

Секция
«Построение и анализ радиотехнических систем»

Оценка накопления методом комплексного и амплитудного усреднения для коррекции искажений траекторного сигнала

Накопление является одним из способов эффективной борьбы со спекл-шумом. В основном применяется межэлементное и немного реже внутриэлементное некогерентное накопление. Достоинства и недостатки данных методов представлены в [1,2]. Оценим влияние межэлементного накопления методом комплексного и амплитудного усреднения на параметры радиоизображения при искажении траекторного сигнала мультипликативной помехой.

При распространении в среде и после переотражений от объектов сигнал искажается мультипликативной помехой и поступает на вход приемника в виде:

$$U_{xs}(n) = A \cdot U(n) \cdot e^{j[\varphi_x(n) + \varphi_s(n)]},$$

где A – амплитуда отраженного сигнала; $U(n)$ – амплитуда помехи; $\varphi_x(n)$ – фаза отраженного сигнала; $\varphi_s(n)$ – фаза помехи.

В результате искажений сигнал имеет случайную фазу и флуктуации амплитуды. Далее полученный траекторный сигнал подвергается обработке по алгоритму быстрой свертки.

Для уменьшения уровня помехи можно применить некогерентное накопление, которое также позволяет повысить радиометрическое разрешение, а в некоторых случаях уменьшить время синтеза радиоизображений. Как правило, используется метод амплитудного усреднения, обеспечивающий более простое совмещение фрагментов. Однако учитывая комплексный характер помехи комплексное усреднение представляется наиболее эффективным. Для сравнения данных методов можно выделить два основных параметра определяющих однозначное обнаружение цели на фоне шума: отношение сигнал-помеха (С-П) и отношение дисперсии к математическому ожиданию помехи (σ^2/μ).

Рассмотрим результаты моделирования сжатия траекторного сигнала по азимуту. Для расчета параметров траекторного сигнала и опорной функции использовались следующие данные: высота орбиты 610 км; наклонение орбиты 98°; длина волны 5,6 см; длина антенны 6 м; частота повторения импульсов 3 кГц; угол визирования 40°. Мультипликативная помеха сгенерирована в соответствии с методикой, изложенной в [3], с единичной дисперсией и диапазоном изменения фазы $[0; \pi]$. Моделирование проводилось для одиночной точечной цели и протяженного объекта (1000 отсчетов). Все алгоритмы реализованы на языке C++. Графики распределения значений помехи при амплитудном и комплексном усреднении представлены на рисунках 1а и 1б соответственно.

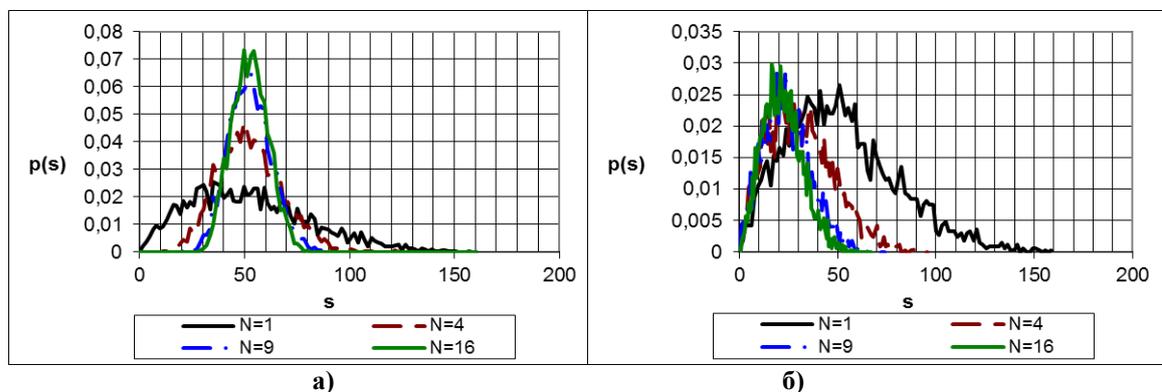


Рис. 1. Графики $p(s)$ для одиночной точечной цели

В отличие от амплитудного усреднения комплексное приводит не только к локализации помехи, но и уменьшению математического ожидания помехи и, как следствие, улучшению отношения сигнал-помеха.

Графики зависимости отношения сигнал-помеха и отношения дисперсии помехи к её математическому ожиданию представлены на рисунках 2а и 2б соответственно.

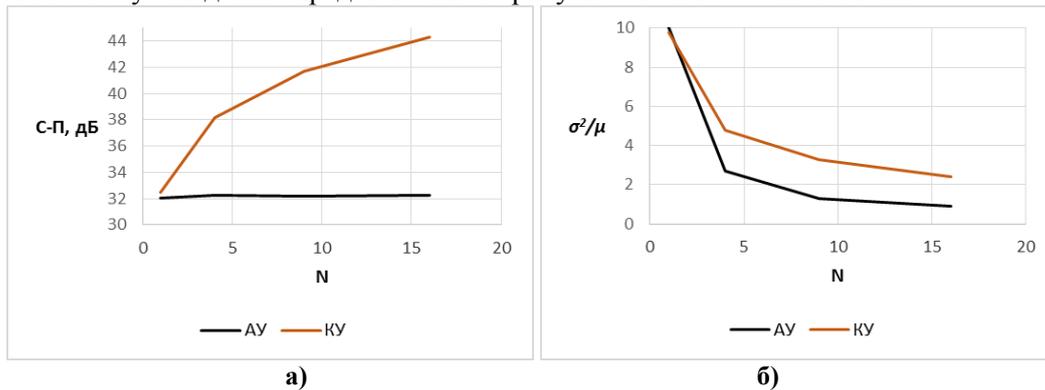


Рис. 2. Графики С-П и σ^2/μ для одиночной точечной цели

Для одиночной точечной цели комплексное усреднение дает лучший результат различения цели на фоне помех (выигрыш до 12 дБ при N=16 по сравнению с амплитудным усреднением), поскольку при увеличении числа некогерентных накоплений увеличивается отношение сигнал-шум несмотря на худшее (в 2...2,5 раза) значение σ^2/μ .

Данные сравнения для протяженного объекта представлены на рисунке 3а,б.

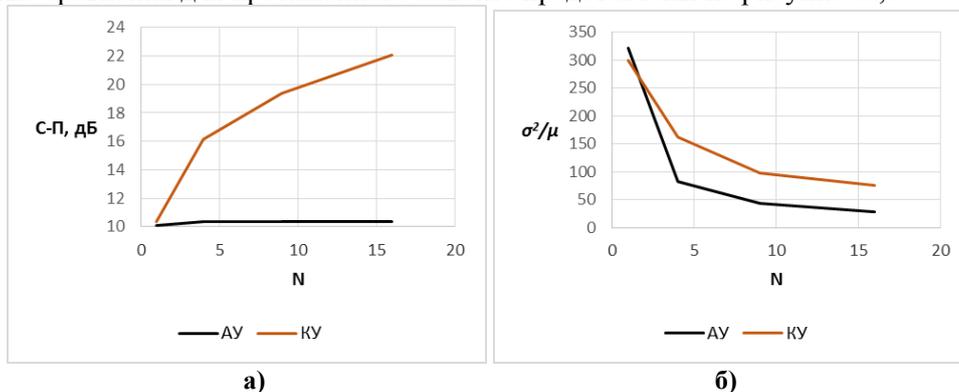


Рис. 3. Графики С-П и σ^2/μ для протяженного объекта

Для протяженных объектов результат аналогичный: комплексное усреднение также дает лучший результат вследствие большего отношения сигнал-помеха. Следует заметить, что оба метода оказывают одинаковое влияние на локализацию разброса яркости протяженного объекта.

