

Докторов А.Н., Ромашов В.В., Якименко К.А., Сочнева Н.А.
 Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного
 образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный
 университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
 602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
 romashovmuroom@mail.ru, doctorov_a_n@mail.ru.

Автоматизация частотного планирования с выбором оптимального режима работы быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в составе цифровых формирователей сигналов

Цифровые формирователи радиосигналов, использующие прямой цифровой синтез, в настоящее время чаще всего проектируются на основе быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей [1], для работы которых цифровые сигналы отсчетов данных, необходимых для восстановления сигнала формируются с помощью ПЛИС. Использование специальных режимов, изменяющих форму импульсов восстановления в быстродействующих ЦАП, позволяет повысить эффективность прямого цифрового синтеза в области высоких частот, соответствующих высшим зонам Найквиста [2].

При проектировании цифровых формирователей с исследуемыми быстродействующими ЦАП особую важность имеет задача частотного планирования, когда на основе исходных данных о выходной частоте формирователя и параметров различных видов интегральных микросхем проектируется структурная схема (рис.1) цифрового формирователя и проводятся расчеты вариантов рабочих частот и коэффициентов передачи по частоте для блоков, входящих в структуру формирователя. Ранее, для цифровых формирователей сигналов, построенных на основе цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС), с использованием копий спектра – образов основной частоты, был разработан алгоритм частотного планирования [3]. Он может быть успешно применен для проектирования формирователей сигналов на основе ЦВС, однако не учитывает возможности использования режимов формирования импульсов восстановления с формой, отличной от основного, традиционного, для всех быстродействующих ЦАП режима NRZ.

Режимы работы быстродействующих ЦАП – NRZ, RZ, RF, RFZ, RFZ2, RFZ3, RFZ4 и другие, применяемые на практике, по своему эффективны только для различных участков спектра выходного сигнала ЦАП, что видно при построении и сравнении огибающих спектра [4].

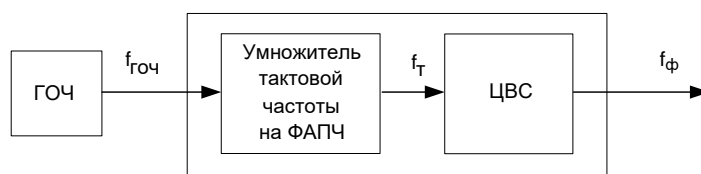


Рис. 1 Структурная схема формирователя сигналов

Требуется исключить варианты частотного плана с нарушением условия: $K_{ЦВС\min} \leq K_{ЦВС} \leq K_{ЦВС}$, где $K_{ЦВС} = f_{ЦВС} / f_T$ - коэффициент деления ЦВС. Наиболее часто используются образы основной частоты с номерами $n = -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3$.

Предлагается следующий алгоритм частотного планирования, учитывающий особенности использования различных режимов работы и реализующий автоматический выбор наиболее оптимального режима импульсов восстановления в цифровых формирователях сигналов на основе быстродействующих ЦАП.

1. Ввод исходных данных: - 1) выходной частоты формирователя сигналов $f_Ф$; 2) диапазон значений коэффициента умножения тактового умножителя $n_1 = n_{1\min} \dots n_{1\max}$; 3) диапазон значений коэффициента передачи ЦВС $K_{ЦВС\min} \dots K_{ЦВС\max}$, нахождение среднего $K_{ЦВС}$; 4)

минимальное значение тактовой частоты $f_{T\min}$, максимального значения тактовой частоты $f_{T\max}$.

2. Рассчитывается диапазон частот ГОЧ $f_{ГОЧ}$, где $f_{ГОЧ\min} = \text{trunc}(f_{T\max} / n_{1\max})$, $f_{ГОЧ\max} = \text{trunc}(f_{T\min} / n_{1\min})$. Выбирается частота ГОЧ в рассчитанном диапазоне.

3. Тактовая частота f_T находится по формуле $f_T = n_1 \cdot f_{ГОЧ}$.

4. Частота n -го образа равна выходной частоте формирователя $f_\Phi = f_{ЦВС\text{обр}}$.

