

**Секция «Алгоритмы и устройства
обработки»**

А.В. Бычевой
Научный руководитель: д-р. техн. наук, профессор В.В. Костров
*Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23*

Особенности расчета временных параметров сигналов управления радиолокаторов с синтезированной апертурой

В радиолокаторах с синтезированной апертурой (РСА) космического базирования, которые предназначены для дистанционного зондирования Земли, высокое качество формирования радиолокационного изображения обеспечивается жесткой временной синхронизацией всех протекающих в РСА процессов. Частично методика расчета временных параметров РСА космического базирования приведена в [1,2], однако некоторые особенности расчета режима съемки ScanSAR не нашли отражения. В данной работе представлена уточненная методика расчета основных временных параметров РСА, к которым относятся: время прохождения всех парциальных полос лучом фазированной антенной решетки; длительность импульса излучения передатчика; длительность строба приёмника; время задержки строба приёмника относительно зондирующего импульса; частота повторения зондирующих импульсов; число импульсов до начала обработки; необходимое число импульсов для обработки.

Длительность строба приёмника в первую очередь определяется интервалом времени T_{ki} , которое необходимо для просмотра i -го парциального кадра съемки на поверхности Земли в угломестном направлении. Показано, что в режиме съемки ScanSAR длительность строба приёмника изменяется с изменением номера парциальной полосы, поскольку для наблюдения различных парциальных кадров направление максимума диаграммы направленности в угломестной плоскости изменяется. Кроме того, в предлагаемой методике учитывается, что длительность зондирующих импульсов тоже может варьироваться от кадра к кадру и вызвать дополнительное изменение длительности строба приёмника.

На время задержки строба приёмника $T_{зад}$ накладываются жесткие ограничения, которые определяются различными тактико-техническими характеристиками и геометрическими параметрами съемки. С одной стороны, $T_{зад}$ не может быть меньше значения, определяемого суммой длительности импульса излучения передатчика и длительности интервала переключения положения луча. С другой стороны, должен быть обеспечен прием полезного сигнала, поэтому на максимальное значение $T_{зад}$ влияет длительность строба приёмника.

При временном согласовании строба приёмника и зондирующих импульсов передатчика ключевую роль играет период повторения зондирующих импульсов РСА. Он должен обеспечить заданную величину скважности зондирующих импульсов и обеспечить приём протяженного отражённого импульса между импульсами передатчика с учётом необходимого технологического времени на управление лучом. Увеличение скважности зондирующих импульсов снижает среднюю мощность излучения и энергетический потенциал РСА, а уменьшение скважности может привести к превышению порога предельно допустимой мощности рассеяния для приемопередающих модулей АФАР и перерасходу энергопотребления. Для РСА во всех режимах съёмки значение скважности излучаемых импульсов должно удерживаться в определенных границах.

Рассмотрен пример расчета временных параметров РСА космического базирования в режиме ScanSAR. Проверка полученных результатов по дополнительным критериям не выявили погрешностей предложенной методики расчета.

Литература

1. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.
2. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.

Е.А. Ефремов, М.В. Макаров
 Научный руководитель: канд. техн. наук, доцент И.Н. Ростокин
 Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
 Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
 E-mail: e.a.efremov@yandex.ru

Перспективы применения нейронных сетей в проектировании и использовании антенных систем РЛС

В последние несколько лет человечество наблюдает взрыв интереса к нейронным сетям, которые успешно применяются в самых различных областях - бизнесе, медицине, технике, геологии, физике. Нейронные сети вошли в практику везде, где нужно решать задачи прогнозирования, классификации или управления.

Нейронные сети привлекательны с интуитивной точки зрения, ибо они основаны на примитивной биологической модели нервных систем. В будущем развитие таких нейро-биологических моделей может привести к созданию действительно мыслящих компьютеров.

Для перспективных радиолокационных (РЛС) станций одним из главных требований становится автоматизация работы, включая обработку радиолокационной информации (РЛИ) и формирование информации для потребителя (обнаружение отметок от целей, формирование по ним траекторий, анализ обстановки и т.д.). Для этого существует целый ряд причин (рис. 1):

объем информации становится таким значительным, что восприятие его человеком становится невозможным, ни один человек не сможет сопровождать десятки целей в зоне обзора, одновременно учитывая возможные варианты их будущего поведения, особенно учитывая высокую психологическую напряженность действий, требующих повышенного внимания;

используемая потребителем информация становится все более разнородной и разнотипной, приходится определять координаты целей, включая скорости и ускорения их изменения, спектральные характеристики отраженных сигналов, динамику их изменения во времени и т.д.

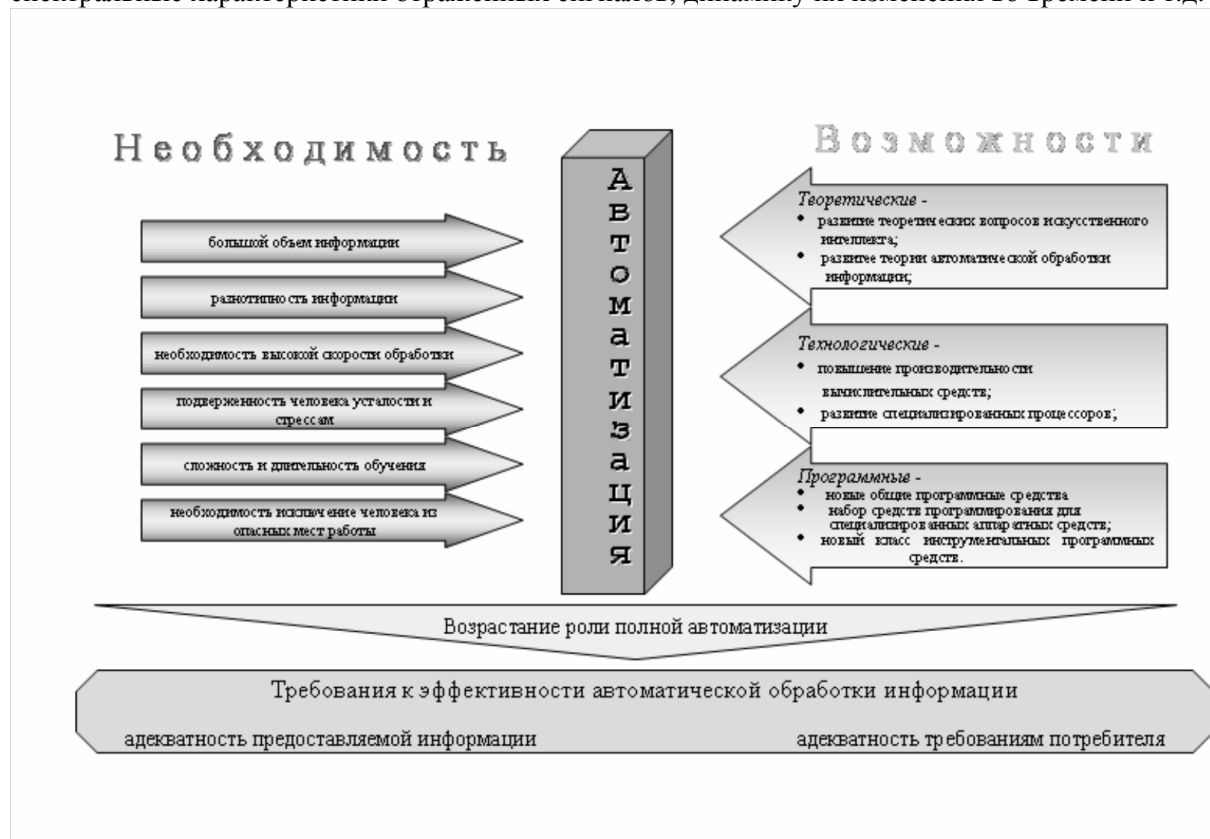


Рис. 1. Необходимость автоматизации РЛИ

Таким образом, на нынешнем этапе развития вооружения можно уверенно утверждать, что современные системы вооружения без высокоразвитых, более того автоматических, информационных систем невозможны и их применение в боевых операциях не сможет обеспечить необходимую эффективность. Громадный технологический скачок в области информационных и вычислительных средств позволяет утверждать, что существуют реальные возможности создания таких информационных средств, в которых остро нуждаются системы оружия.

Чрезвычайно возросшая роль информационных систем в современном вооружении и автоматизация их работы приводят к необходимости отказа от традиционных схем обоснования требований к источникам информации, в том числе к радиолокационным станциям, и заставляют по-новому взглянуть на принципы оценки этих систем. Раньше требования предъявлялись к техническим характеристикам и параметрам локатора, при этом имелось в виду, что хорошо обученный специалист способен по данным, выдаваемым на индикатор, формировать правильную информацию для потребителя. Эти задачи выполнялись оператором и командиром. При полностью автоматической обработке радиолокационной информации эти задачи должны выполняться устройствами обработки, хотя у человека и должна оставаться возможность контроля и вмешательства в случае необходимости для предотвращения неправильных действий в случаях очень сложной и непредсказуемой обстановки. Тем не менее, функционирование автоматических систем обработки должно осуществляться таким образом, чтобы обеспечивать приемлемую эффективность даже при существенном изменении внешних условий.

Отсюда следует необходимость предъявления требований к устройствам автоматической обработки по сохранению высоких показателей качества при изменении внешних условий. От качества работы этих устройств, адекватности предоставляемой ими информации складывающимся внешним условиям, с одной стороны, и требованиям потребителя информации, с другой, во многом зависит успешность применения локатора.

Проведенные исследования о качестве обработки информации свидетельствуют, что человек-оператор практически не способен обеспечивать корректную обработку информации при значительных интенсивностях налетов. Уже при количестве целей в зоне обзора более 3...5 корректность обработки информации становится недопустимо низкой. Системы автоматической обработки в тех же условиях работают стабильно и корректно обрабатывают поступающую информацию, практически не ухудшая качество своей работы даже при весьма высоких интенсивностях более 20 целей за обзор.

Некорректная обработка информации человеком-оператором приводит к ухудшению выходной информации локатора.

Обработка радиолокационной информации представляет собой наиболее важный комплекс задач радиолокационных станций. Назначение обработки подготовить к выдаче в требуемом виде полную, достоверную и своевременную информацию для потребителя о состоянии воздушной обстановки, появлении и местоположении воздушных целей, параметрах их движения, возможных вариантах развития динамики изменения воздушно-помеховой обстановки.

Формирование диаграммы направленности антенны для фазированных антенных (ФАР) решеток служит для пространственной селекции целей и заключается в когерентном суммировании излучения с выбранного направления приемными элементами, составляющими антенну. При этом часто одновременно осуществляется подавление помеховых направлений, формирование нулей на них. Этот этап выделяется среди всех остальных этапов обработки тем, что он является единственным, напрямую, взаимодействующим с внешней средой. Поэтому все остальные методы обработки прямо или опосредованно используют информацию, получаемую в ходе этого этапа.

Зависимость выходного сигнала от угла прихода электромагнитных волн называется диаграммой направленности антенны (ДНА). Именно диаграмма направленности определяет качество пространственной селекции целей и ее оптимизации в РЛС уделяется большое внимание. Главное внимание уделяется уровню боковых лепестков ДНА, характеризующему уровень приема сигналов с направлений, не соответствующих положению антенны.

