СЕКЦИЯ 14

Построение и анализ радиотехнических систем

Антонов А.Ю. Обеспечение требуемой скорости обработки информации в РСА космического базирования Беляев В.Е. Методика работы мобильного радиопеленгатора в условиях городской среды Дорофеев Н.В. Первичная обработка сигналов в распределенных системах геодинамического контроля Ечин П.А. Алгоритм реализации цифровой последетекторной обработки сигнала в модуляционном радиометре Жиганов С.Н. Корреляционные функции неэквидистантных последовательностей импульсов Костров В.В., Ракитин А.В., Сидоров А.А. Оценка предельной пространственной разрешающей способности при использовании для синтеза радиофизических изображений систем цифровой обработки сигналов на базе платформы «Мультикор» Костров В.В., Терсин В.В. Алгоритм дальномерного суммарно-дальномерного оценивания декартовых координат воздушного объекта в трехмерном пространстве Влияние размера элемента разрешения по дальности на точность измерения высоты дальномерной радиолокационной системой в геоцентрической системе координат Кострова Т.Г. Расширение диапазона измерения дальности в импульсной радолокационной системе квазинепрерывным сигналом Миронов С.Н. Исследование влияния количества компонент в алгоритме суммирования независимых псевдослучайных чисел на плотность распределения вероятности суммарного псевдослучайного процесса Никитин О.Р. Полушин П.А., Попенков А.В. Пример реализации скрытного постановщика помех РСА Первушин Р.В. Обработка сигналов в модуляционных поляриметрах Полушин П.А., Ульянова Е.В., Синицын Д.В. Повышение эффективности "мягкого" декодирования сверточных кодов Ракитин А.В., Сидоров А.А., Костров В.В. Формирование радиофизических изображений на борту космического аппарата в режиме съемки ScanSAR Сидоров А.А., Ракитин А.В., Костров В.В. Особенности формирования радиофизического изображения на борту космического аппарата в маршрутном режиме съемки Смирнов М.С. Моделирование алгоритмов сигналов РСА с использованием информационных систем Федосеева Е.В. Анализ факторов, ограничивающих точность компенсации фонового шума в методе поляризационного разрешения при радиотеплолокационных измерениях Оценка погрешности компенсации фонового шума в методе диаграммной модуляции при радиотеплолокационных измерениях Цаплёв А.В. Принцип фазового формирования зондирующего сигнала Фазовое управление в многофазных геоэлектрических установках

А.Ю. Антонов Муромский институт Владимирского государственного университета 602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23 e-mail: aleksandr_uran@mail.ru

Обеспечение требуемой скорости обработки информации в PCA космического базирования

Развитие элементной базы и технологий позволяет создавать космические средства разведки с более высокими параметрами, что в свою очередь привлекает внимание специалистов как в военной, так и в гражданской промышленности. 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 требования, предъявляемые к устройству обработки радиолокационного изображения на борту КА в режиме реального времени, на примере низкоорбитального спутника RISAT-1 [1] при маршрутном режиме съемки с полосой спектра сигнала 75 МГц. Данный аппарат оснащен активной фазированной антенной решеткой (АФАР) с размерами 6Ч2м и работает в С-диапазоне (центральная частота 5,35 ГГц). При высоте орбиты 609 км с наклонением 97,85° спутник имеет период обращения \approx 97 мин. Полоса обзора составляет 400 ... 500 км, частота повторения импульсов 2,8 ... 3,7 кГц. Угол визирования изменяется в интервале 20 ... 48°. Разрешение по азимуту составляет 3 м, по углу места – 5,4 – 2,5 м при минимальном / максимальном углах визирования соответственно. От угла визирования также зависят длина синтезированной апертуры, время синтеза и размеры кадра съемки, которые имеют значения соответственно 6,1 ... 9,1 км; 0,875 ... 1,3 с; 6,1 × 20 ... 9,1 × 47 км (азимут × угол места). Ширина спектра доплеровских частот составляет 1,16 кГц.

Определим поток данных, поступающих с выхода АЦП. Цифровые квадратурные данные формируют с помощью восмиразрядных АЦП с частотой дискретизации 83,3 МГц. Поток данных, возникающий на выходе, составляет

 $V = 2b \times F_A = 2 \times 1$ байт × 83,3 МГц = 166,6 Мбайт / с.

Открытое космическое пространство накладывает определенные ограничения на используемую в космических аппаратах элементную базу: в первую очередь это радиационная стойкость и температурный режим. Отечественная промышленность выпускает радиационно-стойкие процессоры ЦОС, применяемые в КА. Однако их пропускная способность не превышает 60 ... 80 Мбайт / с. Это в 2 ... 3 раза меньше, чем рассчитанное значение 166,6 Мбайт / с для RISAT-1. Именно поэтому выпускаемые в настоящее время отечественные процессоры ЦОС не позволяют осуществлять обработку радиолокационного изображения с малым разрешением в режиме реального времени и, следовательно, создавать конкурентно способные РСА космического базирования. Выходом из ситуации является перевод элементной базы на основу программируемых логических интегральных схем (ПЛИС), обеспечивающих высокую производительность и, следовательно, обработку потока данных со скоростями до 10 Гбит/с. Кроме того, на основе проектов ПЛИС возможно создание базовых матричных кристаллов, производство которых поддерживает отечественная промышленность (в отличие от ПЛИС).

Литература

1. Верба, В.С. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / В.С. Верба.– М.: Радиотехника, 2010.– 688 с.

В.Е. Беляев Муромский институт Владимирский государственный университет 602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, д. 23 e-mail: ua3var@yandex.ru

Методика работы мобильного радиопеленгатора в условиях городской среды

Городская среда создает для распределения радиоволн условия, существенно отличающиеся от тех, которые обычно наблюдаются на приземных трассах. Крупные строения, размеры которых во много раз превышают длину волны УКВ-излучения, создают обширные теневые зоны, присутствуют интенсивные отражения, придающие процессу распространения радиоволн в городе многолучевой характер. Поля многолучевой структуры со сложными интерференционными картинами сильно осложняют задачу радиопеленгации. Так, из-за многолучевой структуры поля в окрестности точки пеленгования могут оказаться ложные источники, появляющиеся в результате переотражений, а радиосигнала с направлением прихода от истинного источника может и не быть вовсе. В результате пеленги, взятые с неподвижного автомобиля, как правило, не совпадают с направлением на источник.

Именно поэтому в условиях интерференционных помех целесообразно использовать пеленгатор, работающий в мобильном режиме, а результаты пеленгации обрабатывать статистическими методами.

Для определения расчетного пеленга необходима выборка мгновенных значений пеленгов, получаемых при движении мобильного радиопеленгатора, координаты точек начала пеленгов и направление движения (направления, от которого отсчитывается пеленг). Для получения информации о местоположении радиопеленгатора используется GPS-приемник. Данные берутся через определенные интервалы времени. Эти данные представляют собой значения координат по широте и долготе в градусах. Таким образом, траектория движения состоит из дискретного набора точек с известными координатами и набором соответствующим им мгновенных значений пеленга. Причем интервал между точками определяется исключительно скоростью движения радиопеленгатора и быстродействием компьютера. Полученная траектория разбивается на отрезки с соответствующими им выборками пеленгов. Отрезок фиксируется, если удовлетворяет заданным требованиям. Требования включают в себя прямолинейность отрезка, минимальную и максимальную длину отрезка, минимальное и максимальное количество мгновенных пеленгов в выборке, принадлежащей данному отрезку, и минимальное число точек траектории, задающих отрезок. Прямолинейность отрезка оценивается с помощью среднего квадратического отклонения точек траектории от аппроксимирующей эти точки прямой. Мгновенные значения пеленга начинают обрабатываться при скорости движения автомобиля, превышающей 5 км / ч. При наличии устойчивого сигнала по мере движения комплекса на рабочей частоте будут формироваться расчетные пеленги. Пеленг рассчитывается из анализа соответствующей выборки мгновенных значений пеленга. Объем выборки не постоянен и определяется условиями пеленгации. Например, если в условиях прямой видимости на удаленный источник излучения и при отсутствии интерференционных помех мгновенные значения пеленга изменяются незначительно, то и объем выборки будет минимальным. Если мгновенные значения пеленга изменяются значительно, то соответственно и объем выборки будет максимальным. Также на объем выборки оказывает влияние прямолинейность траектории движения автомобиля, поэтому работа пеленгатора в мобильном режиме будет более эффективной при прямолинейном движении. Недостатком такого подхода является необходимость большого объема данных для уверенного определения координат пеленгуемого источника.

Н.В. Дорофеев Муромский институт Владимирского государственного университета 602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, д. 23 телефон (49234) 7-71-21, e-mail: itpu@mivlgu.ru

Первичная обработка сигналов в распределенных системах геодинамического контроля

Системы магнитотеллурического зондирования (МТЗ), применяющие в качестве зондирующих сигналов естественные возмущения геомагнитного поля Земли, осуществляют непрерывную регистрацию геомагнитного поля на всех измерительных станциях, включая и неинформативные интервалы времени, во всем ультранизкочастотном диапазоне геомагнитных сигналов. Это приводит к необоснованному возрастанию объема передаваемых данных вследствие регистрации геомагнитного поля в магнитоспокойные интервалы. Одним из методов уменьшения передаваемого трафика в подобных системах является предварительная обработка данных. Отбор информативных участков данных для передачи центру обработки необходимо проводить в реальном времени с использованием определенных процедур, учитывающих структуру поступающих потоков данных и цели мониторинга [1].

Для построения алгоритмов предварительной селекции геомагнитных сигналов в распределенных системах геодинамического контроля с использованием вейвлетов необходимо выбрать базисную вейвлет-функцию. Базисная функция для проведения вейвлет-анализа выбиралась из следующих вейвлетов: Хаара, Мейера, Добеши с первого по десятый порядок, Симлета с первого по восьмой порядок, Койфлеты с первого по пятый порядок.