Таким образом, комплексное усреднение имеет преимущества перед амплитудным усреднением. Наиболее рационально его использовать при некогерентном накоплении радиолограмм. Однако зачастую снимки различаются и совместить их можно только после синтеза радиоизображений, что является ограничением к практическому применению данного метода.

Литература

1. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. – М.: Радиотехника, 2010. – 688 с.
2. Дудник П.И., Ильчук А.Р., Татарский Б.Г. Многофункциональные радиолокационные системы: учебник для вузов / Под ред. Б.Г. Татарского. – М.: Дрофа, 2007. – 283 с.
3. Быков В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. – М.: Советское радио, 1971. – 328 с.

А.Д. Богатов, В.В. Терсин*
ОАО «Муромский завод радиоизмерительных приборов»
602267, г. Муром, Владимирской обл., ул. Карачаровское шоссе, 2
E-mail: radio83@mail.ru

*Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
E-mail: itpu@mivlgu.ru

Использование суммарно-дальномерного алгоритма разнесенного приема для измерения трех географических координат воздушных объектов

Для измерения трехмерных координат воздушных объектов требуется, как минимум, одна передающая и три приемные позиции, трехмерные координаты которых должны быть известны. Любая из трех приемных позиций должна находиться не ниже плоскости проходящей через две оставшиеся приемные позиции и касающейся поверхности Земли в точке расположения передающей позиции. Диаграммы направленности приемных позиций должны быть изотропными. Диаграмма направленности передающей позиции может быть как изотропной, так и узко направленной по азимуту и косекансной по углу места. Последняя диаграмма направленности позволяет существенно снизить количество облучаемых воздушных объектов и, следовательно, облегчить их отождествление. В отличие от случая, рассмотренного в [1], где центральная позиция являлась прямо-передающей, в рассматриваемой структуре радиолокационного поля нет блокирования приема на время передачи сложного сигнала большой длительности.

При объединении приемных и передающих позиций в единое радиолокационное поле каждая приемная позиция будет обслуживать три передающие позиции, которые излучают три различные М-последовательности или работают на разных частотах. Такое поле позволяет измерять долготу, широту и высоту низколетящих объектов, чем составляет конкуренцию полю из однопозиционных радиолокационных станций с вертикальными антенными решетками, поскольку ненаправленные антенные системы приемных позиций при разнесенном приеме будут иметь существенно меньший вес и могут быть подняты на большую высоту при меньших затратах. Антенну передающей позиции поднимать не надо.

С целью определения долготы, широты и высоты воздушного объекта его географические координаты были связаны с географическими координатами передающей и приемных позиций, а также с измеренными суммарными дальностями от передающей до приемных позиций (через воздушный объект). Полученная система из трех трансцендентных уравнений решалась модифицированным методом Ньютона.

После проведения экспериментов с имитационной моделью было выяснено, что оценка высоты является смещенной. С ростом полосы излучаемого сигнала и высоты полета низколетящего воздушного объекта смещение и ошибка оценки высоты уменьшаются, а с ростом расстояния от передающей позиции – увеличиваются. Угловые координаты низколетящего воздушного объекта (долгота и широта) измеряются с гораздо более высокой точностью и существенно меньшим смещением.

Литература

1. Терсин В.В. Применение разнесенного приема для измерения третьей координаты в поле двухкоординатных радиолокационных станций // Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2012, № 4. – с. 39 - 46.

А.Д. Богатов, В.В. Терсин*
ОАО «Муромский завод радиоизмерительных приборов»
602267, г. Муром, Владимирской обл., ул. Карачаровское шоссе, 2
E-mail: radio83@mail.ru
Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
E-mail: itpu@mivlgu.ru

Исследование диаграммы направленности трехмерной неэквилидистантной антенной решетки

В настоящее время двумерные (плоские) эквилидистантные антенные решетки находят широкое применение в самолетных и корабельных радиолокационных станциях, а также в радиолокационных станциях предупреждения о ракетном нападении. Такие решетки позволяют выполнять электронное сканирование в двух плоскостях: по азимуту и углу места, формировать нули диаграммы направленности на постановщиков активных помех, подавляя, тем самым, помехи, получать малый уровень боковых лепестков диаграммы направленности с помощью весовой обработки приемных каналов окном Хемминга. К сожалению, все эти замечательные возможности ограничены по направлению некоторыми секторами и не могут быть реализованы на все 360° по азимуту. В обзорной радиолокационной станции такую решетку приходится вращать по азимуту, что весьма затруднительно из-за необходимости передачи информации от большого числа каналов через вращающееся сочленение. Поэтому плоская решетка сразу превращается в линейную (одномерную) вертикальную решетку, в которой для дальнейшего снижения количества каналов передачи информации формируют диаграммы направленности 3-х или 4-х каналов приема по углу места непосредственно на сверхвысокой частоте с помощью фазовращателей с цифровым управлением.

Радикальным решением проблемы передачи информации от антенной решетки к устройству обработки является использование трехмерной (объемной) неэквилидистантной антенной решетки, выполняющей электронное сканирование всего пространства вращением системы координат по азимуту и углу места. Такая решетка иностранными специалистами называется «вороньим гнездом». Неэквилидистантность трехмерной антенной решетки обеспечивается случайным размещением приема-передающих каналов в пределах объема заданной формы.

Исследовалась трехмерная антенная решетка в виде сферы. Каналы размещались случайным образом в узлах сетки с шагом вертикали и горизонтали равным $0,45\lambda$, где λ длина волны. Уменьшение шага сетки относительно обычно используемого $0,5\lambda$ избавляет диаграмму направленности от второго главного лепестка в обратном направлении. Для равномерного заполнения сферы вводилось минимально допустимое расстояние между каналами, которое при фиксированном размере сферы, определяющем ширину главного лепестка, зависит от числа каналов. От числа каналов зависит также уровень максимального бокового лепестка. Для 64 каналов он равен 0,41 от главного, для 128 – 0,29, для 512 – 0,14.

Наличие достаточно больших боковых лепестков у диаграммы направленности трехмерной неэквилидистантной антенной решетки требует обязательного использования адаптивных компенсаторов активных помех, направления на которые не попадают в главный лепесток диаграммы направленности. Эффективность подавления активных помех будет высокой, что обеспечивается неподвижностью приемных элементов.

Расчет максимального уровня боковых лепестков регулярной последовательности импульсов

Исследователям при анализе импульсных последовательностей часто необходимо рассчитать значение максимального уровня боковых лепестков (УБЛ) автокорреляционной функции (АКФ). Аналитическое выражение для АКФ регулярной последовательности импульсов можно получить только для ограниченного количества частных случаев. Расчет максимального УБЛ АКФ в общем случае проводят методами моделирования, при этом затрачивают весьма серьезные вычислительные ресурсы ЭВМ, особенно в случаях, когда последовательность состоит из большого количества импульсов и диапазон изменения частоты огибающей импульсной последовательности является достаточно широким.