Для улучшения формы диаграммы направленности, уменьшения уровня боковых лепестков, подавления воздействующих помех, может применяться дополнительная обработка каналов элементов антенных решеток в виде весового взвешивания сигналов.

Традиционные методы оптимизации в этом случае неприменимы и поиск оптимальных фазовых множителей представляет собой весьма сложную математическую задачу, именно поэтому необходим новый уровень вычислительных средств для проведения полной и своевременной адаптации диаграммы направленности к внешним условиям.

Так, например, в США уже долгие годы особое внимание уделяют нейросетевым технологиям и использованию их в РЛС.

Адаптивная антенная решетка для измерения ЭОП целей разрабатывается ARCON CORP. В ней будут использованы аппаратные улучшения и интеллектуальное адаптивное программное обеспечение для повышения точности измерений при сохранении стоимости и использовании существующей системы отражателей.

В BSEI создаются новые методы фильтрации для подчеркивания наиболее важных при обнаружении целей характеристик и подавления мешающих составляющих

Компания IRVINE SENSORS CORP. создает мультисенсорный адаптивный фильтр, размещаемый в модуле объемом не более 2 кубических дюймов. В одном модуле предполагается разместить несколько сенсоров, данные от которых обрабатываются совместно для достижения более высокого качества выходной информации.

Фирма AETC, INC. разрабатывает алгоритмы подавления помех радиолокаторов, размещаемых на борту самолета.

Для задач обнаружения наибольшую опасность представляют помехи, имеющие схожие с целями параметры, так как именно ими обуславливается наибольшее число ложных тревог. Поэтому специалисты фирмы CHARLES RIVER ANALYTICS, INC. заинтересовались возможностями корректного описания таких помех, что позволит существенно снизить объем ложной информации на выходе локатора.

Рассмотренные примеры использования нейронных сетей в задачах обработки радиолокационной информации показывают, что эта новая технология может успешно применяться на всех этапах работы РЛС.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 12-08-31064.

Литература

1. Татузов А.Л. «Нейронные сети в задачах радиолокации». Кн. 28. - М.: Радиотехника, 2009. - 432 с: ил. (Научная серия «Нейрокомпьютеры и их применение»).
2. Галушкин А.И. «Теория нейронных сетей». – М: ИПРЖР, 2000.
3. Аксенов С.В., Новосельцев В.Б. Организация и использование нейронных сетей (методы и технологии) / Под общ. ред. В.Б. Новосельцева. - Томск: Изд-во НТЛ, 2006. - 128 с.
4. Мишулина О .А., Трофимов А.Г., Щербинина М.В. Лабораторный практикум по курсу «Введение в теорию нейронных сетей»: учебно-методическое пособие. - М.: МИФИ, 2007. - 112с.

С.В. Казаков
Научный руководитель: канд. техн. наук, доцент Н.П. Мольков
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
E-mail: sapres@mivlgu.ru

Перспективные способы повышения плотности записи информации

История развития жестких дисков показывает, что они изменялись в сторону увеличения плотности записи информации. Точно так же, как развитие процессоров подчиняется так называемому закону (а точнее, предсказанию) Гордона Мура, в соответствии с которым плотность размещения транзисторов на кристалле увеличивается вдвое через каждые полтора-два года, плотность записи информации на диск, измеряемая в битах на квадратный дюйм, также возрастает в геометрической прогрессии. Сегодня увеличившиеся технические сложности замедлили темпы развития – объем теперь удваивается только каждые 24-30 месяцев.

На плотность записи оказывает влияние много факторов, как конструктивных так и технологических. Наиболее важные из них это совершенствования материалов, технологии их нанесения, повышение точности изготовления деталей, разработка новых принципов записи, исключающих ненадёжные и затратные в производстве механические детали. Решение этих задач возможно только благодаря новым исследованиям и большим материальным затратам. Накопители на магнитных дисках по плотности записи близки к теоретическому пределу, требуются новые принципы хранения информации.

В сфере вычислительной техники накопители информации большой емкости являются наиболее консервативным узлом значительно сдерживающим производительность всей вычислительной системы. И с каждым годом это проявляется все больше. В работе произведён обзор и сравнительная оценка перспективных способов повышения плотности записи, основанных на новых физических принципах, внедрение которых можно ожидать в ближайшее время.

Д.Н. Лаптев
Научный руководитель: докт. техн. наук, профессор В.В. Чекушкин
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
E-mail: reddym@yandex.ru

Кодирование цветом в интерфейсе рабочего места оператора радиолокационных систем

Цвет, способствует лучшему восприятию структуры визуального поля и его отдельных элементов, применяется в качестве средства: усиления различий между знаками различного назначения, лучшего обнаружения требуемой информации, передачи информации о состоянии и значимости объекта, подачи предупредительного сигнала о происходящих изменениях в отображаемой обстановке, о конфликтных и особых ситуациях, для улучшения характеристик средств отображения информации (СОИ) при работе в условиях помех и при большой рабочей нагрузке.

Непродуманное использование цвета может вызвать у оператора негативное эмоциональное состояние или даже отвлекать его от работы. Разрабатывая цветовую схему для интерфейса, следует исключить варианты препятствующие его восприятию. [1]. Недопустимы следующие сочетания: красные символы на розовом фоне, голубые символы на зеленом фоне, желтые символы на белом фоне, черные символы на синем фоне, зеленые символы на красном фоне, зеленые символы на голубом фоне, белые символы на желтом фоне, синие символы на черном фоне, красные символы на желтом фоне, голубые символы на желтом фоне.

Количество цветов для кодирования основной информации необходимо свести к минимуму, оптимально использовать 2-3[1]. Каждый цвет имеет определенное смысловое значение, и эти цвета должны быть легко идентифицируемы и отличны от цвета фона и любых других определенных цветов. Некоторые цвета должны быть зарезервированы для обозначения сигналов безопасного применения. Рекомендуется, чтобы число используемых цветов сводилось к реальному минимуму[2]. Предлагаются следующие цветовые решения.

Для отображения важной экстренной информации и обеспечения наиболее точного и быстрого восприятия символов (знаков) необходимо применять следующие цветовые сочетания: желтые символы на красном фоне, белые символы на красном фоне, желтые символы на черном фоне.

Для отображения менее ответственной смысловой информации, но несущей команды директивного порядка применяют следующие цветовые сочетания: белые символы на розовом фоне, синие символы на голубом фоне, зеленые символы на синем фоне, желтые символы на розовом фоне.

Для отображения вспомогательной информации применяют следующие цветовые сочетания: зеленые символы на розовом фоне, красные символы на зеленом фоне, голубые символы на синем фоне, розовые символы на синем фоне.

При выполнении продолжительной работы, связанной с вводом данных, редактированием программ, считыванием информации с экрана цветного монитора персональной ЭВМ, для обеспечения устойчивого уровня работоспособности необходимо применять следующие цветовые сочетания: черный цвет на сером фоне и ярко-белый цвет на красном фоне.

Для поддержания работоспособности оператора на требуемом уровне целесообразно предоставить ему возможность изменения цвета и эффектов выделения всех элементов, а также смены одной палитры на другую.

Для областей и элементов панелей при многооконной технологии проектирования ГИП системы контроля воздушного пространства должны быть предусмотрены цвета и эффекты выделения в соответствии с наборами цветовых схем, называемых палитрами. Каждая палитра предусматривает цвета для текста и фона каждого элемента панели. Палитра, в соответствии с цветом своего фона, имеет следующие названия: черная, синяя, голубая и белая. Черная палитра означает светлый текст на темном фоне, например, зеленый на черном фоне или янтарный на коричневом фоне.

Для обеспечения различий между объектами полей выбора, полями ввода и защищенной информацией предложена таблица 1 цветов и способов выделения.

Таблица 1. Цвета и способы выделения

Элемент панели	Палитра			
	Б	С	Г	Ч
Меню действий и появляющееся меню:				
фон	Г	Г	Б	Б
объекты	Ч	Ч	Ч	Ч
Тело панели:				
фон;	Б	С	Г	Ч
защищенная информация:				
заголовок столбца	С	Г	С	Г
выделенный текст	К	Ж	Ж	Ж
рамка поля ввода	С	Г	С	Г
заголовок поля	С	Г	С	Г
заголовок группы	С	Г	С	Г
нормальный текст	С	Г	С	Г
заголовок панели	С	Г	С	Г
объекты	Ч	Б	Ч	Б
недоступные объекты	У	У	У	У
содержимое поля ввода:				
нормальный текст	Ч	Б	Ч	Б
выделенный текст	К	Ж	Ж	Ж
линейка протяжки	У	У	У	У
указатель протяжки	С	Г	С	Г
рамка появляющегося окна	С	Г	С	Г
Область функциональных клавиш:				
фон	Б	С	Г	Ч
объекты	Ч	Б	Ч	Б
Выделение:				
курсор выбран ("объект указан"):	Ч	Ч	Ч	Б
рамка (на объекте)	Г	Г	Г	Г
поле ввода	И	И	И	И
выделение "объект выбран"	И+	И+	И+	И+
выделение "объект указан и выбран"	Р	Р	Р	Р
Выделение ошибки	Кр	Кр	Кр	Кр
Сообщение:				
информационное				
фон	Б	Б	Б	Б
текст	Ч	Ч	Ч	Ч
предупреждающее				
фон	Ж	Ж	Ж	Ж
текст	Ч	Ч	Ч	Ч
критическое				
фон	Кр	Кр	Кр	Кр
текст	Ч	Б	Б	Б

Условные обозначения: Б - белый, Ч - черный, С - синий, Г - голубой, К - коричневый, Ж - желтый, Кр - красный, П - подчеркивание, У - уменьшить яркость, И - инверсный цвет, И+ - увеличение яркости Р - рамка. Палитра: Б - белая, Ч - черная, С - синяя, Г - голубая.

Литература

1. Ломов Б.Ф. Справочник по инженерной психологии. - М: Машиностроение, 1982. – С. 129-174.
2. ГОСТ Р МЭК 60073-2000 Интерфейс человекомашинный. Маркировка и обозначения органов управления и контрольных устройств. Правила кодирования информации.
3. Ахмедов Р.М. Бибутов А.А., Васильев А.В. Автоматизированные системы управления воздушным движением:.. - СПб : Политехника, 2004. - С. 204-212.

Д.Н. Лаптев
Научный руководитель: д-р. техн. наук, профессор В.В. Чекушкин
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
E-mail: reddym@yandex.ru

Разработка интерфейса рабочего места оператора радиолокационных систем

В радиолокационных станциях (РЛС) контроля воздушного пространства большое значение придаётся визуальному представлению информации, поскольку такое представление отличается большой ёмкостью, обеспечивает оперативность, однозначность и удобство восприятия. Обязательной составляющей реализации человеко-машинного интерфейса в интегрированных системах управления и контроля является соблюдение эргономических требований.[1,2]

Определен ряд функциональных и информационных элементов характерных для систем контроля воздушного пространства. Тактико-технические характеристики систем отображения информации, контроля определяются назначением, тактико-техническими характеристиками РЛС и психофизиологическими особенностями оператора. Система отображения обеспечивает: отображение, документирование, хранение и воспроизведение информации о радиолокационной обстановке в зоне ответственности(обзора); анализ и отображение метеоинформации и карты местности; управление системами РЛС, а также их контроль и диагностику. Таким образом перечень элементов ГИП может варьироваться в зависимости от типа и функций заложенных в РЛС. Ниже приведен примерный список: координатно-знаковый индикатор (КЗИ), группа кнопок управления режимами КЗИ, группа кнопок управления масштабом, индикатор зоны отображения, группа кнопок управления формулярами целей, группа кнопок команд по цели, строка статуса, формуляр маркера, окно таблично-знакового индикатора (ТЗИ), группа кнопок управления ТЗИ, группа кнопок управления режимами РЛС, формуляр времени даты и статуса.