В проведенном исследовании было установлено, что минимальное отклонение масштаба, а значит, и минимальная погрешность при определении частоты после вейвлет-преобразования соответствует вейвлету Добеши третьего порядка и Симлета третьего порядка и составляет примерно 1,8 % от реальной частоты. При этом среднее значение отклонения составляет примерно 0,27 % для Добеши и примерно 0,29 % для Симлета. Из койфлетов следует отметить койфлет первого порядка, максимальная погрешность при определении частоты для которого составляет примерно 5,45 %, а среднее значение – 2,5 %. Таким образом, наиболее подходящими вейвлетами для проведения фильтрации в распределенной геофизической системе являются Добеши третьего порядка, и Койфлет первого порядка.

По результатам эксперимента было установлено, что для фильтрации Pi-2 сигналов и проведения спектрально-временно́го анализа наиболее подходящими материнскими вейвлетами являются Симлета 3, Добеши 2, Койфлета 1.

Для корреляционного анализа были использованы те же случаи появления Pi-2 сигналов, что и для фильтрации по алгоритму СВАН. Результаты анализа сведены в табл. 1 [2].

Таблица 1

	Материнский вейвлет			
Параметр	Симлета 3	Добеши 3	Койфлета 1	
Максимальное значение ВКФ	0,996 2	0,99 62	0,9986	
Сдвиг при максимуме ВКФ, с	3	3	5	
Среднее значение ВКФ	0,911 4	0,91 14	0,9355	
Средний сдвиг, с	2	2	4	

Результаты корреляционного анализа

Из приведенных в табл. данных следует, что все три тестируемых материнских вейвлета вносят примерно одинаковые искажения исходного сигнала.

Литература

1. Дорофеев, Н.В. Задача структурного анализа иррегулярных возмущений геомагнитных полей / Н.В. Дорофеев, О.Р. Кузичкин // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. Вып. 1.– Ростов-на-Дону: РАС ЮРГУЭС, 2007.– 448 с.

2. Дорофеев, Н.В. Алгоритмы обнаружения и выделения Pi-2 сигналов в системах геодинамического контроля на основе вейвлет-анализа / Н.В. Дорофеев, О.Р. Кузичкин // Методы и устройства формирования и обработки сигналов в связи и локации. Радиосистемы.– 2009.– № 5.

П.А. Ечин

Муромский институт Владимирский государственный университет 602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, д. 23

Алгоритм реализации цифровой последетекторной обработки сигнала в модуляционном радиометре

Качество последетекторной обработки сигнала в модуляционном радиометре можно существенно повысить путем выполнения ее в цифровом виде. Оцифровка сигнала на выходе квадратичного детектора имеет следующие преимущества по сравнению с аналоговой обработкой:

- программная реализация функции гребенчатого фильтра;

 программная реализация синхронного детектирования, включающая в себя временное разделение сигналов, взаимную задержку сигналов и процедуру нахождения разности сигналов при реализации компенсации аддитивных помех;

 программная реализация генерации опорного сигнала для управления модулятором, с высокой степенью синхронности работы с программным детектированием и возможностью перестройки рабочей частоты, а также внесения расфазировки между работой модулятора и программного синхронного детектора при проведении настройки системы и исследования точностных характеристик;

 – значительное упрощение и удешевление конструкции радиометра с одновременным увеличением надежности его работы благодаря преимуществам обработки сигнала в цифровой форме;

- снижение энергопотребления;

– расширение возможностей настройки и управления работой радиометра с персонального компьютера.

В связи с тем, что качество обработки сигнала в радиометре значительно зависит от временных задержек, целесообразно бо́льшую часть алгоритма обработки реализовать в микроконтроллере (однокристальной микро-ЭВМ), являющимся частью радиометра. Полученные в результате обработки данные передаются в персональный компьютер для дальнейшей обработки и отображения в удобном виде для построения моделей при решении обратных задач радиометрии.

Алгоритм обработки радиометрического сигнала в микроконтроллере с учетом реализации функций (гребенчатого фильтра, синхронного детектора, генератора управляющего сигнала для модулятора, а также блока связи с персональным компьютером) представлен на рис. 1.



Рис. 1. Алгоритм цифровой последетекторной обработки в модуляционном радиометре

Согласно рис. 1, аналоговый сигнал с выхода детектора подвергается аналого-цифровому преобразованию, при этом частота дискретизации выбирается исходя из необходимой точности результатов измерений. Частота дискретизации должна быть тем выше, чем быстрее осуществляется сканирование пространства антенной радиометрической системой.

Выборки сигнала на выходе АЩП непрерывно заполняют пространство оперативной памяти в строгой последовательности, согласно очередности поступления данных с выхода АЩП.

В соответствии с выбранной частотой дискретизации, вычисляется среднее арифметическое значение совокупности выборок, находящихся в памяти и соответствующих первому полупериоду сигнала, управляющего работой модулятора. Аналогичная процедура выполняется в течение второго полупериода (рис. 2).



Рис. 2. Выборки аналогового сигнала

С учетом некритичности к временной задержке данных, соответствующих уже вычисленным среднеарифметичеким значениям амплитуд низкочастотного сигнала, операция вычитания (рис. 1) может быть перенесена в персональный компьютер (рис. 3).



Рис. 3. Оптимизированный алгоритм цифровой последетекторной обработки в модуляционном радиометре

Применение описанного алгоритма в модуляционном радиометре позволяет существенно снизить погрешность обработки сигнала за счет перехода к математической обработке, по сравнению с использованием аналоговых устройств, которым свойственна подверженность параметров факторам внешней среды и старению. При этом организация работы алгоритма подразумевает жесткую синхронизацию процессов коммутации (мульти- / демультиплексирования), происходящих в радиометре.

Особые перспективы алгоритм цифровой последетекторной обработки имеет в многоканальных радиометрических системах с реализацией модуляционного приема на некратных частотах, так как более жесткие требования предъявляются к синхронизации управляющих сигналов и существенно усложняется процесс обработки данных радиометрических измерений.

С.Н. Жиганов Муромский институт Владимирский государственный университет 602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, д. 23 e-mail: s zh 72@mail.ru

Корреляционные функции неэквидистантных последовательностей импульсов

При радиолокационном обзоре пространства при движении диаграммы направленности антенны от объекта отражаются несколько зондирующих импульсных сигналов. Эти сигналы в зависимости от характеристик системы образуют когерентную или некогерентную пачку импульсов. Если период следования зондирующих импульсов постоянен, то получается эквидистантная пачка импульсов; если период изменяется от импульса к импульсу, то образуется неэквидистантная пачка. Свойства эквидистантных последовательностей импульсов достаточно хорошо изучены ([1]; [2]) и широко используются в современных радиолокационных системах.

Неэквидистантные последовательности импульсов, в отличие от эквидистантных, обладают рядом уникальных и полезных для повышения точности и устранения неопределенности оценивания координат обнаруживаемых объектов и их разрешения. Интерес к изучению таких последовательностей в наше время в отечественной и зарубежной науке возрос, о чем свидетельствуют различные публикации [3]; [4].

Представленная работа посвящена математическому описанию неэквидистантных последовательностей импульсов, построению моделей таких последовательностей и определению их основных свойств. В работе построены функции неопределенности неэквидистантных последовательностей импульсов. На их основе определены разрешающая способность и точность оценивания дальности и доплеровского сдвига частоты зондирующего сигнала. Проведено исследование спектральных характеристик неэквидистантных последовательностей.

Литература

1. Кук, Ч. Радиолокационные сигналы: пер. с англ. / Ч. Кук, М. Бернфельд; под ред. В.С. Кельзона.– М.: Сов. радио, 1971.– 568 с. 2. Свистов, В.М. Радиолокационные сигналы и их обработка / В.М. Свистов. – М.: Сов. радио, 1977. – 448 с.

3. Прохоров, С.А. Прикладной анализ неэквидистантных временных рядов / С.А, Прохоров.– Самара: Самарский гос. аэрокосмический ун-т, 2001.– 275 с.

4. Кривошеев, Ю.В. Уменьшение уровня бокового излучения неэквидистантных ФАР, составленных из одинаковых прямоугольных подрешеток / Ю.В. Кривошеев, А.В. Шипилов // Ш Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь».– ИРЭ РАН, 26 – 30 октября 2009 г.– С. 72 – 76.

В.В. Костров А.В. Ракитин А.А. Сидоров Муромский институт Владимирский государственный университет 602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, д. 23 e-mail: vvk@mit.ru

Оценка предельной пространственной разрешающей способности при использовании для синтеза радиофизических изображений систем цифровой обработки сигналов на базе платформы «Мультикор»

В радиотехнических системах космического базирования для формирования радиофизических изображений используются системы цифровой обработки сигналов (ЦОС), построенные на радиационно стойких процессорах платформы «Мультикор». Как правило, на таких процессорах строится кластер, образующий модуль цифровой обработки сигналов (МЦОС) и формирования изображения. Распределение поступающих от радиолокационного датчика данных по МЦОС и процессорам производится специализированной программой диспетчеризации с помощью коммутатора-маршрутизатора. Одной из основных характеристик всей системы получения радиофизического изображения является ее пространственное разрешение. Рассмотрим возможности системы ЦОС на процессорах платформы «Мультикор» для получения предельной разрешающей способности.

Типичное значение тактовой частоты процессора составляет $f_{CLK} = 80$ МГц. Скорость входного потока данных, передаваемых в процессор по одному каналу, ограничена величиной 40 Мбайт / с (соответствует $f_{CLK}/2$). В связи с этим тактовая частота оцифровки сигналов, поступающих в МЦОС, также ограничена, причем разрядность АЦП также влияет на скорость ввода данных. В каждом процессоре имеются два канала LINK, что потенциально увеличивает тактовую частоту приема до 80 МГц. Если каждый передаваемый в МЦОС байт содержит

информацию об одном отсчете сигнала (двухквадратурных составляющих сигнала в виде четырех разрядных чисел), то максимальная скорость передачи данных (отсчетов) из приемника составляет 80 Мбайт / с. При представлении одного отсчета двумя байтами (восьмиразрядные квадратуры) максимальная скорость приема данных и записи их в память снижается и составляет примерно 40 Мбайт / с.

