параметров модового разделителя двухканальной зеркальной антенны радиотеплолокационной системы/ Радиотехника(Журнал в журнале), 2006, №6. – С.126-128.