На организацию элементов ГИП оказывает влияние форм-фактор устройства отображения и способ управления. В качестве устройства отображения ГИП как правило используются ЖК панели. Использование экранов менее 21" не целесообразно ввиду большого объема выводимой на экран информации. В тоже время применение экранов более 24" хотя и возможно, но сопряжено с эргономическими ограничениями накладываемыми зоной размещения важных средств отображения информации (СОИ). Эта зона ограничена размерами: не более 190 мм в горизонтальной плоскости от точки пересечения пульта с горизонтальной линией зрения – функционального центра пульта (общая ширина 380 мм) и интервал 1220-970 мм от пола по высоте. Зона размещения менее важных СОИ ограничена углами обзора $\pm 30^\circ$ в вертикальной и горизонтальной плоскости. Угол наклона панели информации 0° - 20° .

Анализ эргономических требований и конструктивных ограничений при разработке ГИП рабочего места оператора радиолокационной станции контроля воздушного пространства. ГИП должен обеспечивать возможность оперативной реакции оператора. Для этого интерфейс должен содержать все необходимые сведения для оценки ситуации, обеспечивать возможность выполнения требуемых задач, быть простым и логичным, не вызывать раздражение у оператора.

На организацию элементов ГИП оказывает влияние форм-фактор устройства отображения и способ управления. Поэтому в качестве устройства отображения ГИП целесообразно применение экрана 24" с соотношением сторон 16:9. При проектировании ГИП необходимо учитывать положение оператора относительно ЖК панели.

Для СОИ с рабочей поверхностью 1920x1080 пикселей нет необходимости вводить жесткие ограничения на разделение экранного пространства. Тем не менее следует учитывать некоторые рекомендации по компоновке. Исходя из закона Фитса границы экрана предпочтительны для размещения функциональных элементов[5]. КЗИ является важным и самым информационно насыщенным элементом, поэтому целесообразно отвести под него максимально возможную область экрана. Предлагаемый вариант разбиения экранного пространства СОИ приведен на рис.1.

В данном варианте под КЗИ может быть выделено 1000x1000 пикселей. Под ТЗИ - 460x1000 пикселей слева. И 460x1000 пикселей справа под общую для всей РЛС информацию (дата, время, тип и номер РЛС, состояние функционального контроля и т.п.) или функциональные клавиши общего управления программным обеспечением (ввод, сброс и т.п.). На верхней и нижней границе экрана могут отображаться функциональные клавиши первого уровня.

Для разборчивости текста рекомендуемый размер символов должен укладывается в угловой диапазон 16'-25'. Это 7-10 пикселей по высоте при условии, что панель информации находится на расстоянии 700 мм.

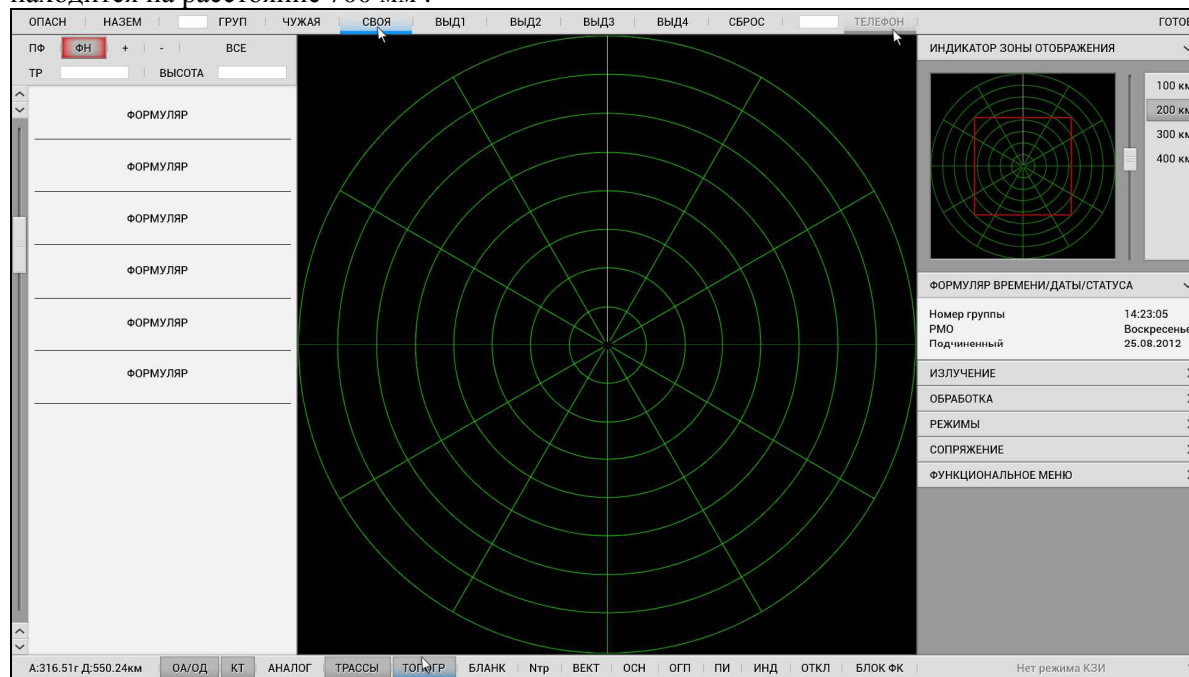


Рис. 1. Макет ГИП системы контроля воздушного пространства

Исходя из эргономических требований и особенностей функциональных и информационных элементов произведено разделение экранного пространства. Предложена схема организации ГИП с расположением наиболее важных функциональных и информационных элементов в оптимальной зоне обзора. Исходя из закона Фитса на границах экрана предложено разместить функциональные элементы. Наиболее информационно насыщенному элементу КЗИ, на котором отображается воздушная обстановка в зоне ответственности РЛС, отводится максимально возможная площадь в центре экрана монитора. Обеспечено устойчивое считывание текстовой и графической информации. На основе схемы разработан макет графического интерфейса пользователя системы контроля воздушного пространства (рис. 1) который ляжет в основу программной реализации.

Литература

1. Чекушкин В.В., Юрин О.В., Булкин В.В. Реализация вычислительных процессов в информационно-измерительных системах. Монография. – ИПЦ МИ ВлГУ, Муром, 2005. – С. 12-16.
2. Васильцов И.В., Терсин С.В., Терсин С.С., Чекушкин В.В. Реализация высокоинформативной системы отображения радиолокационной информации. // Вопросы радиоэлектроники. Сер. РЛТ: сб. науч. ст. – 2011. – Вып. 1. – С. 157-161.
3. ГОСТ 23000-78 Система Человек-машина. Пульты управления. Общие эргономические требования.
4. Человеческий фактор Т. 5. Эргономические основы проектирования рабочих мест / Под ред. Салвенди Г. – М.: Мир, 1992. – С. 116-280.
5. Купер А., Рейман Р., Кронин Д. Алан Купер об интерфейсе. Основы проектирования взаимодействия. – СПб.: Символ-Плюс, 2010. – С. 187-266.
6. Раскин Д. Интерфейс: новые направления в проектировании компьютерных систем. – М : Символ-Плюс, 2005. – С. 73-75.

Применение матричного фильтра для подавления коррелированной помехи в неэквидистантной последовательности эхо-сигналов радиолокатора

В современных трехкоординатных РЛС с вращающейся вертикальной антенной решеткой и угломестным сканированием пачка эхо-сигналов от каждого элемента разрешения получается короткой и при обнаружении полезного сигнала, обычно, вся используется для подавления пассивной помехи. Эрмитово-сопряженный (транспонированный и комплексно-сопряженный) вектор Y_k^* комплексных сигналов, принятых от k -го элемента разрешения, при этом умножается на некоторый вектор комплексных весовых коэффициентов W_k , то есть вычисляется скалярное произведение:

$$s_k = Y_k^* W_k. \quad (1)$$

Известно [1], что оптимальный вектор весовых коэффициентов W_k , входящий в выражение (1), должен иметь следующее представление:

$$W_k = \Phi_k^{-1} X_k. \quad (2)$$

Здесь Φ_k^{-1} - матрица, обратная к комплексной корреляционной матрице Φ_k отсчетов помехи, X_k - вектор комплексных амплитуд отсчетов полезного сигнала для k -го элемента разрешения. Если полезный сигнал отсутствует в принятом векторе Y_k^* комплексных сигналов, то

$$\Phi_k = \frac{1}{2} \overline{Y_k Y_k^*}. \quad (3)$$

Алгоритм обнаружения, задаваемый выражениями (1) и (2), является оптимальным при известной корреляционной матрице пассивной помехи и радиальной скорости движения цели. Если доплеровские смещения частоты пассивной помехи и сигнала от цели неизвестны, то оптимальный обнаружитель становится многоканальным. При этом общее число каналов равно произведению количества каналов, перекрывающих диапазон доплеровских смещений пассивной помехи, на количество каналов, перекрывающих диапазон доплеровских смещений сигнала от цели.

Реализация такого алгоритма для сложного фазокодоманипулированного (ФКМ) сигнала, когда сжатие сигнала, отраженного от цели, производится нелинейным, например, знаковым фильтром только после подавления коррелированной помехи, затруднительна в реальном времени.

Как показано в [1], трансверсальный фильтр, структура которого задается выражением (1), после подстановки в него выражения для весового вектора (2) может быть представлен как последовательное соединение матричного фильтра:

$$Z_k^* = Y_k^* \Phi_k^{-1}, \quad (3)$$

подавляющего коррелированную помеху в каждом элементе входного вектора, и фильтра, выполняющего когерентное накопление полезного сигнала:

$$s_k = Z_k^* X_k. \quad (4)$$

Теперь появилась возможность, прежде чем принять решение о наличии полезного сигнала в некотором канале его доплеровского диапазона, определить канал с наилучшим подавлением коррелированной помехи из ее доплеровского диапазона. Так как этот канал согласно (3) имеет векторный выход, то для однозначного выбора необходимо объединить компоненты вектора. Это несложно сделать с помощью некогерентного накопления. При таком подходе общее число каналов равно сумме количества каналов, перекрывающих диапазон доплеровских смещений пассивной помехи, и количества каналов, перекрывающих диапазон доплеровских смещений сигнала от цели, что значительно меньше, чем в первом варианте алгоритма (1) и (2).