Расчеты показывают, что предельная разрешающая способность по дальности составит для первого случая 1,6 ... 3,1 м для КА со средней высотой орбиты. Для второго случая разрешающая способность по дальности составит 3,2 ... 6,3 м в зависимости от угла визирования. По азимутальной координате разрешающая способность определяется величиной раскрыва антенны. При раскрыве 5 м предельная разрешающая способность равна 2,5 м. Без накопления такой режим работы дает радиометрическое разрешение порядка 3 дБ. При некогерентном накоплении двух отсчетов по азимутальной координате пространственное разрешение составит примерно 6 м × 5 м. Такое пространственное разрешение обеспечивает радиометрическое разрешение порядка 2,5 дБ. Для достижения радиометрического разрешения менее 1 дБ необходимо проводить некогерентное накопление сигналов от 18-ти импульсов. Тогда пространственное разрешение составит 12,5 м × 15 м (первый случай) и 20 м × 20 м (второй случай).

Рассмотрена возможность увеличения скорости оцифровки данных в приемнике за счет накопления данных за время стробирования приемника и трансформации времени при выдаче данных. Использование данного метода позволяет увеличить темп выдачи данных на 40 ... 50 %, что дает потенциальную возможность улучшить пространственное разрешение в 1,4 раза.

В.В. Костров В.В. Терсин Муромский институт Владимирского государственного университета 602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, д. 23 e-mail: radio@mivlgu.ru

Алгоритм дальномерного суммарно-дальномерного оценивания декартовых координат воздушного объекта в трехмерном пространстве

Рассмотрим вопрос о построении дальномерного суммарно-дальномерного алгоритма оценивания координат воздушного объекта в трехмерном пространстве для простейшего случая расположения станций приема в вершинах А, В и С равностороннего треугольника плоскости *XY* прямоугольной системы координат. Передатчик расположен в вершине А. Геометрические построения для определения декартовых координат цели при указанных ограничениях приведены на рис. 1.



Рис. 1. Геометрические построения для определения декартовых координат воздушного объекта в трехмерном пространстве

Здесь

$$\overline{AB} = \overline{BC} = \overline{AC} = d$$
; $\overline{AD} = R_0$; $\overline{BD} = R_1 - R_0$; $\overline{CD} = R_2 - R_0$,

где

 $d\,$ – длина стороны равностороннего треугольника; R_1 и R_2 – суммарные дальности до точки A, измеренные из точек B и C;

*R*₀ – дальность до воздушного объекта D, измеренная из точки A.

Тогда длины проекций на плоскость *XY* дальностей от точек A, B и C до воздушного объекта, находящегося в точке D будут соответственно равны

$$\overline{AE} = \sqrt{x^2 + y^2}, \ \overline{BE} = \sqrt{\left(\frac{d}{2} + x\right)^2 + \left(\frac{d\sqrt{3}}{2} - y\right)^2}, \ \overline{CE} = \sqrt{\left(\frac{d}{2} - x\right)^2 + \left(\frac{d\sqrt{3}}{2} - y\right)^2}.$$

Определяя высоту воздушного объекта (отрезок ED) с помощью найденных проекций, получаем систему трехквадратных уравнений:

$$z^{2} = R_{0}^{2} - x^{2} - y^{2},$$

$$z^{2} = (R_{1} - R_{0})^{2} - \left(\frac{d}{2} + x\right)^{2} - \left(\frac{d\sqrt{3}}{2} - y\right)^{2},$$

$$z^{2} = (R_{2} - R_{0})^{2} - \left(\frac{d}{2} - x\right)^{2} - \left(\frac{d\sqrt{3}}{2} - y\right)^{2}.$$
(1)

Исключая z^2 из последних двух уравнений с помощью первого уравнения системы (1), получаем систему из двухлинейных уравнений:

$$R_1^2 - 2R_1R_0 - dx + \sqrt{3}dy - d^2 = 0,$$

$$R_2^2 - 2R_2R_0 + dx + \sqrt{3}dy - d^2 = 0.$$
(2)

Решая систему (2), находим горизонтальные координаты воздушного объекта:

$$x = \frac{R_1^2 - R_2^2 - 2R_0(R_1 - R_2)}{2d}; \quad y = \frac{2R_0(R_1 + R_2) - R_1^2 - R_2^2 + 2d^2}{2\sqrt{3}d}.$$
 (3)

Вертикальную координату получаем из первого уравнения системы (2):

$$z = \sqrt{R_0^2 - x^2 - y^2} \,. \tag{4}$$

В нашем случае зависимых ошибок точность измерения трехмерных координат воздушного объекта характеризуют эллипсоидом ошибок. Среднеквадратические значения ошибок по главным осям эллипсоида определяются собственными числами матрицы дисперсий ошибок

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{pmatrix},$$
 (5)

где

$$a_{11} = \left(\frac{\partial x}{\partial R_0}\right)^2 \sigma_{R_0}^2 + \left(\frac{\partial x}{\partial R_1}\right)^2 \sigma_{R_1}^2 + \left(\frac{\partial x}{\partial R_2}\right)^2 \sigma_{R_2}^2;$$

$$a_{12} = a_{21} = \frac{\partial x}{\partial R_0} \frac{\partial y}{\partial R_0} \sigma_{R_0}^2 + \frac{\partial x}{\partial R_1} \frac{\partial y}{\partial R_1} \sigma_{R_1}^2 + \frac{\partial x}{\partial R_2} \frac{\partial y}{\partial R_2} \sigma_{R_2}^2;$$

$$a_{22} = \left(\frac{\partial y}{\partial R_0}\right)^2 \sigma_{R_0}^2 + \left(\frac{\partial y}{\partial R_1}\right)^2 \sigma_{R_1}^2 + \left(\frac{\partial y}{\partial R_2}\right)^2 \sigma_{R_2}^2;$$

$$a_{13} = a_{31} = \frac{\partial x}{\partial R_0} \frac{\partial z}{\partial R_0} \sigma_{R_0}^2 + \frac{\partial x}{\partial R_1} \frac{\partial z}{\partial R_1} \sigma_{R_1}^2 + \frac{\partial x}{\partial R_2} \frac{\partial z}{\partial R_2} \sigma_{R_2}^2;$$

$$a_{33} = \left(\frac{\partial z}{\partial R_0}\right)^2 \sigma_{R_0}^2 + \left(\frac{\partial z}{\partial R_1}\right)^2 \sigma_{R_1}^2 + \left(\frac{\partial z}{\partial R_2}\right)^2 \sigma_{R_2}^2;$$

$$a_{23} = a_{32} = \frac{\partial y}{\partial R_0} \frac{\partial z}{\partial R_0} \sigma_{R_0}^2 + \frac{\partial y}{\partial R_1} \frac{\partial z}{\partial R_1} \sigma_{R_1}^2 + \frac{\partial y}{\partial R_2} \frac{\partial z}{\partial R_2} \sigma_{R_2}^2.$$

Входящие в матрицу ошибок (5) частные производные вычисляются с помощью дифференцирования выражений (3) и (4):

$$\begin{split} \frac{\partial x}{\partial R_0} &= \frac{R_2 - R_1}{d}; & \frac{\partial x}{\partial R_1} = -\frac{R_0 - R_1}{d}; & \frac{\partial x}{\partial R_2} = \frac{R_0 - R_2}{d}; \\ \frac{\partial y}{\partial R_0} &= \frac{R_1 + R_2}{d\sqrt{3}}; & \frac{\partial y}{\partial R_1} = \frac{R_0 - R_1}{d\sqrt{3}}; & \frac{\partial y}{\partial R_2} = \frac{R_0 - R_2}{d\sqrt{3}}; \\ \frac{\partial z}{\partial R_0} &= \frac{1}{z} \bigg(R_0 - x \frac{\partial x}{\partial R_0} - y \frac{\partial y}{\partial R_0} \bigg); & \frac{\partial z}{\partial R_1} = -\frac{1}{z} \bigg(x \frac{\partial x}{\partial R_1} + y \frac{\partial y}{\partial R_1} \bigg); & \frac{\partial z}{\partial R_2} = -\frac{1}{z} \bigg(x \frac{\partial x}{\partial R_2} + y \frac{\partial y}{\partial R_2} \bigg). \end{split}$$

Заметим, что при той же полосе сигнала размер элемента разрешения и, следовательно, среднеквадратическая ошибка суммарно-дальномерной двухпозиционной системы разнесенного приема будет в 2 раза больше, чем у однопозиционной дальномерной, так как отраженный от воздушного объекта сигнал здесь не возвращается на передающую позицию. Отсюда дисперсия ошибки измерения расстояния R_0 будет в 4 раза меньше дисперсий ошибок измерения R_1 и R_2 .

Полагая d = 60 км, x = 15 км, y = 52 км и z = 1 км, при размере элемента разрешения дальномерной системы, равном 10 м, согласно (5), получаем следующие значения среднеквадратических ошибок измерения декартовых координат: $\sigma_x = 2,3$ м; $\sigma_y = 4,3$ м; $\sigma_z = 112,9$ м. Увеличение размера элемента разрешения в 10 раз приводит к десятикратному увеличению среднеквадратических ошибок координат. Увеличение высоты z в 10 раз примерно во столько же раз уменьшает ошибку ее измерения, практически не изменяя ошибки остальных координат.

В.В. Костров В.В. Терсин Муромский институт Владимирского государственного университета 602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, д. 23 e-mail: radio@mivlgu.ru

Влияние размера элемента разрешения по дальности на точность измерения высоты дальномерной радиолокационной системой в геоцентрической системе координат

Дальномерная радиолокационная система определяет трехмерные координаты воздушного судна по дальностям до трех позиций с ненаправленными приемо-передающими антеннами. Ошибка в измерении дальности приводит к ошибке в измерении координат, в том числе высоты полета воздушного судна. Минимальная высота полета воздушного судна определяется условиями прямой видимости и дальностью до него от приемо-передающей позиции.