Выходом из сложившейся ситуации может быть разработка методики расчета максимума УБЛ АКФ, основанной на использовании АКФ отрезка гармонического колебания, длительность которого равна длительности анализируемой последовательности. Разработка такой методики и является целью представленной работы.

Рассмотрим гармоническое колебание вида

$$s(t) = A \cos(\omega_0 t), \quad (1)$$

где ω_0 – циклическая частота колебания, а время изменяется в диапазоне $-T_{\text{набл}}/2 \leq t \leq T_{\text{набл}}/2$.

АКФ сигнала (1) вычисляется из соотношения

$$R(\tau) = \int_{-T_{\text{набл}}/2+\tau}^{T_{\text{набл}}/2} s(t)s(t-\tau)dt. \quad (2)$$

Подставим в (2) выражение для сигнала (1), получим

$$R(\tau) = \int_{-T_{\text{набл}}/2+\tau}^{T_{\text{набл}}/2} A \cos(\omega_0 t) A \cos(\omega_0 (t-\tau)) dt. \quad (3)$$

Решением определенного интеграла (3) является функция

$$R(\tau) = \frac{A^2}{2} (T_{\text{набл}} - |\tau|) \cos(\omega_0 \tau) + \frac{A^2}{\omega_0} \sin(\omega_0 (T_{\text{набл}} - |\tau|)), \quad (4)$$

которая принимает максимальное значение при $\tau = 0$, является симметричной относительно оси ординат и при увеличении τ и $\omega_0 \neq 0$ колебательно затухает.

Зададим регулярную последовательность из N импульсов, длительность каждого импульса $\tau_{\text{И}}$, а период следования T , амплитуда импульсов изменяется в соответствии с выражением (1). АКФ регулярной последовательности импульсов представляет собой функцию, состоящую из треугольников [1]. Экстремумы этой АКФ будут находиться в точках $-NT, -(N-1)T, \dots, -T, 0, T, 2T, \dots, NT$, и их значения будут совпадать со значениями АКФ (4). Причем, максимальное значение будет иметь ближайший справа или слева лепесток к главному лепестку АКФ.

Таким образом, для того чтобы рассчитать максимум УБЛ АКФ регулярной последовательности из N импульсов при различных значениях ω_0 необходимо:

1. по соотношению (4) найти модуль АКФ в точке $-T$ или $T - R(T)$;
2. рассчитать значение максимума УБЛ АКФ в децибелах по соотношению

$$\text{УБЛ [дБ]} = 20 \cdot \log \frac{R(0)}{R_{\text{max}}(\tau)}. \quad (5)$$

Подтвердим правильность результатов полученных по описанной методике. На рис. 1 сплошной кривой приведена последовательность из 10 импульсов $s_n(t)$ при $\tau_{\text{И}} = 10$ мкс и $T = 1$ мс, огибающая которых изменяется в соответствии с функцией (1) при $A = 1$ и $f_0 = 500$ Гц. Эта функция показана на рис. 1 пунктирной кривой.

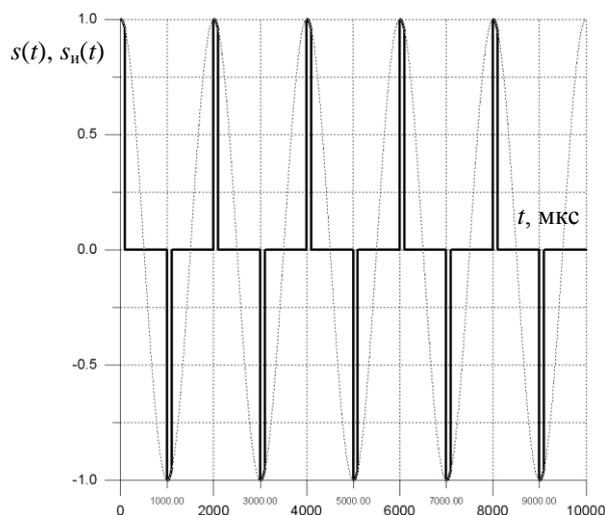


Рис. 1. Гармоническое колебание с $f_0 = 500$ Гц (пунктирная кривая) и последовательность импульсов (сплошная кривая)

Для значений $T_{\text{набл}} = 0,02$ с и $A = 1$ из соотношения (4) получаем выражение для АКФ для гармонического колебания (1)

$$R(\tau) = \frac{1}{2} (0,02 - |\tau|) \cos(\omega_0 \tau) + \frac{1}{\omega_0} \sin(\omega_0 (0,02 - |\tau|)). \quad (6)$$

Для трех значений $f_0 = 0$ и 500 Гц точечными кривыми на рис 2 а) и б) соответственно приведены рассчитанные по соотношению (6) АКФ. Сплошными кривыми на рисунке представлены АКФ регулярной последовательности импульсов при соответствующих значениях f_0 , полученные методами моделирования.

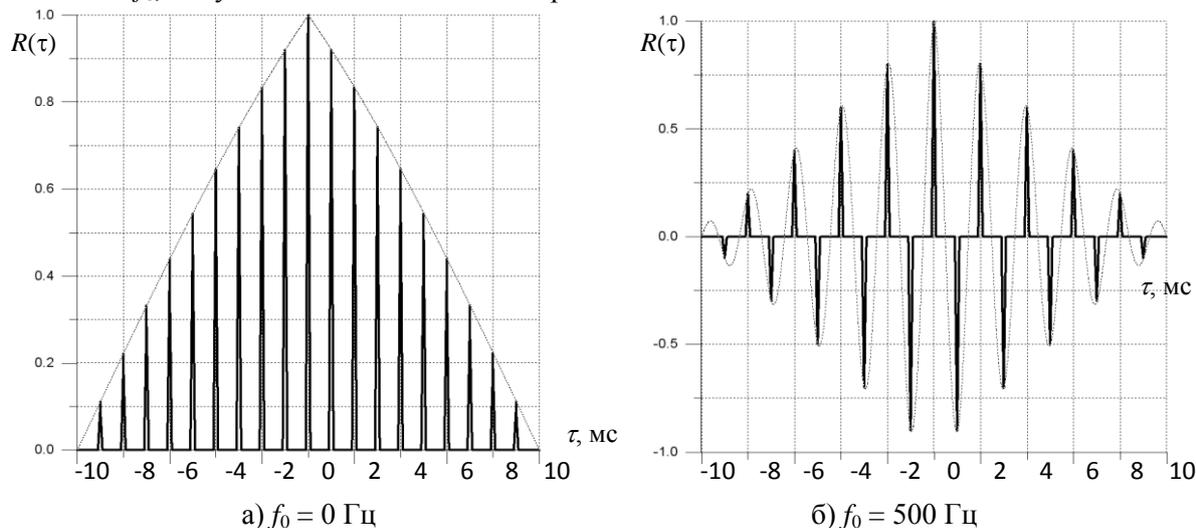


Рис. 2. АКФ

Из рис. 2 видно, что значения АКФ импульсной последовательности и отрезков гармонического колебания (1) совпадают в точках $-10, -9, \dots, -1, 0, 1, 2, \dots, 10$ мс, причем максимальное значение УБЛ находится в точках -1 мс и 1 мс.