Для того чтобы реализовать алгоритм (3) необходимо представить корреляционную матрицу отсчетов пассивной помехи как функцию центральной частоты и ширины спектральной плотности ее мощности. Как показано в [2], обычно используют гауссову аппроксимацию спектральной плотности мощности пассивной помехи. В этом случае автокорреляционную функцию пассивной помехи можно представить в виде следующей зависимости от интервала времени τ :

$$R(\tau) = \sigma^2 e^{-\frac{1}{\ln 2} \left(\frac{\Delta\omega}{4} \tau \right)^2} e^{j\omega_0 \tau}. \quad (5)$$

Здесь σ^2 - средняя мощность помехи, $\omega_0 = 2\pi f_0$ - круговая центральная доплеровская частота помехи, $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ - круговая ширина полосы доплеровских частот помехи на уровне 0,5.

Первый экспоненциальный множитель в (5) определяет амплитуду, а второй – фазу автокорреляционной функции пассивной помехи, с помощью которой можно рассчитать комплексную корреляционную матрицу как эквидистантной, так и неэквидистантной последовательностей отсчетов комплексного входного сигнала. Если в первом случае интервал τ_{ij} между i -ым и j -ым отсчетами входного сигнала пропорционален периоду последовательности, то во втором случае он пропорционален произведению наибольшего общего делителя (НОД) межимпульсных интервалов последовательности $T_{НОД}$, представленных целым числом дискрет, на величину дискрета, которая обратно пропорциональна частоте дискретизации f_{Δ} (полосе) узкополосного входного сигнала:

$$\tau_{ij} = \frac{(t_i - t_j) T_{НОД}}{f_{\Delta}}. \quad (6)$$

Здесь t_i и t_j – интервалы между первым и i -ым, первым и j -ым отсчетами входного сигнала, измеренные в НОДах.

Подставляя в выражение (5) интервалы τ_{ij} , определенные с помощью (6) для каждого $i, j \in 1..n$, где n - число отсчетов помехи, можно найти корреляционную матрицу пассивной помехи Φ_k в том случае, когда известны центральная доплеровская частота f_0 помехи, а также ее ширина спектра Δf и средняя мощность σ^2 .

Как следует из (3) для нахождения выходного вектора матричного фильтра подавления коррелированной помехи, автокорреляционная функция которой задается выражением (5), необходимо решить систему линейных уравнений:

$$(\sigma_0^2 \mathbf{I} + \Phi_k) \mathbf{Z}_k = \mathbf{Y}_k. \quad (7)$$

Здесь \mathbf{I} - диагональная матрица, состоящая из единиц, а σ_0^2 - мощность некоррелированной помехи, добавленной для регуляризации вычислений.

Величина σ_0^2 в (7) определяется согласно выражению:

$$\sigma_0^2 = \frac{1}{2} \sqrt{\mu n}. \quad (9)$$

Здесь n - число уравнений в системе (7), μ - коэффициент регуляризации.

Литература

1. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. - М.: Радио и связь, 1981, - 416 с.
2. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. – М. : Радио и связь, 1986. – 288 с.

С.А. Морозова
 Научный руководитель: канд. техн. наук В.В. Терсин
 Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
 Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
 E-mail: ukts@mivlgu.ru

Алгоритмы оценки частоты и скорости ее изменения по неэквидистантной последовательности отсчетов фазы комплексной синусоиды

Для определения частоты можно использовать полную разность фаз между соседними по пачке отсчетами комплексной синусоиды, которая равна:

$$\Delta\Phi = 2\pi f_d T, \quad (1)$$

где f_d - частота синусоиды, T - временной интервал между соседними отсчетами.

В свою очередь $\Delta\Phi$ равна сумме измеренной разности фаз $\Delta\varphi$ и величины $2\pi k$, где целое k выражает неизвестное число полных оборотов фазы:

$$\Delta\Phi = 2\pi k + \Delta\varphi \quad (2)$$

Если приравнять (1) и (2), то при условии, что неопределенность полной фазы устранена (найдена величина k), можно найти искомую частоту сигнала:

$$f_d = \frac{1}{T} \left(k + \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \right) \quad (3)$$

Согласно (2), для каждого интервала T_i , $i \in \overline{1, n}$ неэквидистантной последовательности отсчетов фазы комплексной синусоиды, имеем уравнение, связывающее коэффициент неопределенности полной фазы k_i с частотой сигнала f_d , длиной интервала T_i и измеряемой разностью фаз $\Delta\varphi_i$:

$$\begin{aligned} 2\pi k_1 + \Delta\varphi_1 &= 2\pi f_d T_1 \\ 2\pi k_2 + \Delta\varphi_2 &= 2\pi f_d T_2 \\ &\vdots \\ 2\pi k_n + \Delta\varphi_n &= 2\pi f_d T_n \end{aligned} \quad (4)$$

Полученная система состоит из n уравнений с $n+1$ неизвестными: коэффициентами неопределенности полной фазы k_i , $i \in \overline{1, n}$, и частоты сигнала. Такая система имеет множество решений, количество которых конечно.

Будем предполагать, что интервалы неэквидистантной последовательности отсчетов фазы отсортированы в порядке возрастания и 1-ый интервал является минимальным. Тогда, считая коэффициент k_1 одним из возможных, то есть $k_1 \equiv k_1^{(j)}$, можно найти остальные коэффициенты неопределенности полной фазы и частоту Доплера для любого интервала.

Так коэффициенты неопределенности полной фазы $k_i^{(j)}$, $i \in \overline{2, n}$, зависящие от $k_1^{(j)}$, вычисляются по следующей рекуррентной формуле:

$$k_i^{(j)} = \frac{T_i}{T_{i-1}} \left(k_{i-1}^{(j)} + \frac{\Delta\varphi_{i-1}}{2\pi} \right) - \frac{\Delta\varphi_i}{2\pi}, \quad (5)$$

а оценка частоты для каждого интервала $f_i^{(j)}$, $\forall i \in \overline{1, n}$, будет иметь вид:

$$f_i^{(j)} = \frac{1}{T_i} \left(k_i^{(j)} + \frac{\Delta\varphi_i}{2\pi} \right). \quad (6)$$

Таким образом, каждый коэффициент $k_1^{(j)}$ порождает целую последовательность коэффициентов $k_i^{(j)}$ для интервалов T_i , $i \in \overline{2, n}$. Но только для одной такой порожденной последовательности (номер ее зависит от истинного значения частоты f_d) оценки частоты сигнала $f_i^{(j)}$, вычисленные для каждого интервала T_i в соответствии с (6), будут совпадать.

Критерием выбора частоты сигнала из набора возможных значений может быть условие минимума дисперсии оценки частоты на всех интервалах:

$$\min_j \left[\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left(f_i^{(j)} - \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n f_i^{(j)} \right)^2 \right], \quad (7)$$

где i – номер интервала, j – номер порождающей последовательности.

Определив номер порождающей последовательности, для которой справедливо условие (7), мы тем самым определим коэффициенты неопределенности полной фазы $k_i^{(opt)}$ для каждого интервала последовательности отсчетов T_i . Эти коэффициенты, согласно (6), можно использовать для вычисления оценки максимального правдоподобия частоты комплексной синусоиды:

$$f_d^{(МП)} = \frac{\sum_{i=1}^n f_i^{(opt)} T_i^2}{\sum_{i=1}^n T_i^2}. \quad (8)$$

В отличие от алгоритма оценки частоты, использующего разности фаз соседних неэквидистантных отсчетов комплексного сигнала, алгоритм совместной оценки частоты и ее скорости ее изменения (производной) должен использовать набеги фазы от первого до каждого следующего из n отсчетов неэквидистантной последовательности и соответствующие этим набегам интервалы времени $T_i, \forall i \in \overline{1, n-1}$.

Совместные оценки частоты f_d и ее производной m вычисляются с помощью решения недоопределенной системы из $n-1$ фазовых уравнений с $n+1$ неизвестными, аналогичной (4):

$$k_i + \frac{\Delta\varphi_i}{2\pi} = (f_d + mT_i) T_i, \quad \forall i \in \overline{1, n-1}. \quad (9)$$

Для решения используется перебор всех возможных значений избыточных переменных k_1 и k_2 двух первых интервалов неэквидистантной последовательности с привлечением в качестве дополнительного критерия (для минимизации) произведения среднеквадратического отклонения оценок частоты и ее производной, полученных решением $n-2$ систем из двух фазовых уравнений для каждой пары соседних интервалов (всего $n-2$ пары оценок f_d и m).

$$f_i^{(j)} = \frac{\frac{T_{i+1}}{T_i} \left(k_i^{(j)} + \frac{\Delta\varphi_i}{2\pi} \right) - \frac{T_i}{T_{i+1}} \left(k_{i+1}^{(j)} + \frac{\Delta\varphi_{i+1}}{2\pi} \right)}{T_{i+1} - T_i}, \quad (10)$$

$$m_i^{(j)} = \frac{\frac{1}{T_{i+1}} \left(k_{i+1}^{(j)} + \frac{\Delta\varphi_{i+1}}{2\pi} \right) - \frac{1}{T_i} \left(k_i^{(j)} + \frac{\Delta\varphi_i}{2\pi} \right)}{T_{i+1} - T_i}. \quad (11)$$

Входящие в систему фазовых уравнений (9) целочисленные коэффициенты $k_i^{(j)}, i \in \overline{3, n-1}$, определяющие неизвестное число полных оборотов фазы (на $\pm 2\pi$) для интервала T_i , вычисляются последовательно по той же формуле (9), в правую часть которой подставлены найденные из предыдущих двух фазовых уравнений оценки частоты f_d (10) и ее производной m (11).

Поскольку длины интервалов $T_i, \forall i \in \overline{1, n-1}$, применяемых в предлагаемом алгоритме, сильно различаются, использовать в качестве оценок частоты и ее производной их средние значения нежелательно из-за плохой точности, особенно для скорости изменения частоты. Поэтому вместо (11) и (10) следует использовать оценки максимального правдоподобия.

И.В. Пантелеев
 Научный руководитель: д-р. техн. наук, профессор В.В. Чекушкин
 Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
 Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
 E-mail: ilya-panteleev@mail.ru

Реализация преобразования прямоугольных координат в полярные

Преобразование прямоугольных координат в полярные осуществляется по формуле

$$\alpha = \arctg(x/y). \quad (1)$$

В микропроцессорах выполняющих эту задачу отсутствуют функции вычисления \arctg и деления, в связи с этим появляется необходимость использовать аппроксиманты этих функций. Применим для приближения этих функция полиномы наилучшего приближения.

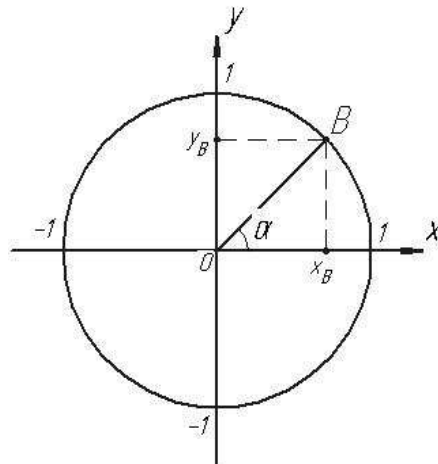


Рис.1.

Таким образом, сначала находится функция тангенса $\text{tg}(\alpha) = y_B/x_B$.

Однако при x_B стремящемся 0, $\text{tg}(\alpha)$ будет стремиться к бесконечности. Для избегания этой ситуации, а также ситуации деления на 0, при $x \in [0; 45^\circ]$ будем пользоваться функцией $\text{tg}(\alpha) = y_B/x_B$, а при $x \in [45^\circ; 90^\circ]$ обратной функцией $\text{ctg}(\alpha) = x_B/y_B$. Таким образом в делителе у нас всегда будет находиться число лежащее в пределах $[0.7071; 1]$.