Рис. 1. Геометрические построения для определения зависимости точности измерения высоты от размера элемента разрешения по дальности

На рис. 1 приведена схема зависимости интервала ошибочных измерений высоты (отрезок \overline{CD}) дальномерным методом от размера элемента разрешения (ошибки) по дальности (отрезок \overline{CE}). Здесь \overline{AK} – высота подъема антенны РЛС;

СМ – высота полета воздушного судна;

 $\overline{\mathrm{KP}} = \overline{\mathrm{BP}} = \overline{\mathrm{MP}} -$ радиус Земли,

 $\overline{AD} = \overline{AE}.$

По теореме косинусов для треугольника АСД имеем

$$\overline{AD}^{2} = \overline{AC}^{2} + \overline{CD}^{2} - 2 \cdot \overline{AC} \cdot \overline{CD} \cdot \cos(\angle BCD).$$
(1)

Здесь $\overline{AC} = \overline{AB} + \overline{BC}$, $\overline{AB} = \sqrt{\overline{AP}^2} - \overline{BP}^2$, $\overline{BC} = \sqrt{\overline{CP}^2} - \overline{BP}^2$, $\cos(\angle BCD) = -\overline{BC}/\overline{CP}$. Обозначим $\overline{AK} = h_A$, $\overline{CM} = h_C$, $\overline{BP} = R_T$, $\overline{CE} = \Delta_D$, $\overline{CD} = \Delta_H$. Тогда вместо (1) получим

$$\left(\frac{\Delta_{\rm H}}{R_{\rm T}}\right)^2 + 2\left(\frac{\Delta_{\rm H}}{R_{\rm T}}\right)\left(\sqrt{\left(1 + \frac{h_{\rm A}}{R_{\rm T}}\right)^2 - 1} + \sqrt{\left(1 + \frac{h_{\rm C}}{R_{\rm T}}\right)^2 - 1}\right)\sqrt{1 - \frac{1}{\left(1 + \frac{h_{\rm C}}{R_{\rm T}}\right)^2}} + \left(\sqrt{\left(1 + \frac{h_{\rm A}}{R_{\rm T}}\right)^2 - 1} + \sqrt{\left(1 + \frac{h_{\rm C}}{R_{\rm T}}\right)^2 - 1}\right)^2 = \left(\frac{\Delta_{\rm D}}{R_{\rm T}} + \sqrt{\left(1 + \frac{h_{\rm A}}{R_{\rm T}}\right)^2 - 1} + \sqrt{\left(1 + \frac{h_{\rm C}}{R_{\rm T}}\right)^2 - 1}\right)^2.$$

Дополняя левую часть полученного выражения до полного квадрата, находим следующее неотрицательное решение квадратного уравнения (1):

$$\frac{\Delta_{\rm H}}{R_{\rm T}} = -\left(\sqrt{\left(1 + \frac{h_{\rm A}}{R_{\rm T}}\right)^2 - 1} + \sqrt{\left(1 + \frac{h_{\rm C}}{R_{\rm T}}\right)^2 - 1}\right)\sqrt{1 - \frac{1}{\left(1 + \frac{h_{\rm C}}{R_{\rm T}}\right)^2}} + \sqrt{\frac{\Delta_{\rm D}}{R_{\rm T}} + \frac{h_{\rm C}}{1 + \frac{h_{\rm C}}{R_{\rm T}}}}\left(\sqrt{\left(1 + \frac{h_{\rm A}}{R_{\rm T}}\right)^2 - 1} + \sqrt{\left(1 + \frac{h_{\rm C}}{R_{\rm T}}\right)^2 - 1}\right)} \times \sqrt{\frac{\Delta_{\rm D}}{R_{\rm T}} + \frac{2 + \frac{h_{\rm C}}{R_{\rm T}}}{1 + \frac{h_{\rm C}}{R_{\rm T}}}\left(\sqrt{\left(1 + \frac{h_{\rm A}}{R_{\rm T}}\right)^2 - 1} + \sqrt{\left(1 + \frac{h_{\rm C}}{R_{\rm T}}\right)^2 - 1}\right)} \times \sqrt{\frac{\Delta_{\rm D}}{R_{\rm T}} + \frac{2 + \frac{h_{\rm C}}{R_{\rm T}}}{\left(1 + \frac{h_{\rm C}}{R_{\rm T}}\right)^2 - 1} + \sqrt{\left(1 + \frac{h_{\rm C}}{R_{\rm T}}\right)^2 - 1}}} .$$
(2)

Полученное выражение позволяет определить зависимость размера элемента разрешения по высоте от размера элемента разрешения по дальности в том случае, когда дальность до воздушного судна максимальна и определяется условиями прямой видимости, а вся ошибка по дальности преобразуется в ошибку по высоте. Эти зависимости приведены на рис. 2 для различных высот полета цели $h_{\rm C}$. Высота $h_{\rm A}$ подъема антенны РЛС полагалась равной 50 м.



Рис. 2. Зависимость размера элемента разрешения по высоте от размера элемента разрешения по дальности для различных высот полета воздушного судна

Размер элемента разрешения дальномерной системы, равный 100 м соответствует полосе сигнала, равной 1,5 мГц. Оценка высоты с помощью дальномерной системы может быть улучшена при уменьшении размера элемента разрешения по дальности. Так, при расширении полосы в 10 раз с 1,5 до 15 мГц, в том случае, когда $h_C = h_A = 50$ м, получаем уменьшение размера элемента разрешения по высоте с 2976 до 822 м, то есть в 3,6 раза. Расширение полосы приводит к пропорциональному увеличению числа элементов разрешения по дальности и размеру базы ФКМ сигнала при прежней скважности импульсов передатчика. Теперь необходимо сжать сигнал с базой, большей в 10 раз, уже не за 670, а за 67 нсек. Знаковый коррелятор, реализованный аппаратно на ПЛИС, вполне может это сделать в скользящем окне, если в дереве сумматоров результатов умножения будет использован конвейер.

Т.Г. Кострова Муромский техникум радиоэлектронного приборостроения 602267 г. Муром, Владимирской обл., ул. Комсомольская, д. 55. e-mail: vvk@mit.ru

Расширение диапазона измерения дальности в импульсной радиолокационной системе квазинепрерывным сигналом

Одной из задач радиолокационной системы (РЛС) обзора воздушного пространства является задача определения координат объектов наблюдения, в частности – дальности. В наиболее распространенных РЛС с импульсным сигналом максимальная дальность определяется периодом следования импульсов, поскольку за счет естественной дискретизации дальности возникает неоднозначность отсчета. При традиционном использовании поступающей информации сигналы с неоднозначным отсчетом дальности подавляются [1]. За счет специальной обработки эту информацию можно использовать для расширения зоны обзора РЛС.

Для отображения отметок от целей, находящихся за пределами однозначного измерения дальности, предлагается использовать режим «окно в окне» или специальные условные знаки [2].

В данной работе в качестве зондирующего сигнала предлагается использовать неэквидистантную радиоимпульсную последовательность. Период следования имеет специальный закон вобуляции, что позволяет надежно определять принадлежность сигналов к тому или иному интервалу неоднозначности. Каждый излучаемый импульс представляет собой фазокодомодулированный сигнал с модуляцией М-последовательностью с переменным порождающим полиномом. Это дает возможность разделить сигналы по кодовому признаку и снизить уровень боковых лепестков.

Для решения задачи измерения дальности производится многоканальная по кодовым признакам когерентная обработка. Сигналы всех обнаруженных объектов объединяются на соответствующих сдвинутых по времени шкалах дальности. Обобщенная структурная схема устройства обработки сигналов и измерения дальности представлена на рис. 1. Классификация целей производится в схеме, состоящей из основного канала обнаружения (ОКО), канала дополнительной обработки (КДО), схемы совпадения «И» [1]. В памяти хранятся данные нескольких зондирований. Затем полученная от всех каналов информация "сшивается" в устройстве объединения данных.



Рис.1. Устройство обработки радиолокационных сигналов

Одной из функций ОКО является когерентное суммирование сигналов. При накоплении сигналов следует учитывать, что увеличение времени наблюдения приводит к росту потерь на сканирование. Кроме того для снижения потерь необходимо минимизировать служебное время между зондирующими сигналами.

Литература

1. Кострова, Т.Г. Методы снижения вероятности обнаружения помех «N-го хода развертки» в радиодальномерах с вобуляцией межимпульсного интервала / Т.Г. Кострова // Радиотехника.– 2006.– № 11.– С. 90 – 93.

2. Пат. 2386978 Российская Федерация. Устройство отображения информации о целях в импульсной обзорной РЛС с вобуляцией периода следования зондирующих сигналов // Беляков Е.С., Кострова Т.Г., Антуфьев Р.В., Костров В.В.; опубл. 20. 04. 2010, Бюл. № 11. С.Н. Миронов Муромский институт Владимирского государственного университета 602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, д. 23

Исследование влияния количества компонент в алгоритме суммирования независимых псевдослучайных чисел на плотность распределения вероятности суммарного псевдослучайного процесса

Базовые псевдослучайные процессы могут использоваться для формирования псевдослучайных процессов с заданными статистическими характеристиками или в качестве широкополосной аддитивной помехи [1]. Алгоритмы формирования входных воздействий реализуются в имитаторах сигналов, применяемых для сокращения временных и материальных затрат. Актуальной является задача определения алгоритма, обеспечивающего заранее известные характеристики базовых псевдослучайных процессов.

Программный вариант реализации датчика псевдослучайных чисел (ДПСЧ) является более предпочтительным [1]. В работе «Вероятностное моделирование на электронных вычислительных машинах» [1] приведен один из алгоритмов формирования псевдослучайных чисел с нормальным законом плотности распределения вероятности (ПРВ) – алгоритм суммирования независимых псевдослучайных чисел. Однако в литературе мало уделено внимания характеристикам этого алгоритма при цифровом моделировании.

Целью нашей работы является определение динамического диапазона и количества компонент алгоритма суммирования независимых псевдослучайных чисел для формирования последовательностей шума с нормальным распределением.

Преобразования ПРВ, удовлетворяющие условию нормировки, в зависимости от количества компонент *V*, в суммарном ряде получено в среде Mathcad 11 и показано на рис. 1.



Рис. 1. Преобразование ПРВ

Границы диапазона изменения псевдослучайных процессов $o_{st}(n) \in (\xi_{\min}, \xi_{\max})$ с ПРВ, удовлетворяющих условию нормировки, в зависимости от количества компонент *V* в суммарном ряде вычисляются по формуле

$$\begin{cases} \xi_{\min} = 2\sqrt{3V}\rho_{\min} - \sqrt{3V}, \\ \xi_{\max} = 2\sqrt{3V}\rho_{\max} - \sqrt{3V}, \end{cases}$$
(1)

где ρ_{\min} , ρ_{\max} – нижняя и верхняя границы диапазона изменения независимых псевдослучайных чисел с равномерным распределением из суммарного ряда.