4. Уточняющий расчет $K_{ЦВС} = \left(\frac{\text{sign}(n)f_\Phi}{f_T} - n \right)$ при $n \neq 0$, при условии $[\text{sign}(n)f_\Phi / f_T - n] \leq K_{ЦВС\max} \wedge [\text{sign}(n)f_\Phi / f_T - n] \geq K_{ЦВС\min}$, для остальных случаев $K_{ЦВС} = 0$.

5. Выбираются значения, при которых $K_{ЦВС} \neq 0$.

6. Рассчитываются значения основной частоты ЦВС, ЦАП $f_{ЦВС} = f_T \cdot K_{ЦВС}$ для $n \neq 0$.

7. Уточняющий расчет выходной частоты ЦВС, ЦАП на n -м образе

$f_{ЦВС\text{обр}} = f_T |K_{ЦВС} + n|$ для $K_{ЦВС} \neq 0$.

8. Вывод вариантов частотного плана, содержащих $f_{ГОЧ}$, n_1 , f_T , $f_{ЦВС}$, $K_{ЦВС}$, n .

9. Проводится расчет значений огибающих для различных режимов ЦАП в координате спектра с рассчитанными n , $K_{ЦВС}$ для каждого варианта. Формулы расчета уровня огибающих спектра приведены в [5].

10. Уровни огибающих сравниваются между собой, выбирается оптимальный режим по максимальному уровню сигнала для каждого варианта и его название добавляется в запись параметров варианта частотного плана.

Данный алгоритм может быть использован при проектировании цифровых формирователей сигналов, построенных на основе быстродействующих ЦАП с использованием специальных режимов восстановления аналогового сигнала. Результаты частотного планирования по данному алгоритму можно использовать в дальнейшем для математического моделирования спектральной плотности мощности фазовых шумов исследуемых цифровых формирователей сигналов.

Литература

1. High Speed DAC [Электронный ресурс]: сайт компании Analog Devices, Inc., 2023. URL: <https://www.analog.com/ru/products/ad9164.html> (дата обращения: 27.12.2023).

2. Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N. "The Use of Images of DDS Fundamental Frequency for High-Frequency Signals Formation," 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2014, pp. 310-311.

3. Докторов А.Н. Анализ алгоритма частотного планирования формирователей сигналов с использованием образов основной частоты цифровых вычислительных синтезаторов // Методы и устройства передачи и обработки информации, 2017, № 19. С. 16-22.

4. Ромашов В.В., Докторов А.Н., Храмов К.К., Якименко К.А., Сочнева Н.А. Повышение эффективности использования высших зон Найквиста при прямом цифровом синтезе высокочастотных сигналов // Журнал «Радиотехника», 2022. Том: 86 номер: 5. Страницы: 135-144. DOI: 10.18127/j00338486-202205-16

5. Ромашов В.В., Докторов А.Н., Храмов К.К., Якименко К.А., Сочнева Н.А. Разработка новых режимов работы быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей для повышения эффективности прямого цифрового синтеза высокочастотных сигналов // Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий ("РЭУС-2022") Доклады Всероссийской конференции (с международным участием). Том Выпуск: LXXVII. Москва, 2022. Москва, 08–10 июня 2022 год.

Жерелов А.С., Костров В.В.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
suuuuuu3@gmail.com*

Радиолокационная станция для охраны больших территорий и обнаружения беспилотных летательных аппаратов

В последние годы на переднем плане оказались задачи обеспечения общественной безопасности и охраны стратегически важных объектов. Среди других важных общественно значимых задач можно отметить пресечение террористических актов, химических и бактериологических атак, пресечение незаконного оборота наркотиков и контрабанды, а также охрану границ и борьбу со шпионажем [1]. Для решения таких задач используются различные технические средства, однако в области дистанционного наблюдения объектов ключевую роль играют радиолокационные средства [2,3]. Они позволяют неконтактным способом производить обнаружение целей и измерение их координат, а в случае наблюдения движущихся целей – измерение скорости их движения. К другим положительным качествам радиолокационных станций (РЛС) охраны следует отнести возможность (в отличие от оптических средств) круглосуточного и всепогодного наблюдения зоны ответственности.