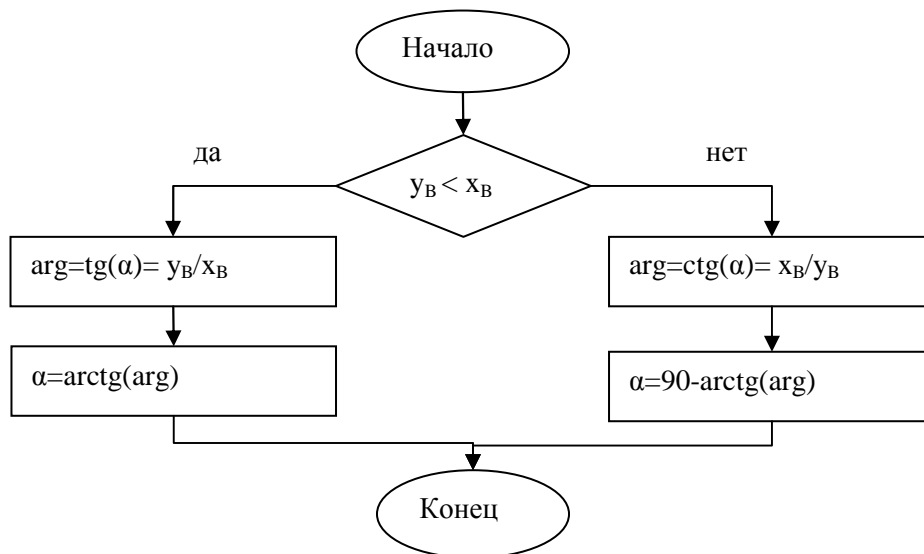


Рис.2.

Для удобства вычисления разобьем вычисление деления y_B/x_B на две операции: сначала вычислим $1/x_B$, а затем умножим результат на y_B . x лежат в пределах $[0.7071;1]$ и изменяется с шагом $\Delta=0.001$. Подберём полином наилучшего приближения таким образом, чтобы погрешность метода приближения функции $f(x_B)=1/x_B$ была одного порядка с погрешностью дискретизации от выбранного шага Δ . Соразмерность погрешностей метода приближения и дискретизации необходимо соблюсти с целью исключения неэффективных математических операций, не дающих существенного прироста точности вычисления.

$$P_{\text{div}}(x_B) = 3.5858 - 4.2538x_B + 1.6696x_B^2. \quad (2)$$

Полином (2) приближает функцию $f(x_B)=1/x_B$ с точностью $\delta_m=0.0016$, погрешность дискретизации от заданного шага $\Delta=0.001$ составляет $\delta_d=0.002$, суммарная погрешность метода и дискретизации вычислений в итоге составит $\delta_{\text{сум}}=0.0033$.

Данный полином вычисляется за 9 операций с учетом операций выборки констант из памяти. За счёт компоновки полинома по схеме Горнера возможно сократить количество вычислительных операций до 7:

$$P_{\text{div}}(x_B) = 3.5858 - x_B(4.2538 - 1.669x_B^2). \quad (3)$$

В итоге функция деления $f(x_B, y_B) = y_B/x_B$ будет выполняться за 8 операций:

$$P_{\text{div}}(x_B, y_B) = y(3.5858 - x_B(4.2538 - 1.669x_B^2)). \quad (4)$$

Данный полином (4) позволяет вычислить значения входного параметра для функции arctg с точностью до 0.0033. Подберём для этого значения минимального дискрета аргумента полином наилучшего приближения таким образом, чтобы погрешность метода была одного порядка с погрешностью дискретизации от расчётной точности входного параметра, и сгруппируем его сразу по схеме Горнера:

$$P_{\text{arctg}}(\text{arg}) = -0.00245 + \text{arg}(1.06629 - 0.27599 \text{arg}). \quad (5)$$

Полученный полином (5) приближает функцию arctg с точностью $\delta_m=0.0025$ за 7 вычислительных операций на интервале $\text{arg} \in [0;1]$, погрешность дискретизации от заданного шага $\Delta=0.0033$ составляет $\delta_d=0.0033$, суммарная погрешность вычисления функции arctg по (5) составит $\delta_{\text{сум}}=0.0056$.

В итоге весь путь расчёта угла $\alpha \in [0;90^0]$ при входных параметрах x_B и y_B изменяющихся в пределах $[0;1]$ с $\Delta=0.001$, согласно рис.2 и формул (4) и (5), осуществляется максимум за 18 вычислительных операций и позволяет рассчитать угол с точностью до 0.0056 радиан или 0.31 градуса.

И.С. Погодина
Научный руководитель: д-р. техн. наук, профессор В.В. Костров
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
E-mail: pogodina.i.91@mail.ru

Двухэтапное измерение дальности в многочастотных РЛС с фазокодированным зондирующим сигналом

Многочастотные сигналы и построенные на их основе радиолокационные системы (РЛС) начинают широко использоваться в радиодальномерах различного назначения [1, 2]. Это обусловлено тем, что в современных возбуждателях передатчиков применяются цифровые методы синтеза зондирующих сигналов и колебаний гетеродина, которые позволяют реализовать быструю перестройку частоты сигналов.

В данном докладе рассматривается РЛС обзорного типа со сложным зондирующим сигналом. Расширение спектра сигнала достигается за счет двух технологий: а) несущая частота импульсного зондирующего сигнала изменяется скачкообразно от импульса к импульсу на постоянную величину ΔF ; б) в каждом импульсе осуществляется фазовая кодовая модуляция по выбранному заранее закону. Далее предполагается, что фаза принимает 2 значения: 0° и 180° . Длительность одного элемента кода τ_p , общая длительность зондирующего импульса – $T_{\text{и}} = B\tau_p$, где B – база сигнала. В качестве модулирующей последовательности импульсов при исследованиях была использована М-последовательность с базой $B = 127$. Число используемых частот определяется параметрами сканирования антенной системы в азимутальной плоскости и равно числу импульсов в пачке эхо-сигналов. В рассматриваемом случае число импульсов было принято равным $N = 16$.

Обработка эхо-сигналов включает в себя два основных этапа. На первом этапе реализуется когерентная обработка такого сигнала (обработка в квадратурах) и вычисляется свертка сигналов (согласованная фильтрация), которая осуществляется в каждом дискрете дальности. Вычисление модуля сжатых сигналов создает первую шкалу дальности с грубым измерением. Дисперсию ошибок оценивания дальности для грубой шкалы можно рассчитать по соотношению $\sigma_R^2 = 5,21 \cdot 10^{-3} (c\tau_p)^2$. Информация о дальности до цели также содержится в частоте принимаемых сигналов, поэтому на втором этапе обработки производится частотный анализ внутри каждого дискрета. Такой анализ позволяет уточнить значение дальности до цели. Для получения точной шкалы и переходу к абсолютному значению дальности вычисляется модуль N -точечного обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ) $|S(i)|$. Неопределенность углового положения цели устраняется вычислением скользящего ОДПФ.

Расстояние до цели внутри дискрета определяется соотношением $R = \frac{L}{N} \frac{c}{2\Delta F}$, где индекс

$L \in [0, N - 1]$ соответствует максимальному значению отклика. Верхнюю границу дисперсии ошибок оценивания дальности можно оценить приближенным соотношением $\sigma_R^2 = 2,1 \cdot 10^{-2} (c\tau_p / N)^2$.

Таким образом, применение многочастотного сигнала в обзорной РЛС позволяет увеличить точность измерения дальности. При этом среднеквадратическая ошибка измерения снижается примерно в $N/2$ раз.

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 2. / Под ред. В.И.Меркулова. – М.: Радиотехника, 2007. – 304 с.

Д.В. Пузанов, Д.Н. Лаптев
 Научный руководитель: д-р. техн. наук, профессор В.В. Чекушкин
 Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
 Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
 E-mail: antistov@gmail.com

Отображение зоны обзора радиолокационной станции на дисплее с телевизионным растром

Наглядное естественное отображение информации в зоне обзора РЛС производится с помощью индикатора кругового обзора в полярной системе координат азимут – дальность (β , D) [1]. С помощью практически сливающегося непрерывного набора радиальных линий развёртки, выходящих из точки на экране ЭЛТ, с координатами расположения РЛС, формируется полярный растр в соответствии с параметрическими уравнениями:

$$y = D(t) \sin \beta_j, x = D(t) \cos \beta_j, \quad (1)$$

где $D(t)$ – линейно-изменяющаяся со временем функция текущей дальности, соответствующая масштабу развёртки РЛС и определяемая скоростью света $C = 299800$ км/с; $\sin \beta_j$, $\cos \beta_j$ – соответствуют текущему углу поворота антенны РЛС $\beta_j \in [0; 360^\circ]$ в азимутальной плоскости и фактически остаются неизменными за время очередного периода зондирования РЛС T_z и развёртки индикатора T_o .

(1) реализуется при цифровом формировании полярного растра, когда функция $D(t)$ формируется с помощью решётчатой функции $I[i, T_T]$, где i – номер текущей итерации (отметки дистанции), а T_T – интервал дискретизации эхо-сигнала, определенный разрешающей способностью РЛС по дальности и масштабом развёртки индикатора T_o . Начало формирования решётчатой функции соответствует импульсу запуска РЛС. Интервал дискретизации равен

$$T_T = T_o / i_{\max} = 2D_{\max} / C i_{\max}, \quad (2)$$

где D_{\max} – максимальная дальность действия РЛС.

В соответствии с (1) и (2) радиально-круговой растр может быть получен путём цифрового интегрирования решётчатых функций $I[i, T_T] \sin \beta_j$ и $I[i, T_T] \cos \beta_j$ или же путём цифрового перемножения линейно нарастающего кода дальности $D[i, T_T]$ и функций $\sin \beta_j$, $\cos \beta_j$.

Погрешности вычисления (1) определяются исходя из точностных характеристик определения координат РЛС и психофизиологических особенностей оператора. На расстоянии 47 см от экрана дисплея оператор с нормальным зрением может различить детали изображения, которые имеют размер 0,13 мм. Формат воспроизведения Kodak CD имеет число пикселей в строке 3072 с числом строк 2048. Общее число пикселей составит $3072 \times 2048 = 6,29 \times 10^6$. Таким образом, исходя из того, что в режиме «лупа» любой участок изображения может быть увеличен в размерах, например в 8 раз относительная погрешность воспроизведения координат x и y должна быть не более 2^{-15} .

Для индикаторов кругового обзора и дисплеев систем отображения РЛС необходимо обеспечить непрерывное преобразование элементов изображения с полярной системой в прямоугольную с темпом 0,05...1 мкс, числом элементов разрешения до $1600 \times 1200 \dots 3072 \times 2048$, скоростью движения сфокусированного пятна на экране электронно-лучевой трубки 1...5 км/с. Точность воспроизведения траектории должна быть 0,01...0,3 мм при диагонали экрана до 0,5...1м [2]. В связи с этим определим требования к элементам канала формирования радиально-круговой развёртки системы отображения исходя из предельной разрешающей способности дисплея и из погрешностей воспроизведения ортогональных составляющих x и y в соответствии с (1.1).