Диапазон (1) для суммируемых псевдослучайных чисел $\rho_0(n) \in (0,1)$ с равномерным распределением в зависимости от количества компонент $V = \overline{1,12}$ сведен в табл. 1.

Таблица 1

V	1	2	3	4
(ξ_{\min},ξ_{\max})	$\left(-\sqrt{3},\sqrt{3}\right)$	$\left(-\sqrt{6},\sqrt{6}\right)$	(-3,3)	$\left(-2\sqrt{3},2\sqrt{3}\right)$
V	5	6	7	8
(ξ_{\min},ξ_{\max})	$\left(-\sqrt{15},\sqrt{15}\right)$	$\left(-3\sqrt{2},3\sqrt{2}\right)$	$\left(-\sqrt{21},\sqrt{21}\right)$	$\left(-2\sqrt{6},2\sqrt{6}\right)$
V	9	10	11	12
(ξ_{\min},ξ_{\max})	$\left(-2\sqrt{3},2\sqrt{3}\right)$	$\left(-\sqrt{30},\sqrt{30}\right)$	$\left(-\sqrt{3}3,\sqrt{33}\right)$	(-6, 6)

В среде Borland C++Builder 5 разработана программа статистического анализа псевдослучайных процессов. На цифровой вычислительной машине (ЦВМ) в разработанной программе проведено моделирование ДПСЧ на основе алгоритма суммирования для объема выборки шума N = 2000 и числа реализаций $N_E = 100$, что соответствует 3 % точности измерений. При проверке гипотезы о соответствии экспериментальных распределений шума гауссовской ПРВ использовался критерий согласия χ^2 . Проверка гипотезы о некоррелируемости отсчетов шума проводилась на основе критерия о корреляционных связях [1] для доверительной вероятности p = 0,99 и объема выборки шума N = 2000. Получено пороговое значение уровня боковых лепестков (УБЛ) автокорреляционной функции (АКФ) шума, равное -23,2 дБ, или $4,8 \cdot 10^{-3}$ раз, меньше которого принимается гипотеза о белом шуме. Результаты исследования алгоритма формирования последовательностей шума на основе алгоритма суммирования приведены в табл. 2.

Таблица 2

V	χ ²¹⁾	m€ _č	D€ ≠	max(УБ	$(\Pi r_{\xi})^{2}$
		7	ſ	разы	дБ
2	4538,09	0,0013	1,0013	0,00308	-25,11
3	748,89	0,0005	0,9996	0,00319	-24,97
4	396,21	-0,0006	1,0011	0,00374	-24,27
5	268,35	0,0003	1,0009	0,00328	-24,85
6	201,53	-0,0001	1,0015	0,00305	-25,16
7	152,66	-0,0001	0,9991	0,00288	-25,42
8	124,12	0,0014	0,9979	0,00369	-24,33
9	117,82	-0,0007	1,0000	0,00329	-24,83
10	105,57	-0,0003	0,9997	0,00375	-24,26
11	100,9	-0,0005	0,9999	0,00330	-24,82
12	86,42	-0,0008	0,9995	0,00354	-24,55

1) $\chi^2_{k,\alpha} = 571,12 \ (k = 515; \alpha = 0,01);$

2) значения коэффициентов соответствуют нормированным АКФ ($t_r = -23,2 \, \text{дБ}$).

Из табл. 2 видно, что гипотеза о нормальном распределении псевдослучайных процессов на основе алгоритма суммирования принимается при количестве компонент в суммарном ряде $V \ge 4$. Для количества компонент, равном 4 оценки выборочных среднего и дисперсии последовательности шума, равны -0,0006 и 1,0011 соответственно, что хорошо согласуется с теоретическими характеристиками стандартного распределения. Максимальный УБЛ нормированной АКФ шума составляет -24,27 дБ, что меньше порога критерия, поэтому принимается гипотеза о белом шуме. С увеличением количества компонент в суммарном ряде (табл. 2) оценки выборочных среднего и дисперсии шума согласуются с теоретическими характеристиками стандартного распределения в суммарном ряде (табл. 2) оценки выборочных среднего и дисперсии шума согласуются с теоретическими характеристиками стандартного распределения, в диапазоне от -24,26 до 25,42 дБ, что соответствует принятиям гипотез о белом шуме.

Таким образом, при формировании псевдослучайных чисел с нормальным стандартным распределением можно использовать алгоритм суммирования независимых псевдослучайных чисел с количеством компонент в суммарном ряде $V \ge 4$.

Литература

1. Полляк, Ю.Г. Вероятностное моделирование на электронных вычислительных машинах / Ю.Г. Поляк. – М.: Сов. радио, 1971. – 400 с.

О.Р. Никитин П.А. Полушин А.В. Попенков Владимирский государственный университет 600000 г. Владимир, ул. Горького, д. 87 e-mail: Olnikitin@mail.ru, rts-106@rambler.ru.

Пример реализации скрытного постановщика помех РСА

В современном мире проблема помехоустойчивости играет ведущую роль. В одном диапазоне работает множество радиоприборов. Кроме того не нужно забывать про естественные источники помех. Рассмотрим один из примеров – влияние гражданских, а частности телевизионных, сигналов на работу радио следящей аппаратуры. Проанализировав реализацию такой помехи, можно найти средства для успешной борьбы с ней.

Для пояснения примера реализации постановщика помех (ПП) РСА рассмотрим кратко основные принципы работы РСА. Наземная цель (Ц) облучается сигналом радиолокатора и после отражения сигнала от нее она является источником сигнала $S_{\rm H}(t)$, на основе анализа которого РСА формирует отметку о цели. Считаем, что носитель РСА перемещается по линейной траектории вдоль направления *x*. Исходя из технических особенностей аппаратуры, он может воспринимать сигнал $S_{\rm H}(t)$ на протяжении участка *L*. Можно рассматривать интервал *L* как апертуру, с которой приемник собирает энергию сигнала (первоначально будем рассматривать непрерывную апертуру).

Принятый сигнал в каждой точке х отрезка L может быть описан как

$$S_{\Pi}(t,x) = S_{\Pi}[t+\tau(x)],$$

где $\tau(x)$ – временной сдвиг, зависящий от расстояния l(x) до точки Ц, определяемого положением точки *x*. Для сигналов, у которых ширина спектра много меньше несущей частоты, временной сдвиг преобразуется в фазовый.

Для того чтобы весь интервал L был апертурой некоторой антенны, необходимо, чтобы сигналы со всех точек этого интервала складывались с определенными фазовыми соотношениями. Эти соотношения, определяемые функцией $\Delta t(x)$, должны компенсировать разные фазы в разных точках интервала, возникающие из-за разных расстояний до цели значений l(x). Тогда сигнал, собираемый с апертуры L, будет равен

$$S_C(t) = \int_L S_{II}[t + \tau(x) - \Delta t(x)]dx.$$
⁽¹⁾

В импульсных РСА сигнал может быть снят не со всех точек интервала L, а только с ограниченного числа N точек, определяемых параметрами аппаратуры и сигналов. В этом случае интеграл в формуле (1) превращается в сумму.

Если носитель PCA летит вдоль направления x с постоянной скоростью, то закон изменения l(x) и закон изменения фазового набега по времени близок к квадратичному. Будем считать, что антенная система носителя PCA направлена вертикально вниз. В этом случае экстремум этой квадратичной функции будет иметь место, когда носитель пролетает над травесом точки Ц.

Следовательно, для формирования принятого сигнала значительного уровня, который и отметит положение цели, закон изменения функции $\Delta t(x)$ компенсирующей разность фаз из разных точек интервала *L*, также должен быть квадратичным. Совокупность любых других сигналов, у которых фазовые соотношения другие, не будет складываться когерентно, и отклик $S_C(t)$ от них невелик и не отмечен как цель.

Чтобы эффективно ставить помеховые сигналы, маскируемые под другие радиосредства, необходимо знать длительность импульсных сигналов T_2 PCA и их период повторения T_3 .

Рассмотрим работу постановщика помех, имитирующего одну ложную цель. Он должен излучать непрерывный или импульсный сигнал, параметры определенных фрагментов которого, следующих с периодом повторения T_3 должны иметь определенные взаимосвязанные у разных фрагментов дополнительные соотношения. Остальная часть сигнала ПП может быть произвольной, имитируя работу какого-либо гражданского радиосредства. Кроме того фрагмент должен восприниматься РСА как похожий на отклик от цели на излученный сигнал, но не быть абсолютно чуждым сигналам гражданского радиосредства, под которое "подделывается" ПП.

В качестве примера рассмотрим следующую ситуацию. РСА излучает импульсные сигналы в диапазоне, в котором могут работать телевизионные станции.

Как известно, телевизионный сигнал состоит из повторяющихся отрезков длительностью T_1 , соответствующих пробеганию электронного луча вдоль строки, разделенных синхросигналами. Яркость конкретных точек экрана зависит от мгновенного уровня сигнала A(t). Информация о цвете передается с помощью фазовой модуляции.

Когда постановщик помех "подделывает" работу телевизионного передатчика, то излучает настоящий телевизионный сигнал произвольного информационного содержания. При этом сигнал яркости, переносимый с помощью амплитудной модуляции A(t) остается прежним.

Фаза же сигнала несущей $\varphi(t)$ регулируется следующим образом. Через интервалы T_3 повторяются отрезки длительностью T_2 . Между этими отрезками времени фаза телевизионных сигналов значения не имеет (может соответствовать некоторому передаваемому цветному изображению). Однако относительный фазовый сдвиг $\varphi_{\rm H}(t)$ несущей сигнала на этих отрезках взаимосвязан таким образом, чтобы на всей совокупности N отрезков повторять общий квадратичный закон изменения по времени.

Когда такой телевизионный сигнал попадет в приемник PCA, то значения сигнала в промежутках между отрезками, складываясь с хаотичным фазовым сдвигом, не создадут большого значения отклика $S_C(t)$.