Целью данной работы является выбор ключевых технических решений по разработке малогабаритного радиолокатора для охраны больших территорий и обнаружения малогабаритных летательных аппаратов.

Базовая технология для построения РЛС основана на концепции когерентной угломерно-дальномерной доплеровской импульсной радиолокации, которая предполагает также использование при зондировании сложного сигнала [4,5]. Облик практически любого радиолокатора определяет его антенная система, поскольку это самый громоздкий элемент, создающий контурное очертание РЛС. Если говорить об обзоре заданной зоны, то на саму антенну существенно влияет метод сканирования. При реализации электронного сканирования наибольшее распространение получили активные фазированные антенные решетки (АФАР), но они обеспечивают только секторное изменение углового положения луча в пределах не более $\pm 60^\circ$. Этого для обзора больших территорий недостаточно, а в ряде случаев нужен круговой обзор, поэтому применяется вращение антенны АФАР. Кроме этого нужно учитывать, что построение АФАР требует сложных схемно-технических решений и имеет большую стоимость, что в рамках РЛС широкого применения нежелательно. В качестве компромиссного решения в данном проекте предлагается использовать механическое вращение антенны, а для достижения малых габаритов и массы антенны – фазированную антенную решетку, которая позволяет сформировать требуемую диаграмму направленности в угломестной и азимутальной плоскостях.

В связи с тем, что предполагается обнаружение как воздушных, так и наземных объектов, то в станции используется как минимум два луча, максимумы излучения которых разнесены в угломестной плоскости. Нижний луч антенны прижимается к земной поверхности и служит для наблюдения целей на поверхностно распределенном фоне; верхний луч должен иметь нулевой провал в направлении горизонта, чтобы фон не попадал в зону наблюдения воздушных объектов. С этой точки зрения разрабатываемая РЛС является многолучевой. Рабочая частота станции выбрана в области Ку-диапазона, что позволяет улучшить радиолокационный контакт с целью. Такой выбор диапазона рабочих частот также дает возможность снизить размеры и массу антенны, следовательно, можно ослабить требования к мощности и габаритам привода вращения. Однако в этом диапазоне необходимо учитывать возможные потери сигнала при наличии дождей, туманов, пыльных бурь. Проведенные расчеты показали, что энергетические потери сигнала на распространение составляют 3...5 дБ, поэтому данными факторами пренебрегать нельзя. Кроме того, сама аппаратура не является идеальной – есть потери в разъемах, в переключателях, в тракте передачи сигналов, а также в устройствах обработки сигналов. Аппаратурные потери и

потери на обработку составляют 2...3 дБ, поэтому энергетический потенциал РЛС должен иметь запас и компенсировать потери величиной примерно 5...8 дБ.

Среди воздушных целей наиболее опасными являются малогабаритные беспилотные летательные аппараты - БПЛА (дрон, самолет дистанционного управления, коптер и т.д.), а также и малые летательные аппараты (вертолет, парашан и т.п.), которые имеют малую отражающую поверхность. В то же время радиолокатор должен отличать такие объекты от оптически невидимых объектов и от птиц, которые имеют тот же ареал обитания. В связи с этим разработан комплекс мер по повышению качества автоматического обнаружения, распознавания и классификации целей, которая обеспечивается высокоточной цифровой, в том числе программной, обработкой информации. В частности, для решения этих задач используется когерентность всех сигналов станции, которая позволяет выявить у аэродинамических целей пропеллерный эффект.

Поскольку классы целей, подлежащих обнаружению, и условия их наблюдения принципиально отличаются, то особое внимание уделяется организации поляризационных режимов при зондировании пространства и учету поляризационных сигнатур при обработке. При определении поляризационных характеристик и режимов работы РЛС использовались следующие принципы. Для наблюдения воздушных низколетящих объектов необходимо подавление неподвижного фона в виде земной поверхности. Поэтому для канала обнаружения воздушных целей (верхний луч РЛС) следует в качестве поляризации зондирующего сигнала принять горизонтальную поляризацию. При наблюдении наземных целей в большинстве случаев целесообразно применять вертикальную поляризацию. Выбор поляризации при наблюдении надводных объектов зависит от класса целей и степени волнения, следовательно, в процессе наблюдения необходимо производить переключение вертикальной и горизонтальной поляризации. С точки зрения снижения аппаратных затрат для нижнего луча рациональной будет двойная линейная поляризация: прием эхо-сигналов ведется одновременно на двух поляризациях, а излучение зондирующего сигнала – на одной поляризации, которая выбирается из тактических условий. Такое техническое решение позволяет за счет введения в приемопередающий модуль дополнительного переключателя поляризации использовать один общий передатчик. В простейшем случае при обработке сигналов в качестве информационного параметра можно использовать дифференциальную разность эхо-сигналов на разных поляризациях. Таким образом, обобщенная структурная схема РЛС по поляризации будет иметь вид, представленный на рис. 1 (ОПУ – опорно-поворотное устройство; ППК – приемопередающий канал; в, г – вертикальная, горизонтальная поляризации).