Максимум УБЛ АКФ при $f_0 = 0$ Гц составил $-0,72$ дБ, при $f_0 = 500$ Гц $-1,1$ дБ.

Особенности формирования функции компенсации миграций при синтезе радиолокационного изображения в скошенном режиме съемки

Наиболее распространенным при дистанционном зондировании Земли (ДЗЗ) с помощью радиолокационных систем с синтезированием апертуры антенны (РСА) космического базирования является классический боковой (маршрутный) обзор [1]. В системах ДЗЗ высокого разрешения при цифровой обработке наблюдается миграция сигналов по каналам дальности. В чисто боковом обзоре, когда ось антенны перпендикулярна маршруту движения носителя РСА, доплеровское смещение частоты на траверзе равно нулю, миграции подчиняются квадратичному закону [1]. Функция компенсации миграций, которая используется при синтезе радиолокационного изображения, также имеет квадратичный характер. В скошенном режиме съемки появляется дополнительное доплеровское смещение частоты, поэтому квадратичная закономерность миграций нарушается, а обработка сигналов по азимутальной координате становится неоптимальной. В данном докладе рассматриваются особенности и закономерности формирования функции компенсации при реализации обработки голограммы в скошенном режиме съемки с помощью РСА космического базирования.

Предельная разрешающая способность по азимутальной координате существенно зависит от качества устранения миграций. При неполном устранении миграций сигналы растекаются по соседним каналам, что вызывает снижение отношения сигнал-шум и в конечном итоге снижает качество РЛИ. Различные алгоритмы устранения эффекта миграции сигнала в каналах дальности для РСА бокового обзора рассматривались в работе [2]. Результаты данной работы позволили сделать выбор в пользу алгоритма устранения миграций «Range-Doppler». Данный алгоритм обладает относительно простой реализацией, хорошо встраивается в известные программы обработки. Вместе с тем по качеству обработки, которое он обеспечивает при синтезе РЛИ, алгоритм «Range-Doppler» практически не уступает другим, более сложным алгоритмам. Рассмотрена последовательность операций, которая позволяет автоматизировать процесс обработки голограммы. На первом этапе производится оценка доплеровского смещения частоты. Для этого используются алгоритмы MLCC, MLBF или им подобные [3]. Второй этап заключается в расчете угла скоса реализованного режима съемки. На третьем этапе формируется функция компенсации миграций. В докладе приводятся результаты исследования процесса устранения миграций по изложенной выше технологии.

На основании разработанной технологии синтезирования РЛИ при скошенном режиме обзора разработано программное обеспечение, которое было использовано для обработки ряда экземпляров радиоголограммы. Проведенный анализ показал, что предложенный алгоритм дает улучшение фокусировки изображения по азимутальной координате и повышает качество радиолокационного изображения в целом.

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. Сидоров А.А., Костров В.В. Исследование характеристик алгоритмов устранения эффекта миграции сигнала в каналах дальности для РСА бокового обзора // Радиопромышленность, 2012, Вып. 2. – С.97-104.
3. Sew B.C., Chan Y.K., Lim C.S., Lim T.S., Koo V.C. Modified Multilook Cross correlation (MLCC) Algorithm for Doppler Centroid Estimation in Synthetic Aperture Radar Signal Processing // Progress in Electromagnetics Research C. 2011, Vol. 20. – P.215-225.

Т.Г. Кострова*, С.В. Башкиров, В.В. Костров
*Муромский техникум радиоэлектронного приборостроения
602267 г. Муром, Владимирская обл., ул. Комсомольская, 55
Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
E-mail: vvk@mit.ru

Особенности построения приемо-передающих модулей для систем с цифровым диаграммообразованием

Перспективные радиолокаторы с синтезированием апертуры антенны (РСА) космического базирования строятся на базе активной фазированной решетки (АФАР) [1]. Это позволяет существенно расширить возможности наблюдения Земли из космоса, применить новые технологии съемки, обеспечить высокое качество получаемых радиолокационных изображений. Применение АФАР в других радиотехнических и инфокоммуникационных системах также придает им новые потребительские возможности по достижению высоких тактико-технических характеристик. Одним из основных элементов АФАР является приемо-передающий модуль (ППМ), который представляет собой сложное радиотехническое устройство. Целью данного доклада является определение базовых направлений в построении ППМ для АФАР с цифровым диаграммообразованием.

К настоящему времени синтезировано достаточно много структурных схем ППМ, конфигурация которых предьявляет различные требования к системам радиочастотного питания и фазирования. Классическим примером ППМ является модуль [2], в котором применяются аттенуатор и фазовращатель, управляемые с помощью цифрового устройства (контроллера). Как показывает анализ, разрядность цифровых управляющих сигналов составляет 6 бит. Переход к цифровому диаграммообразованию требует иного подхода к проектированию базовых характеристик ППМ, формированию требований к характеристикам его отдельных компонентов, к решению схемотехнических и конструкторских вопросов. Повышение цифрового компонента в ППМ определяет более жесткие требования к фазовой синхронизации генераторов, которая чувствительна к нестабильности частоты и, в частности, к джиттеру фронтов импульсов и фазовому шуму. В этом отношении более предпочтительным является применение прямого синтеза (DDS), поскольку синтезаторы с косвенным синтезом имеют ДПКД, которые вносят заметный вклад в джиттер [3]. Поэтому источники опорных колебаний требуют обеспечения долговременной нестабильности частоты порядка $10^{-8} \dots 10^{-10}$. В противном случае качество синтезированных радиолокационных снимков резко падает. Для целей модуляции и формирования сигналов, преобразования спектра предлагается широко использовать балансные и квадратурные модуляторы, сигналы управления которых формируются цифровым процессором по номеру используемого кода.

Предлагаемые структуры «цифровых» ППМ удовлетворяют современным тактическим, техническим и производственным требованиям, которые предьявляются к аппаратуре КА. Заложенные в ней принципы построения важны для построения аппаратуры АФАР и включают в себя учёт и реализацию следующих характеристик и свойств: модульность, унификацию, модернизируемость, масштабируемость, многофункциональность, конфигурируемость, преемственность.

Литература

1. Гостюхин В.Л., Трусов В.Н., Гостюхин А.В. Активные фазированные антенные решетки. – М.: Радиотехника, 2011. – 304 с.
2. L Band T/R Modules // Thales Alenia Space. June 2012. – 2 p.
3. Костров В.В., Храмов К.К. Характеристики джиттера и фазового шума при делении частоты автогенераторов // Радиотехника. 2008, № 9. – С.87-90.

Т.Г. Кострова*, А.С. Щеглов, В.В. Костров
* *Муромский техникум радиоэлектронного приборостроения*
602267 г. Муром, Владимирская обл., ул. Комсомольская, 55
Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
E-mail: vvk@mit.ru

Субпиксельная обработка данных мультиспектральных датчиков

Системы и методы оптического дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) в последние годы стали основными средствами контроля состояния объектов на земной поверхности и происходящих с ними изменений. Они используются во многих областях науки и хозяйственной деятельности для получения информации о состоянии окружающей среды и землепользовании, оценки последствий стихийных бедствий (лесных пожаров, землетрясений, наводнений), состояния растительных сообществ, сельскохозяйственных культур и др. [1]. Съемка с космических аппаратов обеспечивает возможность одновременно исследовать объекты на больших площадях. Синхронные многоуровневые измерения позволяют получить более детальную и достоверную информацию об исследуемых подстилающих поверхностях и применяются по этой причине, в том числе, для валидации методик и верификации данных.