При этом напряжения сигнала на интервалах отрезков имеют необходимые взаимные фазовые соотношения, близкие к фазовым соотношениям, используемым в РСА для сложения сигналов от истинных отражений при формировании апертуры, поэтому они станут складываться синфазно, отклик $S_C(t)$ от их совместного сложения будет иметь значительную величину и воспримется как отметка от цели.

Рассмотрим пример реализации постановщика помех PCA, замаскированного под телевизионный сигнал. В данном случае было принято решение использовать два генератора: непосредственно генератор телевизионного сигнала и генератор помехи. С обоих генераторов сигнал поступает на ключевой элемент, который в зависимости от T_2 и T_3 выбирает нужный. Далее в канал связи поступает непрерывный поток информации, не сильно отличающийся от телесигнала, однако на PCA аппаратуре создается отметка от ложной цели.

Другим вариантом имитирующего сигнала могут выступать цифровые сигналы с фазовыми видами модуляции. В качестве примера рассматривались системы с блоковым кодированием. Их особенность заключается в том, что в проверочной части блока несколько помеховых символов используются для создания ложной цели, остальные символы формируются обычным образом для целей кодирования. Изменения фазовых соотношений помеховых символов, также определяются квадратичным законом с учетом временных параметров используемого кода.

Выводы

1. С помощью сигнала, расположенного на сканирующей поверхности, можно имитировать сигналы, отраженные от реальных целей, в случае соблюдения необходимых фазовых соотношений.

2. Эффективность метода скрытной постановки помех радиолокаторам с синтезированной апертурой подтверждается результатами моделирования.

Литература

1. Перунов, Ю.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Ю.М. Перунов, К.И. Фомичёв, Л.М. Юдин; под ред. Ю.М. Перунова.– М.: Радиотехника, 2003.– 416 с.: ил.

2. Сухман, С.М. Синхронизация в телекоммуникационных системах: анализ инженерных решений / С.М. Сухман [и др.].– М.: Эко-Трендз, 2002.– 272 с.: ил.

Р.В. Первушин Муромский институт Владимирского государственного университета 602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, д. 23 e-mail: prv@pochta.ru

Обработка сигналов в модуляционных поляриметрах

Введение полного поляризационного анализа электромагнитных волн (ЭМВ) позволяет значительно увеличить объем переносимой ими информации, получать новую информацию об окружающей нас био- и техносфере и их элементах [1]. Обработка поляризационной информации во многом определяется типом аппаратуры, использующей ЭМВ, ее функциональным и прикладным назначением, частотным диапазоном и др.

Так, при использовании методов активной радиолокации целесообразно применение в качестве излучаемых ЭМВ волн с управляемой поляризацией или поляризационной модуляцией, что позволяет улучшать соотношение сигнал / шум принимаемого сигнала методами поляризационной селекции и адаптации.

В пассивной радиолокации отсутствует излучение ЭМВ и осуществляется только прием радиоволн собственного и рассеянного СВЧ-излучения, поляризационные параметры которого в значительной степени определяются средой распространения или объектом излучения или рассеяния, то есть их физическими характеристиками. Это позволяет изучать такие элементы биосферы как атмосфера и поверхностные слои гидросферы и геосферы.

Технические средства для поляризационных измерений ЭМВ пассивными методами получили название *поляризационных радиометров*, или *радиополяриметров*. Одной из разновидностью этих приемников являются модуляционные радиополяриметры, отличительной особенностью которых является наличие во входных цепях (антенно-волноводный тракт) поляризационных модуляторов.

В качестве параметров, описывающих поляризационное состояние ЭМВ, распространяющейся в окружающей среде и элементах СВЧ-тракта радиополяриметров, используют энергетические параметры Стокса *I*, *Q*, *U*, *V*. Связь между параметрами Стокса на выходе и входе поляризационного элемента устанавливается при помощи матрицы Мюллера. Матрица представляет собой квадратную (4×4) матрицу *M* и связывает четырехкомпонентный вектор Стокса *S'* ЭМВ, прошедшей через поляризационный преобразователь, с вектором Стокса *S'* исходной волны $S' = M \times S$. Действие последовательной цепочки *n* поляризационных элементов на (ЭМВ) описывается произведением соответствующих матриц Мюллера

$$S' = M_n \times M_{n-1} \times \dots \times M_2 \times M_1 \times S,$$

причем матрицы элементов, последовательно проходимых ЭМВ, располагаются в соответствующей последовательности справа налево. Знание матриц Мюллера отдельных элементов, расположенных на пути ЭМВ, позволяет путем простых преобразований определить поляризационное состояние (вектор Стокса) ЭМВ, принимаемой модуляционным радиополяриметром.

На выходе СВЧ-тракта присутствует сигнал, имеющий сложный закон модуляции и позволяющий с помощью анализатора спектра выделить сигналы, пропорциональные соответствующим элементам вектора Стокса принимаемой (исследуемой) ЭМВ.

В докладе приводятся структурная схема модуляционного радиополяриметра [2] с двухуровневой поляризационной модуляцией и соответствующие отдельным элементам и всему устройству матрицы Мюллера. Показана возможность осуществлять полный поляризационный анализ ЭМВ указанным устройством, используя аппарат матрицы Мюллера и параметров Стокса. Даны рекомендации по выбору модулирующих функций.

Литература

1. Козлов, Н.И. Поляризация радиоволн. Поляризационная структура радиолокационных сигналов / Н.И. Козлов, А.И. Логвин, В.А. Сарычев. – М.: Радиотехника. – 2005. – 704 с.: ил. (Поляризация радиоволн).

2. Первушин, Р.В. Модернизированный поляризационный измеритель / Р.В. Первушин // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2011. – № 1. – С. 77 – 80.

П.А. Полушин Е.В. Ульянова Д.В. Синицын Владимирский государственный университет 600000 г. Владимир, ул. Горького, д. 87 e-mail: pap@vlsu.ru

Повышение эффективности "мягкого" декодирования сверточных кодов

Известно, что декодирование сверточных кодов при использовании "мягкого" варианта декодирования может дать выигрыш до 2 дБ [1]. Однако использование дополнительной информации аналогового свойства в подобном виде не позволяет увеличить отношение «сигнал / шум» в полной мере. Возможны некоторые дополнительные операции, в результате которых известный алгоритм Витерби "мягкого" декодирования сверточных кодов может быть улучшен [2]; [3].

Ситуация относится к декодированию после перемежения, которое часто используется в разных вариантах передачи цифровой информации. В этом случае цифровые символы, составляющие декодируемую последовательность, были извлечены из исходной принятой последовательности значительными взаимными временными смещениями, и их свойства от символа к символу значительно меняются, в особенности при воздействии быстрых замираний. В частности помехоустойчивость даже соседних символов может значительно различаться.

В то же время классический алгоритм Витерби формирует текущие метрики путей "равноправной" суммой соответствующих расстояний (или в метрике Хемминга, или в другой), как равноправных слагаемых. Если учесть факт, что они неравноправные в суммарной оценке общей метрики путей и выбор наилучшего пути осуществлять с учетом модифицированных метрик, то эффективность сверточного декодирования после операции деперемежения можно существенно улучшить.

Литература

1. Скляр, Б. Цифровая связь: теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – М:. Изд. дом «Вильямс», 2003. – 1098 с.

2. Полушин, П.А. Методы борьбы с помехами и искажениями / П.А. Полушин.– LAMBERT Academic Publishing, Saarbrucken, Germany, 2011.– 341 с.

3. Полушин, П.А. Сравнительные характеристики оптимального и квазиоптимального управления передачей разнесенных сигналов / П.А. Полушин, Д.В. Синицын, В.А. Пятов // Перспективные технологии в средствах передачи информации: материалы междунар. науч.практ. конф. Т.1. Владимир – Суздаль, 29 июня – 1 июля 2011 г.– С. 199 – 202.

А.В. Ракитин А.А. Сидоров В.В. Костров Муромский институт Владимирского государственного университета 602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, д. 23 e-mail: vvk@mit.ru

Формирование радиофизических изображений на борту космического аппарата в режиме съемки ScanSAR

В радиолокационных системах с синтезированием апертуры антенны (PCA) космического базирования для формирования радиофизических изображений часто используются широкополосные режимы съемки, основанные на технологии ScanSAR [1]. Для обеспечения режима реального времени получения информации в состав бортовой аппаратуры космического аппарата (KA) включается радиационностойкий вычислительный кластер, осуществляющий цифровую обработку сигналов и формирование изображения. Широкополосный режим съемки должен обеспечивать полосу съемки 350 ... 500 км и относится к режимам со средней разрешающей способностью 60 ... 150 м [2]. Полоса захвата при этом может составлять 100 ... 500 км.

В докладе рассматривается возможность формирования радиофизических изображений в режиме съемки ScanSAR на процессорах платформы «Мультикор». С целью снижения времени вычислений для обработки сигналов применен алгоритм быстрой свертки по дальности и метод гармонического анализа по азимуту, для которых приведены оценки времени вычислений [3].

Основное внимание уделяется исследованию вопроса получения предельной разрешающей способности и организации вычислительных процессов при обработке сигналов на одном процессоре. Одним из ограничительных факторов, препятствующих получению высокой разрешающей способности по дальности, является сравнительно невысокая тактовая частота процессора. Это ограничение приводит к тому, что в режиме съемки ScanSAR используются узкополосные сигналы с полосой 20 ... 40 МГц. В этом случае первичная разрешающая способность по дальности составляет 3,2 ... 6,3 м в зависимости от угла визирования.

Разрешающая способность по азимутальной координате зависит от параметров РСА, скорости КА и параметров сканирования. Для типичного низкоорбитального спутника приводятся расчетные характеристики пространственного разрешения и обеспечивающие их параметры цифровой обработки. В зависимости от полосы захвата получены значения пространственной разрешающей способности 50 ... 200 м. Такое пространственное разрешение обеспечено радиометрическим разрешением порядка 1 ... 1,5 дБ, что для широкополосного режима является приемлемым.

Литература

1. Верба, В.С. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / В.С. Верба [и др.]; под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.

2. Полетаев, А.М. Особенности сбора, формирования и описания радиолокационных данных и направления их стандартизации / А.М. Полетаев [и др.] // Информация и космос. – 2006. – № 3. – С. 37 – 46.