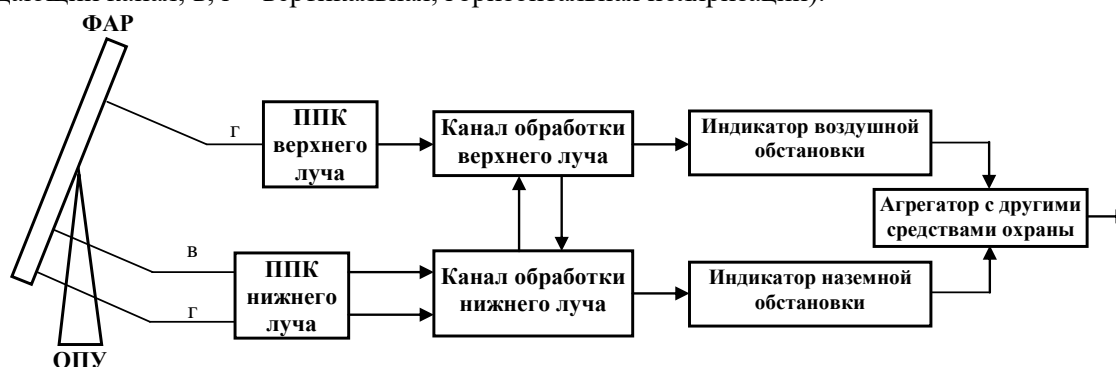


Рис.1. Структурная схема РЛС охраны больших территорий

Одним из ключевых вопросов проектирования РЛС любого класса является выбор сигнала, вида модуляции и кодирующей последовательности. Как уже отмечалось, в современных РЛС для повышения разрешающей способности используются сложные сигналы с частотной или фазокодовой модуляцией [5]. Сигналы с частотной модуляцией дают более компактный спектр, чем сигналы с фазовой манипуляцией. Кроме того, они обеспечивают получение более качественных радиолокационных изображений, поэтому сигнал с частотной модуляцией используется в канале нижнего луча. Для целей снижения влияния наземных помех на отображение воздушных целей в каналах верхнего и нижнего лучей целесообразно применять

ортогональные или квазиортогональные сигналы. В простейшем случае это могут быть сигналы с линейной частотной модуляцией и разными знаками скорости изменения частоты.

Необходимо учитывать, что радиолокатор может работать как автономно, так и в составе уже установленных интегрированных систем безопасности, оснащенных аппаратурой видеонаблюдения и тепловизором. Такие системы являются комплексными, осуществляют круглосуточное дежурство по охране периметра объекта и обеспечивают всепогодное обнаружение движущихся целей, измерение их координат и скорости [1]. Комплексование разнородных устройств, имеющих разные физические принципы работы, значительно расширяет функционал и возможности системы.

Как показывает анализ тактико-технических характеристик, использование малогабаритной многофункциональной РЛС для охраны больших территорий и наблюдения воздушного пространства является более выгодным по сравнению с распределенной системой датчиков. При реализации потенциального пространственного разрешения в таких системах появляется возможность обнаружения малогабаритных объектов, как на земной поверхности, так и в воздухе. Основным недостатком данных РЛС является наличие мертвой зоны, поэтому есть некоторые дополнительные требования к выбору места установки, поэтому определение местоположения производится исходя из условий оптимального осуществления контроля охраняемой территории.