Интенсивно развивается направление, связанное с разработкой и использованием многоспектральных систем ДЗЗ. К этому классу систем ДЗЗ относятся MODIS/EOS AM-1 Terra, Envisat, WorldView-1,2, RapidEye и др. Многоспектральные данные, полученные с помощью мультиспектральных датчиков, характеризующих состояния природно-антропогенных и техногенных систем. Целью работы является статистический анализ алгоритмов субпиксельной обработки информации, полученной с помощью мультиспектральных датчиков.

При тематической обработке мультиспектральных космических снимков часто применяется классификационный метод, который предполагает разделение пикселей на классы, соответствующие разным по химическому содержанию материалам. Наиболее известным средством обработки является программный комплекс ENVI [2]. Он позволяет проводить классификацию с обучением и без обучения. Однако характеристики качества классификации подобных алгоритмов отсутствуют. В данной работе основное внимание уделяется исследованию основных способов классификации с использованием критериев, использующих в качестве статистики спектральный угол, минимальное расстояние, параллелепипед, максимальное правдоподобие, расстояние Махаланобиса, бинарное кодирование. [2, 3]

В результате выполненных исследований разработана методика оптимизации выбора спектральных линий для более качественной классификации заданных классов материалов. Данные рекомендации целесообразно учитывать при выборе датчика или при сокращении избыточности при обработке данных на борту КА. Также следует учитывать, что полученные результаты не учитывают поведение значений яркости разных классов в пространстве признаков на реальных снимках. Поэтому при окончательном решении о применении того или иного критерия необходим яркостный анализ изображений.

Литература

1. Книжников Ю.Ф., Кравцова В.И., Тутубалина О.В. Аэрокосмические методы географических исследований. – М.: «Академия», 2004. – 336 с.
2. www.sovzond.ru // ENVI-4.5. Краткая информация о программном комплексе ENVI. 2008. – 15 с.
2. Лурье И.К., Косиков А.Г. Теория и практика цифровой обработки изображений. – М.: Научный мир, 2003. – 166 с.

Информационная модель интерфейса радиолокационных систем контроля воздушного пространства

В автоматизированных системах контроля воздушного пространства информация о радиолокационных целях, содержащаяся в выходных сигналах приемников радиолокационных станций (РЛС) перед использованием для управления воздушным движением подвергается специальной обработке. Процесс обработки радиолокационной информации (РЛИ) производится операторами на рабочих местах операторов (РМО) и условно разбивается на три этапа, называемые соответственно первичной, вторичной и третичной обработками [1]. Основными задачами первичной обработки РЛИ является выделение из действующей на выходе приемника смеси «Сигнал + Шум» полезных сигналов, несущих информацию о радиолокационных целях, а также определение координат обнаруженных целей. На этапе вторичной обработки по отдельным замерам координат целей производится построение и непрерывное сопровождение их траекторий. Третичная обработка является завершающим этапом получения информации о воздушной обстановке. На этом этапе происходит сбор и объединение информации, поступающей от различных удаленных друг от друга источников. Условное представление этой информации, формируемое с помощью компьютерных (визуальных и звуковых) объектов, отражающих состав и взаимодействие реальных компонентов проблемной области управления воздушным движением, называется информационной моделью (ИМ).[2] Она связана с тактико-техническими характеристиками конкретных РЛС. ИМ формирует требования к программному обеспечению и определяется порядком работы оператора РЛС. Как правило, этот процесс сводится к типовым задачам:

Опознавание локационных целей. Поиск и обнаружение целей ведется операторами непрерывно на экране координатно-знакового индикатора(КЗИ) системы отображения радиолокационной информации.. Принадлежность целей определяется сразу после их обнаружения (за второй оборот антенны ,развертки). Опознавание целей производится при разделении, соединении, пересечении маршрутов целей, а также во всех случаях, когда есть сомнение в их принадлежности целей, а также периодически с темпом порядка нескольких минут.

Определение государственной принадлежности (ОГП) воздушных объектов и привязка признаков опознавания к отметкам обнаруженных воздушных объектов в РЛС осуществляется автоматически, на следующем обороте антенны после захвата воздушного объекта на сопровождение. Кроме автоматического в РЛС предусматривается возможность применения ручного режима. Отличие между этими режимами заключается в том, что при автоматическом режиме опознавание производится по целям, находящимся на сопровождении во всей зоне обзора, а при ручном только по тем целям, которые выбраны оператором. Необходимость использования ручного режима ОГП возникает тогда, когда у оператора возникают по отношению к некоторым наблюдаемым целям сомнения в правильности определения признаков ОГП (например, при пересечении трасс, при раздвоении целей, прохождении целей через зоны помех и т.д.) или по запросу командного пункта.

Сопровождение воздушных целей. В случае обнаружения отказа рабочего места оператора (РМО) оператор докладывает об этом командиру расчета (старшему оператору) и при получении от него разрешения, выполняет действия в соответствии с указаниями по поиску и устранению неисправностей РЛС. В соответствии с задачей, поставленной старшим оператором, оператор сопровождения производит анализ радиолокационной и помеховой обстановки в выделенном секторе ответственности. В результате анализа обстановки оператор назначает зоны разрешённого автозахвата в областях пространства, характеризующихся не слишком сложной обстановкой. В областях со сложной радиолокационной и помеховой обстановкой оператор использует режим полуавтоматического захвата и сопровождения целей.

Оператор выясняет, имеются ли цели в его секторе ответственности (вне назначенных им секторов автозахвата). При наличии таких целей оператор производит захват и сопровождение их в полуавтоматическом режиме. После выполнения действий по захвату целей (автоматическому или полуавтоматическому) оператор сосредотачивается на контроле за качеством сопровождаемых целей. Качество считается нормальным, если наблюдаемые на КЗИ экстраполированные точки удалены от отметок соответствующих им эхо-сигналов не более чем на 5 км. Если это условие не выполняется, то оператор осуществляет корректировку трассы цели.

Документирование РЛИ обеспечивается включением соответствующего режима. Включение (выключение) режима регистрации осуществляется с РМО, имеющего статус командирского. Команды управления задаются с помощью электронного меню. Данный режим необходим для объективного контроля действий диспетчерских служб по воздушным судам и осуществляется: при угрозе нарушения заданных воздушных коридоров движения, при нарушении установленного порядка использования воздушного пространства РФ и угоне воздушных судов; при возникновении аварийных ситуаций с воздушными судами в полете; при облетах радиолокационных средств; при наблюдении воздушного неопознанного объекта. Данные регистрации необходимы для восстановления во времени всей действий воздушных судов, оценки своевременности перехода пунктов управления воздушным движением в готовность к выполнению поставленных задач:

- анализа хода работы и результатов действий диспетчерских пунктов по воздушным судам (целям);
- восстановления координат, однозначно определяющих положение в пространстве и время обнаружения (потери) каждого воздушного судна, маршрут его полета и характер маневра, наличие или отсутствие сигнала государственного опознавания, наличия и характера помех.