Если через $\hat{x} = F_x [D(t), \sin \beta_i]$ обозначим функциональный оператор преобразования информации, то согласно теории ошибок в общем случае выражение для выходной максимальной погрешности можно записать в виде [2].

$$\Delta x = \frac{\partial \hat{x}}{\partial \dot{A}(t)} \Delta[\dot{A}(t)] + \frac{\partial \hat{x}}{\partial \sin \beta_i} \Delta \sin \beta_i + \frac{\partial \hat{x}}{\partial \beta_i} \Delta \beta_i + \Delta_{\dot{a}\ddot{a}} + \Delta_{i\dot{e}\ddot{e}} + \Delta_{i\dot{a}\ddot{a}}, \quad (3)$$

где $\Delta_{алг}$, $\Delta_{окр}$, $\Delta_{мет}$ соответственно погрешности выполнения алгебраических операций, округления результата с усечением разрядной сетки и метода.

По аналогии (3) можно использовать при расчёте погрешностей и других устройств. С учётом десятикратного увеличения в режиме лупа участков изображения выводимого на экран дисплея и исходя из (3) зададим относительные погрешности воспроизведения функции $\sin \beta$ и цифрового интегрирования в диапазоне $10^{-3} \dots 10^{-5}$.

Реализация (1) может осуществляться как на микро ЭВМ, так и с помощью специализированных БИС. Еще более целесообразно является реализация индикатора кругового обзора на дисплее с телевизионным растром, который входит в состав персонального компьютера. Такая реализация приведена на рис. 1

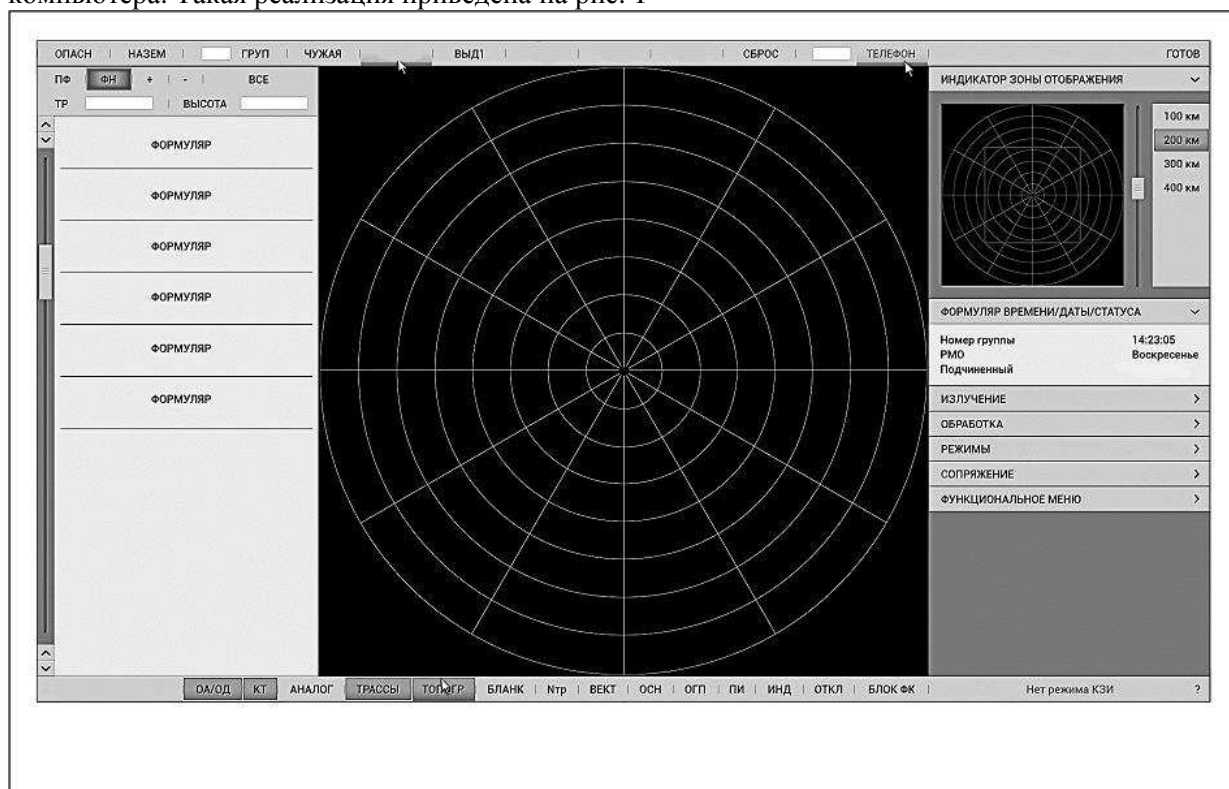


Рис. 1. Отображение зоны обзора РЛС

Литература

1. Васильцов И.В., Терсин С.В., Терсин С.С., Чекушкин В.В. Реализация высокоинформативной системы отображения радиолокационной информации. // Вопросы радиоэлектроники. Сер. РЛТ: сб. науч. ст. – 2011. – Вып. 1. – С. 157-161.
2. Чекушкин В.В., Юрин О.В., Булкин В.В. Реализация вычислительных процессов в информационно-измерительных системах. Монография. – ИПЦ МИ ВлГУ, Муром, 2005. – С. 12-16.
3. Ахмедов Р.М. Бибутов А.А., Васильев А.В. Автоматизированные системы управления воздушным движением: - СПб: Политехника, 2004. - С. 204-212.
4. Рыбкин Ю. Л., Рассказов Ю. А., Лаптев Д. Н. Рабочее место оператора радиолокационной станции. Патент на промышленный образец № 77294. Зарегистрирован в Государственном реестре промышленных образцов Российской Федерации. 18 ноября 2009 г.
5. Рыбкин Ю. Л., Рассказов Ю. А., Лаптев Д. Н. Совершенствование методов оценки эргономических показателей конструкций пультов управления технических систем. // Вопросы радиоэлектроники, сер. РЛТ. 2011, Вып. 1, 162-169 с.

Д.В. Сеннов
Научный руководитель: канд. техн. наук, доцент С.Н. Жиганов
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
E-mail: rt@mivlgu.ru

Комплексирование оптических, теплолокационных и радиолокационных изображений

В связи с большим распространением в последние годы радиолокационных датчиков изображений, доступностью изображений, получаемых с помощью этих датчиков, а так же имеющейся в распоряжении исследователя разночастотных изображений одной и той же местности, перед исследователями ставится задача комплексирования информации с разных типов датчиков изображения. На практике изображения одного и того же объекта или участка местности, полученные в разное время или с помощью различных датчиков, могут значительно различаться один от другого (иметь разные значения разрешающей способности, разный динамический диапазон и т.д.). Отсюда вытекает ряд важных задач привязки, а также точной взаимной геометрической и амплитудной коррекции для последующего совместного объединения изображений [1].

Задачу комплексирования разбивают на два этапа: привязку, необходимую для пространственного совмещения изображения, и непосредственно синтез изображений, позволяющий объединить информацию от датчиков разного спектра. Эти задачи комплексирования называют геометрическими и радиометрическими. Геометрическое комплексирование состоит в попиксельном совмещении данных из различных спектральных зон в общей системе координат. Целью радиометрического комплексирования является объединение разноспектральных данных с тем, чтобы с возможно максимальной четкостью передать на синтезируемом изображении все объекты, отображенные на снимках разного спектра.

С целью обеспечения требуемой информативности изображений на этапе геометрического комплексирования ставится задача в подчеркивании, усилении каких-либо черт изображений, особенностей, нюансов наблюдаемого изображения с целью улучшения ее субъективного восприятия. Для этого применяются некоторые основные градационные преобразования (преобразование изображения в негатив, логарифмические, степенные и др. преобразования), строятся гистограммы, используются сглаживающие фильтры, фильтры резкости и др. [2].

Для геометрического комплексирования требуется установления соответствия между элементами исходных изображений, что сводится к выделению реперных точек на изображениях, по которым можно осуществить координатную привязку снимков с одновременной геометрической коррекцией. После полной привязки между собой оптических, теплолокационных и радиолокационных изображений можно приступить к радиометрической привязке.

Целью радиометрического комплексирования является объединение разнозональных данных, с тем, чтобы с максимальной четкостью передать на синтезируемом изображении все объекты, отраженные на разнозональных изображениях [3]. Задача радиометрического комплексирования состоит в субпиксельном совмещении значений яркости всех изображений в каждой конкретной точке во всем диапазоне значений изображения.

Существуют множество алгоритмов радиометрического комплексирования. Одни из них основаны на усилении различий изображений между собой. В основе других лежит анализ низко- и высоко частотных компонент каждого изображения. Эти алгоритмы могут успешно дополнять друг друга. Трудность на данном этапе связана с наличием на исходных изображениях радиометрических искажений (шумов). В связи с этим перед выполнением комплексирования исходные изображения необходимо очистить от шумов с помощью сглаживающих фильтров.

Результирующее комплексированное изображение имеет информативность превосходящую информативность каждого из исходных изображений, что дает возможность более четко наблюдать объекты сцены.

Литература

1. Грузман И.С., Киричук В.С., Косых В.П. Цифровая обработка изображений в информационных системах. Учебное пособие. 2000. –108-110 с.
2. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений, 2005
3. Злобин В.К. Совместная обработка спектрозональных изображений с целью повышения их дешифруемости / В.К. Злобин, В.В. Еремеев, А.Е. Кузнецов // Системы анализа и синтеза изображений.– Рязань: Рязанский гос. радиотехн. ун-тет, 2002.

Обработка РСА изображений путём поэлементных преобразований

Очень часто поэлементная обработка применяется как заключительный этап при решении более сложной задачи обработки изображения. Часто бывает полезным подчеркнуть, усилить какие-то черты, особенности, нюансы наблюдаемого изображения с целью улучшения ее субъективного восприятия.

Существует несколько методов обработки, к которым относятся: инверсия изображения; линейное контрастирование исходного изображения; бинаризация полученного изображения после линейного контрастирования с различными порогами бинаризации; двукратное увеличение контрастированного изображения, используя при этом экстраполяцию и интерполяцию для восстановления промежуточных пикселей изображения. Для показа количество точек в кадре, имеющих яркость принадлежащему целочисленному диапазону строится линейная и кумулятивная диаграмма исходного и контрастированного изображения [1, 2].