3. Ракитин, А.В. Особенности реализации и временная оценка выполнения алгоритмов БПФ для процессоров семейства «Мультикор» / А.В. Ракитин, А.А. Сидоров, В.В. Костров // Цифровая обработка сигналов и ее применение / Тр. XVIII междунар. конф. «DSPA-2011», Вып. XIII-2 (Москва).– М.: ВНТО РЭС им. А.С.Попова, 2011.– С. 279–282.

А.А. Сидоров А.В. Ракитин В.В. Костров Муромский институт Владимирского государственного университета 602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, д. 23 e-mail: vvk@mit.ru

Особенности формирования радиофизического изображения на борту космического аппарата в маршрутном режиме съемки

Наиболее распространенным при дистанционном зондировании Земли с помощью радиолокационных систем с синтезированием апертуры антенны (PCA) космического базирования является классический боковой (маршрутный) обзор [1]. Вместе с этим маршрутный режим съемки требует большой вычислительной мощности от процессоров обработки сигналов. В случае формирования радиофизического изображения на борту космического аппарата на качество изображений начинают существенно влиять ограничения, определяемые бортовой аппаратуры обработки данных. В докладе рассматриваются предельные возможности реализации маршрутного режима при использовании процессоров платформы «Мультикор».

Предельная разрешающая способность существенно зависит от вида обзора, параметров антенной системы РСА, ширины спектра зондирующего сигнала. Далее предполагается, что вся обработка радиоголограммы осуществляется на одном процессоре кластера, что позволяет избежать межпроцессорных пересылок данных. В то же время ограниченная скорость ввода данных в память процессора приводит к снижению частоты отсчетов квадратурных составляющих сигнала и как следствие – разрешающей способности. В докладе приводятся результаты исследования предельной разрешающей способности.

С целью снижения времени вычислений для обработки сигналов применен алгоритм быстрой свертки. Как показали исследования, оптимальную по быстродействию реализацию дает алгоритм на основе БПФ с размерностью 8К в целочисленном формате данных (Х16), поскольку дальнейшему эффективному увеличению объема обрабатываемых данных препятствует ограничение памяти регистров. В маршрутном режиме объем данных как по дальности, так и по азимуту существенно превышает 8К, поэтому возникает необходимость применения алгоритма быстрой свертки с перекрытием. При сжатии сигналов по дальности величину перекрытия можно поддерживать постоянной и равной удвоенной базе, при азимутальной обработке величина перекрытия является переменной величиной, принимающей значения 1500 ... 3000 отсчетов в зависимости от угла визирования.

На основании данных [2] рассчитано время вычислений каждого перекрывающегося кадра. Показано, что для обеспечения обработки сигналов в реальном масштабе времени при организации вычислительных процессов по схеме «кадр – процессор» необходимо задействовать кластер из 16-ти процессоров.

Литература

1. Верба, В.С. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / В.С. Верба [и др.]; под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.

2. Ракитин, А.В. Особенности реализации и временная оценка выполнения алгоритмов БПФ для процессоров семейства «Мультикор» / А.В. Ракитин, А.А. Сидоров, В.В. Костров // Цифровая обработка сигналов и ее применение / Тр. XVIII междунар. конф. «DSPA-2011», Вып. XIII-2 (Москва).– М.: ВНТО РЭС им. А.С.Попова, 2011.– С. 279–282.

М.С. Смирнов Муромский институт Владимирского государственного университета 602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, д. 23

Моделирование алгоритмов сигналов РСА с использованием информационных систем

Повышение требований к качеству изображений в традиционных областях применения спутниковой информации радиолокаторов с синтезированной апертурой (PCA) постоянно стимулируют совершенствование применяемой аппаратуры. Разрешающая способность радиолокационных изображений (РЛИ), формируемых современными PCA, составляет значения менее одного метра, что сопоставимо с разрешением снимков, получаемыми при помощи средств дистанционного зондирования (ДЗЗ) оптического и инфракрасного диапазонов [1].

Вместе с тем развитию систем с PCA способствует активное развитие ГИС-технологий, применяемых разнообразными ресурсами Интернета, таких как GoogleEarth /Maps, YahooMaps, MSVirtualEarth, Яндекс Карты, NewKosmosnimki и подобными. Современное состояние ГИС позволяет получить на их основе модели сигналов формируемых PCA.

Базой подобных моделей может служить открытый стандарт векторных карт SXF. Данные о цифровых векторных картах в формате SXF имеют следующую структуру:

 – паспортные данные о листе карты (масштаб, проекция, система координат, прямоугольные и геодезические координаты углов листа и т. д.);

- метрические данные объектов карты (координаты объектов на местности);

- семантические данные объектов карты (различные свойства объектов).

Отдельные объекты векторной карты могут логически объединяться по слоям, характеру локализации и признакам, устанавливаемым пользователями. При этом образуется иерархическая структура представления данных, которая применяется при решении различных прикладных задач. Сведения о расположении объекта в иерархической структуре составляют справочные данные объекта карты.

Структура данных электронных векторных карт дополняет структуру цифровых карт сведениями об условных знаках, применяемых при отображении соответствующих объектов, имеющих определенные семантические характеристики (например, дорога с бетонным покрытием и дорога с асфальтовым покрытием могут изображаться линиями разного цвета).

Описание видов объектов векторных карт, семантических характеристик (свойств, атрибутов) объектов, слоев, в которые объединяются объекты, условных знаков, используемых при формировании электронной карты на графических устройствах, хранится в цифровом классификаторе (файле ресурсов) электронной карты. Описание видов объектов и семантических характеристик содержит сведения о системе кодирования (классификации) объектов, характеристик и их значений.

На электронной векторной карте может быть до 65536 видов объектов, которые могут объединяться в 255 слоев и иметь до 65536 видов характеристик. Для описания картографической информации реально используется до 2000 видов объектов, 20 слоев и 300 видов характеристик.

Листы цифровой карты, помещенные в одну базу данных, образуют район работ. Листы карты одного района работ должны быть одного масштаба, проекции, системы координат.

Данные об отдельном листе хранятся в различных файлах, содержащих метрики (координаты объектов), семантики (характеристики объектов), справочных данных (индексы для быстрого поиска объекта или его описания).

На весь район работ создается один файл-паспорт, на каждый лист в паспорте содержится отдельная запись¹.

Литература

1. Костров, В.В. Облик бортового вычислителя спутниковых РСА в задачах зондирования земной поверхности / В.В. Костров, А.В. Ракитин, С.Н. Жиганов // Всероссийские радиофизические чтения-конференции памяти Н.А. Арманда.– Муром, 2010. С 145-150.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РФФИ №11-07-97503-р_центр_а.

Е.В. Федосеева Муромский институт Владимирского государственного университета 602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, д. 23 e-mail: elenafedoseeva@yandex.ru

Анализ факторов, ограничивающих точность компенсации фонового шума в методе поляризационного разрешения при радиотеплолокационных измерениях

Основной принцип поляризационного разрешения информационного сигнала при радиотеплолокационных измерениях состоит в организации приема радиошумового излучения на двух ортогональных поляризациях, причем на второй поляризации при формировании сигнала компенсации отсутствует прием сигнала из исследуемой области [1].

Для осуществления поляризационного разрешения информационного сигнала применяются монополяризованная антенна и переключатель поляризации на входе радиометра [1]; [2]. Основной измерительный сигнал формируется зеркальной антенной, дополнительный сигнал компенсации при приеме радиошумового излучения непосредственно облучателем зеркальной антенны. Далее в системе находится разность двух входных сигналов – в результате в выходном сигнале радиотельной системы уменьшается помеховая составляющая, обусловленная приемом фонового шума.

Погрешность компенсации помеховой составляющей входного сигнала, обусловленной приемом фонового шума через область рассеяния ДН-антенны радиотеплолокационной системы, методом поляризационного разрешения в первую очередь определяется степенью неадекватности условий приема фонового шума на двух ортогональных поляризациях и может быть оценена по выражению

$$\Delta T = T_{\phi} (\beta_{\text{Bepx. 3A}}^{2} - \beta_{\text{HMW. OE}}^{\theta} \kappa_{S}) = T_{\phi} \Delta \beta, \qquad (1)$$

где

β_{верх.ЗА} – коэффициент рассеяния монополяризованной зеркальной антенны в область рассеяния ДН в верхнем полупространстве;

β_{ниж. ОБ} – коэффициент рассеяния облучателя зеркальной антенны в область рассеяния ДН в нижнем полупространстве;

*к*_{*s*} – коэффициент соотношения эффективных площадей зеркальной антенны и ее облучателя;

Δβ – коэффициент, характеризующий степень отличия ДН-антенны радиотеплолокационной системы с поляризационным разрешением на двух поляризациях.

Проведенный анализ погрешности метода поляризационного разрешения в радиотеплолокационных измерениях при исследовании природных сред позволяют сделать следующие выводы:

 в условиях низкотемпературного фона в верхнем полупространстве (например, при исследовании атмосферы с поверхности Земли) величина погрешности сигнал компенсации не велика и в пределе может достигать значения 2*K*;

– в случае наблюдения объекта или области пространства при высокотемпературном фоновом излучении (например, зондирование поверхности Земли с борта летающего аппарата) погрешность измерения может оказаться достаточно большой порядка 10*К*;

– влияние погрешности ΔT на результаты радиотеплолокационных измерений необходимо оценивать по относительной величине $\Delta T / T_{ист.}$, так как ее уровень может оказаться одинаковым и в случае низкотемпературного фона, и в случае высокотемпературного фона.

Литература

1. Фалин, В.В. Радиометрические системы СВЧ / В.В. Фалин. – М.: Луч, 1997. – 440 с.

2. А. с. 1686388 СССР, МКИ G01R29/08, G01S13/95. Свехвысокочастотный радиометр / Фалин В.В., Булкин В.В., Николаев В.А., Щукин Г.Г.

Е.В. Федосеева Муромский институт Владимирского государственного университета 602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, д. 23 e-mail: elenafedoseeva@yandex.ru

Оценка погрешности компенсации фонового шума в методе диаграммной модуляции при радиотеплолокационных измерениях

Радиотеплолокационные исследования позволяют оценить физические параметры и характеристики окружающей среды по уровню формируемого ей собственного радиошумового излучения, измеряемого СВЧ радиотеплолокационными системами.