Программное обеспечение позволяет отобразить полученные данные на экране РМО в виде таблиц. Эти данные могут быть сохранены на карте памяти путем нажатия кнопки "Сохранить" или распечатаны на принтере при нажатии кнопки "Печать". Возможность просмотра сохраненной информации осуществляется по команде "Просмотр". При этом на экран КЗИ вызывается диалоговое окно для выбора типа отчетного документа и установки параметров селекции. После установки всех необходимых параметров запускается процесс выборки необходимых данных. Перед включением регистрации необходимо произвести проверку точности хода часов отображаемых на экране РМО.

Рассмотренные основные сценарии работы оператора РЛС необходимы для построения информационной модели графического интерфейса.

Литература

1. Бакулев П.А Радиолокационные системы. – М.: Радиотехника,2004. – 320 с.
2. Гульятев А.К., Машин В.А. Проектирование и дизайн пользовательского интерфейса.
3. Дедаев В.Н. Тактико-специальная подготовка. – Минск: БГУИР, 2010. – 117 с.
4. Инце А. К. Учебник младшего специалиста радиотехнических войск. Часть 1. Основы электрорадиотехники и радиолокации. – М.: Военное издательство министерства обороны СССР, 1980.– 312 с.

С.М. Макулов*, С.Н. Жиганов
*ОАО «Муромский завод радиоизмерительных приборов»
602267 г. Муром, Владимирской обл., Карачаровское шоссе, 2
Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
E-mail: s_zh_72@mail.ru

Выбор неэквилистантных последовательностей импульсов, обеспечивающих наилучшие скоростные характеристики РЛС

Системы селекции движущихся целей (СДЦ) являются необходимым составным элементов современной РЛС [1-3]. Качество подавления мешающих отражений от подстилающей поверхности, метеобразований, облаков искусственных отражателей зависит от эффективности работы этой системы. Наиболее часто система СДЦ реализуется в виде однократного или многократного устройства черезпериодной компенсации (ЧПК), либо в виде рекурсивных фильтров различных порядков [1]. Эти устройства имеют достаточно простую структуру обработки поступающих сигналов, но при этом обладают высоким качеством подавления пассивных помех.

Однако, существенным недостатком таких устройств, при использовании в качестве зондирующего сигнала регулярной последовательности импульсов (период следования импульсов $T = \text{const}$), является периодичность скоростной характеристики с интервалом $1/T$. В результате этого появляется неоднозначность в оценке значения частоты Доплера отраженного сигнала, а так же «слепые» скорости, когда частотная характеристика проваливается до нуля, поэтому диапазон работы таких устройств ограничен частотой $1/(2T)$.

Возможным выходом из этой ситуации является использование при зондировании неэквилистантных последовательностей импульсов, периоды следования которых изменяются по определенному закону. При этом диапазон работы устройства ЧПК по частоте расширяется, провалы частотной характеристики уменьшаются.

До настоящего времени предложено несколько законов изменения периодов следования импульсов. В работе [2] упоминаются линейные законы изменения периодов следования, рассмотренные в книгах [1, 4] эмпирические законы позволяют улучшить скоростную характеристику устройства СДЦ по сравнению с регулярной последовательностью импульсов. Выбор наилучшей последовательности, применяемой в устройстве СДЦ, остается до сих пор открытым.

Эта работа представляет результаты анализа работоспособности устройства ЧПК в случае линейного закона изменения периодов следования четырех, девяти и шестнадцати импульсов, а так же скоростные характеристики последовательностей, в которых при построении закона изменения периода следования использовались коды Френка. Кроме этого, в работе получены скоростные характеристики системы СДЦ штатных режимов работы, выпускаемого ОАО «Муромский завод радиоизмерительных приборов» изделия 48Я6.

Литература

1. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. – М.: Радио и связь, 1986. – 288 с.
2. Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. – Киев: Издательство КВиЦ, 2000. – 428 с.
3. Бакулев П.А. Радиолокационные системы: Учебное пособие для вузов. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.
4. Справочник по радиолокации. Под ред. М. Сколника. Нью-Йорк, 1970: Пер. с англ. (в четырех томах) / Под общей ред. К.Н. Трофимова; Том 3. Радиолокационные устройства и системы/ Под ред. А.С. Виноцкого. – М.: Сов. Радио, 1978. – 528 с.

Применение масочных функций при синтезе радиолокационного изображения в маршрутном режиме съемки

При дистанционном зондировании Земли с помощью радиолокатора с синтезированием апертуры антенны (РСА) космического базирования боковой (маршрутный) обзор рассматривается в качестве основного режима работы локатора [1]. На его базе организуются другие, более сложные, расширенные режимы работы [2]. Вместе с этим маршрутный режим съемки требует большей тщательности в настройке процедуры фокусировки изображения, поскольку именно в этом режиме проявляются потенциальные характеристики РСА, связанные с его пространственной разрешающей способностью. Большое время съемки, как правило заметно превышающее время синтезирования, приводит к появлению на изображении дополнительных артефактов, обусловленных боковыми лепестками диаграммы направленности антенны (ДНА). В данном докладе рассматриваются особенности расчета и применения масочных и весовых функций для снижения влияния боковых лепестков ДНА при реализации обработки голограммы в маршрутном режиме съемки с помощью РСА космического базирования.

Предлагаемая технология основана на свойствах дискретного преобразования Фурье (ДПФ), которое существенно применяется при синтезе радиолокационного изображения (РЛИ), и взаимосвязью азимутальной координаты с доплеровским смещением частоты сигнала. При расчете зоны режекции в масочной функции существенно используются частота повторения зондирующего сигнала, эффективная апертура антенны, соответствующая требуемому времени синтеза. Показано, что более качественное изображение может быть получено применением сглаженной маски. В докладе рассмотрен также случай, когда система съемки имеет высокое разрешение, приводящее к миграциям сигнала по каналам дальности [3]. В этом случае масочная функция, используемая для снижения уровня боковых лепестков, применяется одновременно с компенсацией миграций. При скошенном режиме съемки дополнительно используется алгоритм оценки доплеровского смещения частоты [4]. В таком режиме наблюдается асимметричное поведение масочной функции, а в конечном изображении – сдвиг некоторых фрагментов изображения.

На основании разработанной технологии синтезирования РЛИ при скошенном режиме обзора разработано программное обеспечение, которое было использовано для обработки ряда экземпляров радиоголограммы. Проведенный анализ показал, что предложенный алгоритм дает снижение уровня некоторых крупных артефактов на изображениях вдоль азимутальной координаты.

Литература

1. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы земле-обзора космического базирования / Под ред. В.С.Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.
2. Ракитин А.В., Костров В.В. Особенности цифровой обработки траекторного сигнала в РСА при съемке по технологии ScanSAR // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2012, №. 3. – С.27-31.
3. Сидоров А.А., Костров В.В. Исследование характеристик алгоритмов устранения эффекта миграции сигнала в каналах дальности для РСА бокового обзора / Радиопромышленность. – 2012, №. 2. – С.97-104.
4. Sew B.C., Chan Y.K., Lim C.S., Lim T.S., Koo V.C. Modified Multilook Cross correlation (MLCC) Algorithm for Doppler Centroid Estimation in Synthetic Aperture Radar Signal Processing // Progress in Electromagnetics Research C. 2011, Vol. 20. – P.215-225.

Экспериментальная СВЧ радиометрическая аппаратура для исследования радиотеплового излучения облачной атмосферы

Антенное устройство СВЧ радиометрической системы реализует оригинальный способ приема радиотеплового излучения земной атмосферы, позволяющий снизить уровень бокового излучения зеркальной антенны.