Задача линейного контрастирования связана с улучшением согласования динамического диапазона изображения и экрана, на котором выполняется визуализация. В случае формата градаций серого на кодирование каждого отсчета изображения отводится 1 байт (8 бит) запоминающего устройства, поэтому уровни могут принимать одно из 256 значений. Если минимальная и максимальная яркости исходного изображения существенно отличаются от граничных значений яркостного диапазона, то визуализированная картина выглядит как ненасыщенная, неудобная, утомляющая при наблюдении [3]. Улучшение связано с использованием после контрастирования полного динамического диапазона экрана, что отсутствует у исходного изображения. Результат линейного контрастирования исходного изображения, представленного на рис. 1а, приведен на рис. 1б

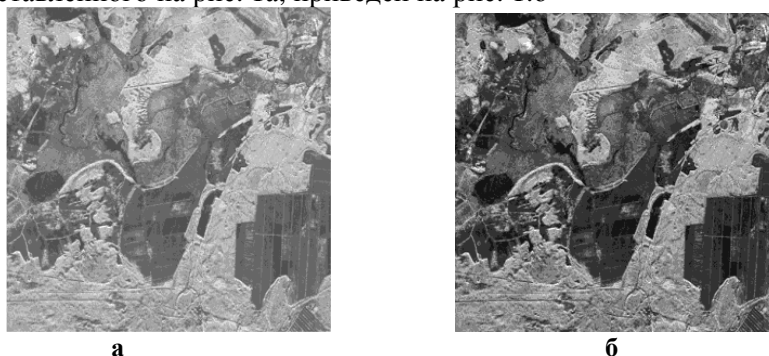


Рис. 1. Пример линейного контрастирования исходного РСА изображения

Так же для улучшения информативности РСА изображений рассматриваются алгоритмы бинаризации или бинарное квантование. Она может быть полезной, когда для наблюдателя важны очертания объектов, присутствующих на изображении [4].

Масштабирование изображений так же является весьма важной задачей при анализе изображений. Эта задача неразрывно связана с проблемой восстановления данных, так как при увеличении физических размеров изображения всегда возникают промежуточные пиксели, значение которых не известно. Определение уровней яркости новых пикселей и есть основная решаемая задача. Применяются методы интерполяции и экстраполяции.

Для показа количество точек в кадре, имеющих яркость принадлежащему целочисленному диапазону от 0...255 строится линейная гистограмма. Для цифрового изображения формата градации серого, шкала яркостей которого принадлежит вышеуказанному диапазону, гистограмма представляет собой таблицу из 256 чисел. Линейная гистограмма определяет

полный перебор матрицы изображения. Значение элементов матрицы в свою очередь являются индексами массива гистограммы. При выборе какого-либо элемента матрицы к соответствующему элементу массива гистограммы добавляется единица. В итоге, после полного перебора матрицы каждый элемент массива отражает общее число элементов матрицы с соответствующим уровнем яркости (рис. 2 а).

У кумулятивной гистограммы любое значение элемента массива равно сумме всех предыдущих (рис. 2 б).

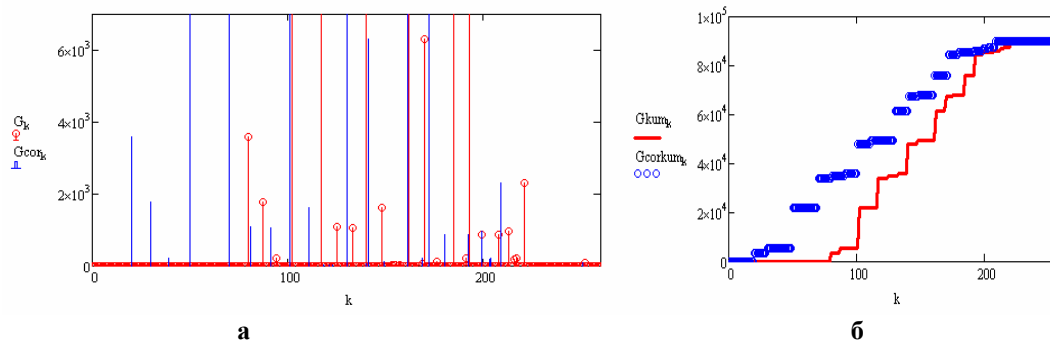


Рис. 2. Линейная (а) и кумулятивная (б) гистограммы PCA изображения

Очевидным достоинством таких процедур является их предельная простота. Вместе с тем, многие из них приводят к очевидному субъективному улучшению визуального качества. Этим определяется внимание, которое уделяется поэлементным процедурам

Литература

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений, 2005.
2. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде Matlab. - М.: Техносфера, 2006.
3. И.С.Грузман, В.С. Киричук, В.П. Косых, Цифровая обработка изображений в информационных системах. Учебное пособие. 2000. – 22-35 с.
4. Руководство к курсовому проектированию: Обработка данных в средах MathCAD, Таганрог 2007 г.

А.И. Скорнякова
Научный руководитель: ст. преподаватель М.С. Смирнов
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
E-mail: rt@mivlgu.ru

Реализация неравновесного кодирования и кодирования Хаффмана

Алфавитное неравновесное кодирование относится к реализации кодов с одинаковой длительностью элементарных сигналов и неравномерным количеством вторичных символов. При этом символы некоторого первичного алфавита кодируются комбинациями символов двоичного алфавита, причем, длина кодов и, соответственно, длительность передачи отдельного кода, могут различаться. Длительности элементарных сигналов при этом одинаковы ($\tau_0 = \tau_1 = \tau$). Суммарная длительность сообщения будет меньше, если буквам первичного алфавита, которые встречаются чаще, присвоить более короткие по длительности коды, а тем, относительная частота которых меньше – коды более длинные.

Длительность кода – величина дискретная, она кратна длительности сигнала τ передающего один символ двоичного алфавита. Следовательно, коды букв, вероятность появления которых в сообщении выше, следует строить из возможно меньшего числа элементарных сигналов.

Длительность передачи каждого отдельного кода, может быть найдена как произведение количества элементарных сигналов на длительность одного элементарного сигнала.

При реализации алфавитного неравновесного кодирования существует проблема необходимости использования специальных последовательностей для разделения знаков и слов. Для решения этих проблем используются префиксные коды, которые удовлетворяют следующему условию Фано: неравномерный код может быть однозначно декодирован, если никакой из кодов не совпадает с началом (префиксом) какого-либо иного более длинного кода.

Способ оптимального представления префиксного двоичного кодирования называется кодом Хаффмана. Принцип кода состоит в следующем: пусть имеется первичный алфавит A , состоящий из шести знаков a_1, \dots, a_k с вероятностями появления в сообщении, соответственно, $p_1 \dots p_k$. Создается новый вспомогательный алфавит A_1 , путем объединения двух знаков с наименьшими вероятностями (a_{k-1} и a_k) и заменой их одним знаком. Вероятность нового знака будет равна сумме вероятностей тех, что в него вошли, остальные знаки исходного алфавита включаются в новый без изменений. Общее число знаков в новом алфавите, очевидно, будет на 1 меньше, чем в исходном. Аналогичным образом создаются новые алфавиты, пока в последнем не останется два знака, число таких шагов будет равно $N - 2$, где N – число знаков исходного алфавита.

Теперь в обратном направлении проводится процедура кодирования. Двум знакам последнего алфавита присваиваются коды 0 и 1. Затем тем вероятностям, которые получались путем сложения из предыдущих алфавитов, дается новый код, получающийся из кода суммы и нового значения 0 или 1.

Из самой процедуры построения кодов можно видеть, что они удовлетворяют условию Фано и, следовательно, не требуют разделителя.

Метод Хаффмана и его модификация – метод адаптивного кодирования (динамическое кодирование Хаффмана) – нашли широчайшее применение в программах-архиваторах, программах резервного копирования файлов и дисков, в системах сжатия информации в модемах и факсах.

Литература

1. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки. – М.: Мир, 1976. – С. 596.
2. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки – Theory and Practice of Error Control Codes. – М.: Мир, 1986. – 576 с.

Моделирование работы байесовского классификатора по выборке двумерных нормально распределенных векторов

В последнее время возрастающие возможности радиолокационных датчиков и увеличивающаяся пропускная способность каналов беспроводной связи приводят к постоянному росту объемов данных изображений, поступающих в радиолокационные центры обработки. В этих условиях все более актуальной становится автоматизация, по крайней мере, части тех операций анализа и интерпретации радиолокационных изображений, которые по сей день выполняются квалифицированными экспертами, а также создание алгоритмов, обеспечивающих высокое быстродействие систем обработки изображений.

В большинстве областей, связанных с измерением и интерпретацией физических явлений, вероятностные подходы оказываются важными в задаче распознавания образов из-за случайностей, влияющих на порождение классов образов. Под классом образов понимается некоторая категория, определяемая рядом признаков общих для всех ее элементов. Можно выбрать такой метод классификации, который будет оптимальным в том смысле, что при его использовании будет достигаться наименьшая (в среднем) вероятность появления ошибок классификации [1].

Одним из таких методов является байесовская классификация образов, основанная на теореме, утверждающей, что если плотности распределения каждого из классов известны, то искомым алгоритм можно выписать в явном аналитическом виде. Этот алгоритм оптимален, то есть обладает минимальной вероятностью ошибок.

Смоделируем работу байесовского классификатора для двух классов образов.

Пусть заданы априорные вероятности появления классов $p_1 = p(\omega_1)$, $p_2 = p(\omega_2)$ и плотности распределения признаков в классах $f_i(x)$, где i – номер класса признаков и равен $i=1,2$. Тогда признак x будет принадлежать классу ω_1 , если

$$p_1 f_1(x) > p_2 f_2(x). \quad (1)$$

Необходимо вынести решение, к какому классу относятся двумерные вектора, распределенные по нормальному закону (рис. 1а).

Условные двумерные плотности нормального распределения в классах ω_1 , ω_2 и имеют вид:

$$f_i(x) = f_{\xi}(x|m_i, S_i) = \frac{1}{(2\pi)^{n/2} \sqrt{|S_i|}} e^{-\frac{1}{2}\|x-m_i\|_{S_i^{-1}}^2}, \quad i=1,2.$$

Подставим выражения для плотности распределения признаков в классах $f_i(x)$ в неравенство (1), и после преобразования получим

$$x \in \omega_1, \text{ если } \frac{p_1}{\sqrt{|S_1|}} e^{-\frac{1}{2}\|x-m_1\|_{S_1^{-1}}^2} > \frac{p_2}{\sqrt{|S_2|}} e^{-\frac{1}{2}\|x-m_2\|_{S_2^{-1}}^2}. \quad (2)$$

Байесовская решающая функция для класса ω_1 имеет вид:

$$d_k(x) = p_1 f_1(x).$$

Учитывая экспоненциальный вид гауссовой плотности распределения удобнее иметь дело с натуральным логарифмом этой функции [2]

$$d_k(x) = \ln[p_1 f_1(x)] = \ln p_1 + \ln f_1(x) \quad (3)$$

Тогда, подставив (2) в (3) и преобразовав выражение, получим

$$d_k(x) = \ln p_k - \frac{1}{2} \ln |S_k| - \frac{1}{2} \|x - m_k\|_{S_k^{-1}}^2, k = 1, 2,$$

где $\|v\|_A = \sqrt{v^T A v}$ - метрика Махаланобиса, соответствующая симметричной положительно определенной матрице A [3]. Тогда $x \in \omega_1$, если $d_1(x) > d_2(x)$.

Для случая двумерного нормального невырожденного распределения признаков в классах эти классы можно разделить с помощью квадратичной решающей функции (рис. 1б).