При проведении радиотеплолокационных измерений должно быть предусмотрено решение задачи выделения информационного сигнала, принимаемого из исследуемой области, при условии, что входной сигнал системы содержит частотно неразличимую помеховую составляющую, обусловленную приемом фонового шума через область рассеяния ДН-антенны. Возможно решение указанной задачи путем формирования сигнала компенсации адекватного уровню помеховой составляющей входного сигнала.

Один из самых распространенных методов формирования компенсирующего сигнала в процессе радиотеплолокационных измерений – *метод диаграммной модуляции* [1]. При его реализации главный лепесток ДН-антенны периодически наводится на исследуемый объект и область, соседнюю с ним. Далее в системе выполняется процедура нахождения разности двух входных сигналов, в результате при условии абсолютной адекватности приема фонового шума с опорного направления в выходном разностном сигнале отсутствует помеховая составляющая, а его уровень эквивалентен радиояркостному контрасту исследуемого объекта по отношению к окружающему пространству.

Погрешности компенсации в методе диаграммной модуляции возникают при условии существенного пространственного перераспределения области рассеяния ДН-антенны по отношению к неоднородному окружающему пространству. При исследовании природных сред окружающее антенну пространство можно разделить на верхнее и нижнее полупространства, которые соответствуют атмосфере и поверхности Земли. Тогда можно выделить угловые секторы в окружающем пространстве для дополнительного опорного направления $\Delta \theta_{\mu}$ и $\Delta \theta_{e}$ (рис. 1), по которым в основном изменяются условия приема фонового шума, что приводит к погрешности формирования сигнала компенсации и как следствие – к погрешности радиотеплолокационных измерений.



Рис. 1. К оценке погрешности метода диаграммной модуляции

Абсолютная величина погрешности сигнала компенсации, а соответственно и погрешности измерений в методе диаграммной модуляции может быть оценена по формуле

$$\Delta = \Delta_{P\theta_{\rm B}} \left(T_{\rm spk. \, Bepx.} - T_{\rm spk. \, Hux.} \right) + \Delta_{P\theta_{\rm H}} \left(T_{\rm spk. \, Hux.} - T_{\rm spk. \, Bepx.} \right), \tag{1}$$

где

 $\Delta_{P\theta_{B}}$ и $\Delta_{P\theta_{H}}$ – опносительная величина суммарной мощности, принимаемая по угловым секторам $\Delta\theta_{H}$ и $\Delta\theta_{e}$; $T_{\text{ярк. верх.}}$ и $T_{\text{ярк. ниж.}}$ – радиояркостная температура верхнего и нижнего полупространства.

Согласно выражению (1), величина и знак погрешности сигнала компенсации зависят от соотношения радиояркостных температур $T_{\rm ярк.\, верх.}$ и $T_{\rm ярк.\, ниж.}$. Для возможности проведения численной оценки погрешности при любом соотношении радиояркостных температур $T_{\rm ярк.\, верх.}$ и $T_{\rm ярк.\, ниж.}$ в случае природных сред при значительном превышении радиояркостной температуры одного из полупространств была введена величина радиояркостного контраста полупространств $\Delta T_{\rm BH}$. Тогда погрешность компенсации определяется следующим образом:

$$\Delta = \Delta_{p\theta} \cdot \Delta T_{\rm BH} \,, \tag{2}$$

где $\Delta_{P\theta}$ – относительная величина мощности, принимаемая из полупространства, не содержащего объекта исследования.

На рис. 2 представлены результаты расчета по выражению (2) погрешности сигнала компенсации, формируемого антенной с полушириной ДН по уровню половинной мощности 3ϵ , в зависимости от верхней границы неизотропной части области рассеяния ДН $\theta_{\rm BH}$ и от величины радиояркостного контраста полупространств

$$\Delta_{1} K_{en}^{4} = \Delta_{1} K_{en}^{4} = 30K, 2 = \Delta_{1} K_{en}^{4} = 100K, 3 = \Delta_{1} K_{en}^{4} = 200K$$

 ΔT_{ev} : $1 - \Delta T_{ev} = 50K$; $2 - \Delta T_{ev} = 100K$; $3 - \Delta T_{ev} = 200K$.

Рис. 2. Погрешность сигнала компенсации в методе диаграммной модуляции

Расчетные данные, приведенные на рис. 2, показывают значительную зависимость погрешности сигнала компенсации от углового направления его формирования. Наибольшие значения погрешности соответствуют ситуациям, когда дополнительное опорное направление θ_2 располагается вблизи границы с другим полупространством и через неизотропную часть области рассеяния ДН – через первые боковые лепестки осуществляется прием радиояркостного излучения другого уровня, соответствующего излучению нижнего полупространства.

Следует отметить, что даже при принятии однородной формы распределения радиояркостной температуры в граничащих полупространствах величина погрешности может достигать порядка 5*K*, что существенно превышает чувствительность современных радиометров.

Литература

1. Краус, Дж. Д. Радиоастрономия / Дж. Д. Краус; пер. с англ. Под ред. В.В. Железнякова.– М.: Сов. радио, 1973.–456 с. А.В. Цаплёв Муромский институт Владимирского государственного университета 602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, д. 23 e-mail: itpu@mivlgu.ru

Принцип фазового формирования зондирующего сигнала

Фазовое управление зондирующими сигналами необходимо для проведения балансировки результирующего поля в точке наблюдения, что позволяет компенсировать температурный тренд в точках наблюдения при организации долговременного контроля. Для адаптации системы под конкретные условия измерения и подстройки системы под модель геодинамического объекта используется принцип фазового формирования зондирующего сигнала показанный на рис. 1.



Рис.1. Принцип балансировки точек зондирования: 1 – раздел двух сред; 2 – источник зондирующего сигнала; 3 – мнимый источник зондирующего сигнала; 4 – эквипотенциальная линия; 5 – расположение измерительных электродов; 6 – дополнительный источник зондирующего сигнала

Балансировку проводят начальным позиционированием точек зондирования и за счет управления зондирующими сигналами с целью задания амплитудно-фазовых соотношений между полюсами источников. Наибольшая чувствительность системы достигается при расположении приемных электродов на эквипотенциальных линиях [1]. Первоначальное позиционирование осуществляется вручную. При геодинамических изменениях и изменении температуры положение линии меняется и чувствительность изменяется. Для подстройки используем второй источник с фазовым управлением зондирующего сигнала рис. 2 [2].



Рис.2. Принцип фазового формирования зондирующего сигнала

Опорный сигнал с выхода задающего генератора поступает на два устройства управления фазой, в которых происходит изменение фазы по законам (1).

$$\varphi l = \varphi + \arccos\left(\frac{U}{2E}\right), \quad \varphi 2 = \varphi - \arccos\left(\frac{U}{2E}\right), \quad U < 2E$$
 (1)

После этого сигналы суммируются, и на выходе мы получаем сигнал необходимой амплитуды и фазы. Этот принцип позволяет использовать геоэлектрическую генераторную установку для формирования зондирующих сигналов в многополюсной геоэлектрической установке.

Литература

1. Цаплёв, А.В. Фазовое управление многополюсной электролокационной установкой в геомониторинговых измерительных системах / А.В. Цаплёв, О.Р. Кузичкин // Методы и средства передачи и обработки информации. Вып. 9.– М.: Радиотехника, 2007.

2. Цаплёв, А.В. Метод фазового управления зондирующими сигналами в телеметрической системе геомониторинга / А.В. Цаплёв, О.Р. Кузичкин // Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникаций: материалы XIV междунар. науч.-тех. конф.– Рязань: Рязанская гос. радиотехническая академия, 2005.

А.В. Цаплёв Муромский институт Владимирского государственного университета 602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, д. 23 e-mail: itpu@mivlgu.ru

Фазовое управление в многофазных геоэлектрических установках

Использование многофазных электроустановок при геоэлектрическом контроле позволяет осуществлять эффективный геодинамический мониторинг среды в условиях действия экзогенных и техногенных помех, а также в условии сложной застройки промышленных объектов [1]; [2]. Слежение за геодинамическими изменениями объекта осуществляется за счет управления параметрами зондирующих сигналов при одновременной регистрации амплитудно-фазовых характеристик поля и компенсации текущего тренда геоэлектрических сигналов в точках наблюдения [3]. На рис. 1 представлена схема реализации принципа фазового управления геоэлектрическими.



Рис.1. Схема фазового управления геоэлектрических установок

Рассмотрим работу данной схемы. Сигнал, регистрируемого электрического поля, через встроенный усилитель 1 поступает на режекторный фильтр 2, подавляющий помехи промышленной частоты. Компаратор 10 служит для формирования прямоугольного сигнала с измеряемой фазой φ . На элементе «И» собрана схема фазового детектора, который формирует сигнал длительностью, пропорциональной фазовому сдвигу $\varphi_{\rm H} = \varphi - \varphi_0$, вводимый через регистр 4 в ЭВМ. Генераторная часть устройства состоит из двух идентичных частей E_1 и E_2 , включающих в себя усилители 8 и 9, а также полосовые фильтры 6 и 7, настроенные на основную гармонику тестового сигнала электрического поля. Регистр 5 служит для вывода опорных тактовых последовательностей φ_0 , φ_1 , φ_2 формируемых ЭВМ.

Литература

1. Константинов, И.С. Организация систем автоматизированного контроля геодинамических объектов / И.С. Константинов, О.Р. Кузичкин // Информационные системы и технологии. – 2008. – №№ 3 – 4 / 272 (550).– С. 9 – 13.

2. Кузичкин, О.Р. Организация геоэлектрического мониторинга карста на основе эквипотенциальных электроразведочных методов / О.Р. Кузичкин, А.Н. Камшилин, Н.Е. Калинкина // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика.– 2007.– № 12.– С. 48 – 53.

3. Цаплёв, А.В. Фазовое управление многополюсной электролокационной установкой в геомониторинговых измерительных системах / А.В. Цаплёв, О.Р. Кузичкин // Методы и средства передачи и обработки информации. Вып. 9.– М.: Радиотехника, 2007.