Стабильность параметров СВЧ блока радиометрической системы при воздействии как внешних, так и внутренних помех достигается путем специальной до детекторной обработки принятого радиотеплового излучения атмосферы.

Прием осуществляется на специально изготовленную антенную систему с электромеханическим сканированием в угломестной (от 0° до 90°) и азимутальной (от 0° до 180°) плоскостях. Для обеспечения трехдиапазонного режима работы СВЧ - радиометрической системы с одной остронаправленной антенной принята однозеркальная схема построения антенны.

Антенная система СВЧ - радиометрической системы создана на основе зеркальной параболической антенны со смещенным фокусом (размеры рефлектора 900×1000 мм, $f/d = 0.5$, $\Theta_{0.5} = 1.5^\circ$, $K_y = 40$ дБ, уровень кроссполяризации – 30 дБ).

В качестве облучателя используется трехдиапазонный широкополосный конический рупор, возбуждаемый боковыми волноводами с волной основного типа H_{11} .

В качестве основы СВЧ – блока радиометрической системы были использованы серийные малозумящие СВЧ конвертерные модули, выпускаемые как отечественными, так и иностранными производителями.

Аналоговая информация об измеряемом радишумовом излучении атмосферы, формируемая на выходе приемного устройства БНЧ поступают на блок сопряжения с ПЭВМ. Это устройство последовательно опрашивает три входных канала и преобразует аналоговый сигнал в цифровой код. Сигналы со всех измерительных каналов поступают на быстродействующий 10 – разрядный АЦП. Коммутатор последовательно опрашивает три приемных канала. Информация из АЦП поступает в ПЭВМ в виде отсчетов, соответствующих измеряемому уровню радишумового сигнала.

Программа регистрации данных радиометрических измерений обеспечивает функционирование СВЧ радиометрической системы и поддерживает основные режимы работы системы. Программа имеет гибкую систему настроек, позволяющую задать внешний вид программы, порядок ввода данных, а также параметры прибора.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант № 12-02-97520-р_центр_а).

Формирование диаграммы направленности специальной формы в режиме сканирования антенной решетки с использованием оконных функций

В последнее время вопросы адаптации все больше привлекают внимание разработчиков различных технических систем и инженеров. Такой повышенный интерес можно объяснить, главным образом, высокой степенью эффективности функционирования подобных систем при известных (случайных) внешних воздействиях и условиях [1]. Если условия и воздействия с течением времени изменяются, то адаптивная система автоматически наилучшим образом перестраивает свои параметры или структуру, обеспечивая наивысшую эффективность по некоторому критерию. Система как бы приспосабливается к новым условиям. Собственно говоря, само понятие «адаптация» в буквальном переводе означает «приспособление».

Один из вариантов создания адаптивной системы – использование оконных функций. Оконная функция используется как весовой коэффициент к диаграмме направленности (ДН) антенной решетки.

Цель работы – произвести анализ возможности реализации ДН антенной решетки, имеющую специальную форму, при задании области подавления с помощью оконной функции, с учетом, что антенная решетка находится в режиме сканирования.

ДН антенной решетки, у которой главный лепесток изменяет свое положение в пространстве, определяется выражением [2]:

$$F(\Theta) = \sum_{j=0}^N A(j) \cdot \exp(i \cdot \varphi_j - i \cdot k \cdot d \cdot \sin(\Theta) + i \cdot \Delta\Psi_j)$$

Проанализировав данные, полученные в процессе исследования, можно сделать вывод: в зависимости от $\Delta\Psi_j$, необходимо подбирать параметры оконных функций определенным образом. Это позволит создавать области подавления в ДН даже при условии изменения углового положения её главного лепестка.

Литература

1. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
2. Зелкин Е.Г., Соколов В.Г. Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрытием. – М.: Сов. Радио, 1980.

Поляризационные характеристики модового разделителя двухканальной двухмодовой антенны СВЧ радиометрической системы

Для компенсации влияния фоновый шума, создающего помеховое приращение входного сигнала СВЧ радиометрической системы при измерении мощности собственного радишумового излучения исследуемой области окружающей среды, было предложено ввести в систему дополнительный антенный канал, на выходе которого формируется сигнал пропорциональный или равный по уровню указанному помеховому приращению входного сигнала основного измерительного канала с последующей реализацией разностного алгоритма приема для выполнения задачи компенсации влияния фоновый шума [1]. Для осуществления требуемой угловой направленности дополнительного канала предложено использовать двухмодовый режим круглого волновода с разделением мод входных сигналов в специально разработанном модовом разделителе [2].

Один из классов задач СВЧ радиометрии состоит в проведении поляриметрических измерений радиояркости температуры природных сред, т.е. экспериментальной оценке различий поляризационных свойств собственного радишумового излучения. Для определения возможности применения предложенной двухканальной радиометрической системы в задачах поляриметрических измерений необходимо решить задачу реализации поляризационного разрешения в двухканальной двухмодовой антенне и количественно оценить поляризационную развязку системы на ортогональных линейных поляризациях.

Для осуществления поляризационного разрешения в радиометрических измерениях был рассмотрен вариант применения линейных поляризационных фильтров в круглом волноводе модового разделителя, а для количественной оценки поляризационного разрешения были выполнены измерения от шумового источника на двух поляризациях – горизонтальной и вертикальной. Результаты измерений приведены на рис. 1.

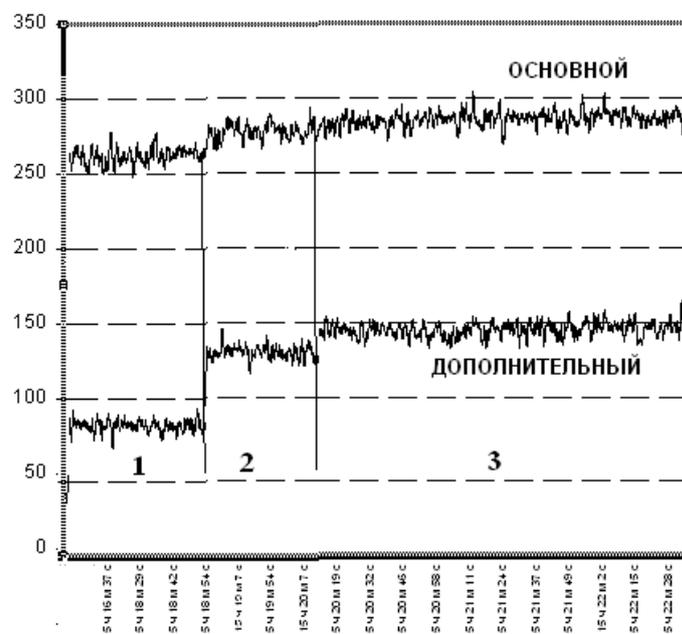


Рис.1.

На рис.1 приведены временные диаграммы выходных сигналов двух антенных каналов – основного, формирующего сигнал оценки радиояркости температуры области исследования, и дополнительного пропорционального уровню фоновый шума на выходе основного

измерительного канала. Область 1 – прием шумового сигнала при горизонтальном линейном фильтре, область 2 – прием при вертикальном линейном фильтре, область 3 – прием при отсутствии поляризационного фильтра.