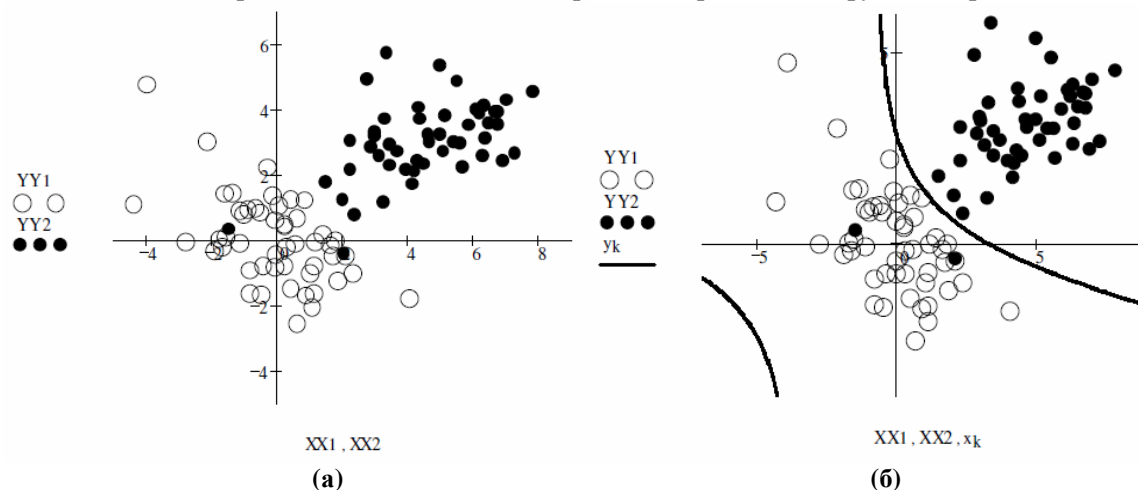


Рис.1. (а). Нормально распределенные вектора. (б) Разделение двух классов с помощью байесовского классификатора

Как видно из рис. 1б, байесовский классификатор максимально точно определил классы признаков, поскольку данный классификатор стремится минимизировать потери от ошибочной классификации.

В работе проведено моделирование работы байесовского классификатора для классов с нормальным распределением. Получено выражение байесовской решающей функции для случая с двумерными нормально распределенными векторами.

Литература

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. – М.: Техносфера, 2005.

Е.С. Хлебнов
Научный руководитель: канд. техн. наук, доцент С.Н. Жиганов
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
E-mail: rt@mivlgu.ru

Моделирование статистического метода распознавания объектов на РСА изображениях

В последнее время в связи с повышением разрешающей способности современных оптических, инфракрасных, радиолокационных датчиков изображений появилась возможность не только обнаруживать различные объекты на изображениях, но и проводить их распознавание и классификацию. В этих условиях все более актуальной становится автоматизация, по крайней мере, части тех операций анализа и интерпретации радиолокационных изображений, которые по сей день выполняются квалифицированными экспертами, а также создание алгоритмов, обеспечивающих высокое быстродействие систем обработки изображений [1].

Статистический подход к распознаванию образов можно использовать в тех случаях, когда имеющихся сведений недостаточно для описания образов или классов, которые, возможно, содержатся в рассматриваемом наборе данных. В таких обстоятельствах выходом из положения может оказаться применение статистических методов для анализа, что позволяет использовать всю имеющуюся априорную информацию. Исходным материалом для применения статистической процедуры служит некоторый набор объектов, каждый из которых задается некоторым набором значений признаков. Необходимы априорные сведения, касающиеся возможных плотностей распределения значений признаков, адекватности признаков и т.д. При статистическом подходе совершенно безразлично, являются ли объекты распознавания реальными физическими объектами либо такими «нефизическими» категориями, как «социальное поведение» или «экономический прогресс», если все они допускают единообразное представление через признаки [2].

Одним из статистических методов распознавания образов является алгоритм, основанный на использовании фундаментальных статистических характеристик, таких как математическое ожидание, ковариационные матрицы, а также на использовании метода главных компонент.

Данный алгоритм необходимо сначала обучить, для этого используется обучающая выборка, состоящая из четырех радиолокационных снимков объектов (танков) (рис. 1). Обучающую выборку необходимо спроецировать в новое пространство, где каждая размерность будет давать определённый вклад в общее представление. Метод главных компонент позволяет «создать» новое пространство таким образом, чтобы данные в нём располагались оптимально [3]. В новом пространстве некоторые размерности будут нести больше общей информации, тогда как другие будут нести только специфичную информацию. Как правило, размерности более высокого порядка несут гораздо меньше полезной информации, чем первые размерности. Оставляя размерности только с полезной информацией, получаем пространство признаков, в котором каждое изображение исходной выборки представлено в обобщённом виде. Таким образом, на выходе имеем матрицу, каждый столбец которой является «развёрнутым» в вектор изображением. Такой вектор можно рассматривать как точку в многомерном пространстве, где размерность определяется количеством пикселей.

Затем необходимо нормализовать все изображения в обучающей выборке, отняв среднее изображение. Это делается для того, чтобы оставить только уникальную информацию, убрав общие для всех изображений элементы. Изображение, представленное как сумма базисных компонент, имеет вид:

$$\Phi_i = \sum_{j=1}^K \omega_j u_j ,$$

где Φ_i – нормализованное (т.е. за вычетом среднего) i -ое изображение исходной выборки, ω_j представляют собой веса и u_j собственные вектора. Находятся главные компоненты (собственные вектора u_j) и веса ω_j для каждого изображения в обучающей выборке. Другими словами, это переход в новое пространство.

После того как модель обучена, подаем на вход некоторое изображение, которое отображается на созданное заранее пространство, затем находится минимальное расстояние и индекс объекта к которому данное изображение расположено ближе всего. Если оно находится на относительно большом расстоянии от всех данных, то это изображение с большой вероятностью вообще не принадлежит базе.

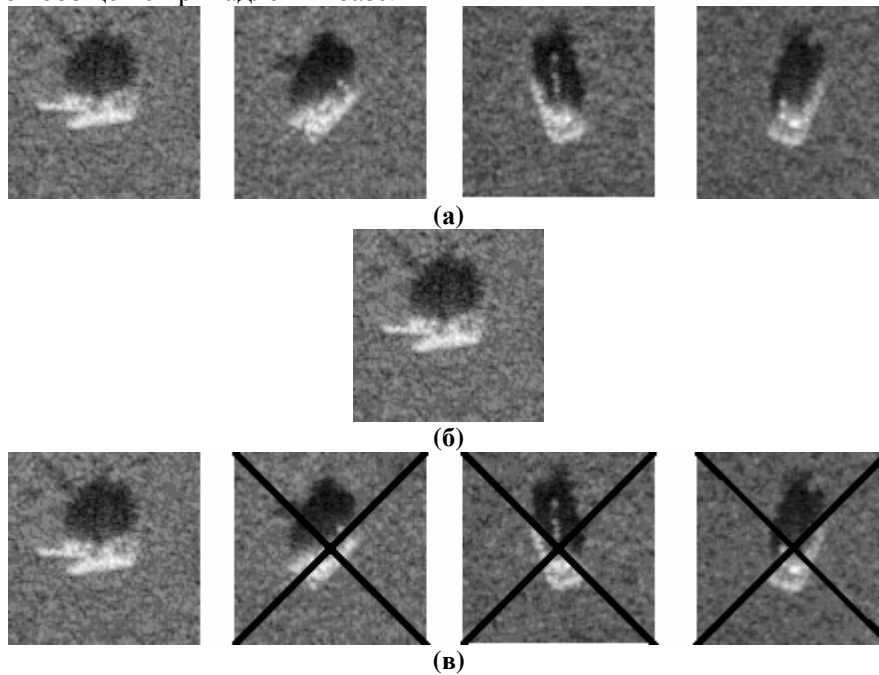


Рис.1. (а). Обучающая выборка. (б). Поданное на вход изображение. (в). Результат распознавания

В работе был смоделирован статистический алгоритм распознавания изображений на примере радиолокационных снимков объектов (танков). Установлено, что эффективность классификатора при отсеивании ложных образцов при составлении выборки изображений образцов, которых нет в обучающей выборке, составила приблизительно 80%.

Литература

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. – М.: Техносфера, 2005.
2. Верхаген К. и др. Распознавание образов. Состояние и перспективы. – М.: Радио и связь, 1985.
3. <http://onionesquereality.wordpress.com/>
4. Ту Дж., Гонсалес Р. Принципы распознавания образов. – М.: Мир, 1978.

М.А. Цаплева
Научный руководитель: старший преподаватель М.С. Смирнов
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
E-mail: rt@mivlgu.ru

Реализация телекоммуникационных кодов, при помощи FPGA

Основой телекоммуникационных технология является кодирования на основе полей Галуа, например коды Рида-Соломона. Коды Рида-Соломона базируются на блочном принципе коррекции ошибок и используются в огромном числе приложений в сфере цифровых телекоммуникаций и при построении запоминающих устройств.

Коды Рида-Соломона описываются значениями (N, K) , где N – общее число символов в слове; K – число информационных символов. Параметр R – количество проверочных символов $(N-K)$. Ошибки определяются на уровне символов. Любое количество бит ошибок в символе, определяет только одну ошибку[1].

Коды Рида-Соломона базируются на арифметике конечного поля. Любая арифметическая операция над элементом конечного поля дает результат, находящийся внутри этого поля. Размер конечного поля определяется количеством бит, отводимых на символ. Чаще всего поле имеет 2^m элементов, где m – количество бит в символе. Количество ошибок, которые могут быть исправлены (C) зависит от количества проверочных символов, и определяются значением $C \leq R/2$ [2].

При аппаратной реализации кодов Рида-Соломона имеется возможность менять количество символов в слове, однако количество проверочных символов остается одинаковым.

Декодер внутри ПЛИС реализуется при помощи трехступенчатого конвейера на основе шины Avalon-ST. Декодер способен принимать кодированные слова на каждом импульсе тактового генератора. Задержка между входом и выходом данных не зависит от готовности входных данных и составляет три кодовых слова.

Сигнал reset срабатывает по высокому уровню и может быть выставлен асинхронно. Декодер постоянно декодирует и исправляет ошибки, если их количество не превышает значение $R/2$. Если количество ошибок находится в диапазоне от $R/2$ до R , то декодер только фиксирует наличие ошибки без исправления. При увеличении ошибок свыше величины R декодер перестает определять ошибки в коде.

Декодер Рида-Соломона использует интерфейс шины Avalon-ST для входных и выходных данных. Минимум через один такт после сигнала sink_ena, выставляется сигнал sink_val. Декодер принимает данные из массива rsin. Кодовое слово поступает при инициализации сигнала sink_sop. Сигналы numcheck и numn фиксируют сигнал sink_sop. Окончание приема кодовых слов происходит после сигнала sink_eop. Если sink_ena устанавливается в ноль, через один такт декодер прекращает обработку до тех пор, пока сигнал не установится в единицу.

При коррекции ошибок определяются символы, не относящиеся к данному конечному полю. Декодер Рида-Соломона отыскивает данные ошибки, определяет положение ошибочных символов и замещает ошибочное значение на значение из конечного поля, посредством операций сложения, вычитания и сложения по модулю 2.

Декодер способен определить количество ошибочных бит в символе потока данных.

Счетчик ошибочных бит работает в двух возможных режимах:

- общий режим – декодер считает общее количество исправленных ошибок, в потоке данных;
- отдельный режим – декодер отдельно считает количество исправлений с 0 на 1 и количество исправлений с 1 на 0.

Литература

1. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки. – М.: Мир, 1976. – С. 596.
2. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки – Theory and Practice of Error Control Codes. – М.: Мир, 1986. – 576 с.