Данные рис.1 показывают, что при введении линейного поляризационного фильтра система обладает поляризационной селективностью. Разница в уровне выходного сигнала на двух линейных поляризациях составляет порядка 40К. Увеличить поляризационную развязку модового разделителя возможно при введении поляризационного фильтра, металлические элементы которого повторяют структуру электрического поля основной волны H_{11} .

Таким образом, возможно построение СВЧ поляриметрической системы исследования окружающей среды с компенсацией влияния фонового шума с применением двухканальной двухмодовой антенны путем введения поляризационных фильтров в состав модового разделителя антенных каналов и учета разницы в коэффициенте передачи этого устройства на линейных ортогональных поляризациях.

Литература

1. Патент на полезную модель № 91630 Радиометрическая система с компенсацией аддитивных внешних фоновых помех // Федосеева Е.В. Оpubл.: 20.02.2010 Бюл. №5.
2. Патент РФ №2300831 Способ снижения уровня шума антенны и двухмодовая апертурная антенна. // Федосеева Е.В., Росточкина Е.А., Росточкин И.Н. Оpubл.: 10.06.2007 Бюл. №16.

Вопросы калибровки двухканальной СВЧ радиометрической системы

Внешняя калибровка радиометрической системы определяет соответствие уровня выходного сигнала системы мощности собственного радишумового излучения исследуемой области пространства в температурной шкале в величинах радиояркостной температуры. Известный способ осуществления такой процедуры предусматривает организацию приема радишумового излучения от областей с достаточно точно известной радиояркостной температурой – безоблачное небо в зените (низкотемпературный источник) и аналог черного тела – специальная неотражающая конструкции из поглощающего материала (высокотемпературный источник) [1].

В двухканальной СВЧ радиометрической системе с двухканальной двухмодовой антенной, формирующей дополнительный сигнал компенсации для исключения фоновых шумов, принимаемых по области рассеяния антенны [2], внешнюю калибровку необходимо проводить с учетом требования равенства разностного сигнала системы радиояркостной температуре эталонных областей. Наличие дополнительного элемента развязки приемных каналов – модового разделителя приводит к необходимости решать дополнительную задачу калибровки, связанную с учетом различия коэффициентов передачи по двум каналам, осуществляющим прием на модах круглого волновода H_{11} и E_{01} .

Исследуется вариант внутренней калибровки радиометра, включая модовый разделитель. Для этого на вход модового разделителя подсоединялась согласованная нагрузка при определенной температуре, что эквивалентно приему радишумового сигнала с радиояркостной температурой равной термодинамической температура нагрузки. Результаты измерений временная запись выходных сигналов каналов системы приведена на рис.1.

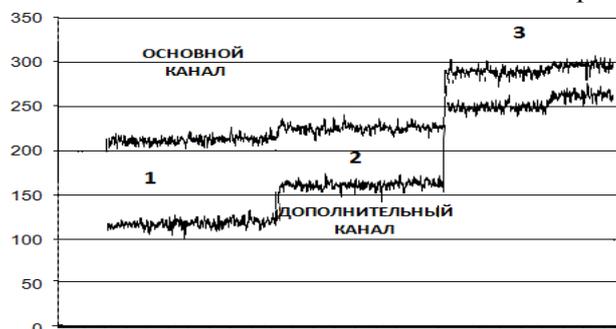


Рис.1.

На рис.1 записи выходных сигналов двухканальной СВЧ радиометрической системы при подключении на вход модового разделителя согласованных нагрузок с линейной поляризацией на основе прямоугольного волновода (1- вертикальной и 2- горизонтальной преимущественной поляризацией), а также на основе круглого волновода (3) при принятии уровня выходного сигнала дополнительного канала равным термодинамической температуре нагрузки. Зависимость разностного уровня от формы и ориентации согласованной нагрузки показало необходимость решать задачу калибровки с учетом условий проведения измерений.

Литература

1. Степаненко В.Д. и др. Радиотеплолокация в метеорологии – Л.:Гидрометеиздат, 1987. – 284 с.
2. Патент РФ №2300831 Способ снижения уровня шума антенны и двухмодовая апертурная антенна. // Федосеева Е.В., Ростокина Е.А., Ростокин И.Н. Опубл.: 10.06.2007 Бюл. №16.

Анализ угловой зависимости погрешности компенсации фоновых шумов в двухканальной СВЧ радиометрической системе

Задача компенсации фоновых шумов во входном сигнале СВЧ радиометрической системы существенно отличается от аналогичных задач компенсации помеховых сигналов в активных радиолокационных системах, в которых возможна как частотная селекция, так и пространственная в локальной угловой области. Для радиометрических исследований фоновые шумы - собственное радиозумовое излучение окружающего антенну пространства имеют, как и информационный сигнал, шумовой характер и поступают из всей угловой области рассеяния антенны на вход радиометра. Поэтому для их компенсации возможна только пространственная селекция, например, при реализации алгоритма разностных измерений в системе с формированием дополнительного сигнала компенсации [1].

В работе [2] предложена двухканальная двухмодовая антенна со специальной формой диаграммы направленности (ДН), обеспечивающая в определенной степени адекватные условия приема фонового шума по двум каналам. Степень адекватности приема определяет погрешность его компенсации во входном сигнале радиометра.

Для анализа погрешности компенсации фоновых шумов в двухканальной СВЧ радиометрической системе с двухканальной двухмодовой антенной оценивалась относительная выходная мощность антенных каналов при приеме однородной мощности из окружающего антенну пространства, кроме угловой области главного лепестка ДН и прилежащего к ней углового сектора $\Delta\Theta$. Так на рис.1 приведены зависимости относительного уровня мощности ΔP , принимаемой основным (1) и дополнительным (2) антенными каналами из окружающего пространства, кроме углового сектора $\Delta\Theta$, содержащего главный лепесток ДН, полный размер которого равен 7° .

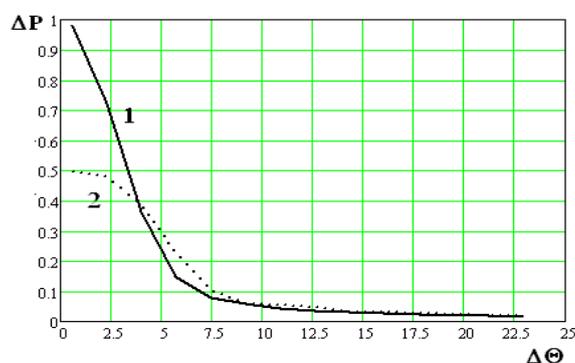


Рис.1.

Анализ полученных данных показал, что за пределами полного главного лепестка ДН антенны уровень принимаемой мощности из области рассеяния ДН двух каналов отличается не более чем на 5%, что определяет величину погрешности компенсации фоновых шумов входного сигнала СВЧ радиометрической системы.

Литература

1. Патент на полезную модель № 91630 Радиометрическая система с компенсацией аддитивных внешних фоновых помех // Федосеева Е.В. Оpubл.: 20.02.2010 Бюл. №5.
2. Патент РФ №2300831 Способ снижения уровня шума антенны и двухмодовая апертурная антенна. // Федосеева Е.В., Ростокина Е.А., Ростокин И.Н. Оpubл.: 10.06.2007 Бюл. №16.