Литература

1. Магауенов Р.Г. Системы охранной сигнализации: основы теории и принципы построения: Учебное пособие. – М.: Горячая линия -Телеком, 2004. – 367 с.
2. Годунов А.И., Шишков С.В., Юрков Н.К. Комплекс обнаружения и борьбы с малогабаритными беспилотными летательными аппаратами // Надежность и качество сложных систем. 2014. № 2 (6). С.62–70.
3. Лавров А.А., Антонов И.К. Многолучевые радиолокаторы. Борьба с дронами. – М.: Радиотехника, 2021. – 256 с.
4. Бондаренко А.П., Соколов К.С. Критерии выбора основных конструктивных и энергетических параметров РЛС на начальном этапе проектирования // Радиопромышленность. 2014. Вып. 1.С.5-17.
5. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. – М.: Радиотехника, 2015. – 440 с.

Жиганов С.Н., Ракитин А.В.

Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
s_zh_72@mail.ru

Методы построения ансамблей ФКМ-сигналов

В радиолоакторах с синтезированной апертурой вид зондирующего сигнала влияет на пространственное и радиометрическое разрешение, динамический диапазон и яркость ложных откликов на изображении. Существенным требованием при выборе зондирующих сигналов является требованием хороших характеристик авто и взаимно-корреляционных функций юбольших ансамблей сигналов при больших значениях баз.

В работе рассмотрена возможность применения существующих широкополосных сигналов для решения указанной задачи для существующих в настоящее время подходов к построению ансамблей фазо-кодманипулированных (ФКМ) сигналов одного из видов широкополосных сигналов.

Широкополосными (шумоподобными) (ШПС) являются сигналы, у которых произведение ширины спектра ΔF на их длительность T много больше единицы. Значения баз, рассматриваемых в работе ШПС, должны составлять до 10000.

Для обработки ШПС в радиосистемах применяется корреляционная обработка или согласованная фильтрация [1-4], поэтому на первый план в качестве характеристики «хороших» и «плохих» сигналов рассматривают автокорреляционную функцию сигналов. Поскольку отраженные от целей радиолокационные сигналы приобретают кроме задержки по времени, связанной с дальностью до обнаруживаемого объекта, имеют еще и сдвиг по частоте, который связан со скоростью его движения, поэтому полной характеристикой сигналов в радиолокации является функция, определяющая корреляцию сигнала от двух координат – временного сдвига по времени и частоте, которую называют функцией неопределенности.

Нормированная автокорреляционная функция сигнала определяется из соотношения

$$r(\tau) = \frac{1}{E} \int_{-T}^T u(t) \cdot u(t - \tau) dt, \quad (1)$$

где E – энергия сигнала, которая равна

$$E = \int_0^T u^2(t) dt. \quad (2)$$

Часто на практике необходимо рассчитывать взаимно корреляционную функцию сигналов, особенно в ситуациях, когда необходимо получить ансамбли сигналов с хорошими взаимно корреляционными свойствами. При условии, что энергии двух сигналов одинаковы, тогда нормированная взаимно-корреляционная функция сигналов $u_j(t)$ и $u_k(t)$ равна

$$r_{jk}(\tau) = \frac{1}{E} \int_{-T}^T u_j(t) \cdot u_k(t - \tau) dt. \quad (3)$$

Следует отметить, что если в выражении (3) $j = k$, то получим выражение (1).

Взаимная функция неопределенности двух сигналов $u_j(t)$ и $u_k(t)$ выражаются через комплексные огибающие сигналов и через их спектры следующим образом

$$R_{jk}(\tau, \Omega) = \frac{1}{2E} \int_{-T}^T U_j(t) \cdot \dot{U}_k(t - \tau) \cdot e^{i\Omega t} dt = \frac{1}{4\pi E} \int_{-\infty}^{\infty} G_j(\omega - \Omega) \cdot \dot{G}_k(\omega) \cdot e^{i\omega\tau} d\omega, \quad (4)$$

где τ – сдвиг по времени между сигналами, Ω – доплеровский сдвиг частоты. Если в выражении (4) $j = k$, то получим функцию неопределенности для одного сигнала.

Для функции неопределенности и корреляционной функции определяют следующие параметры – это

1. ширина главного лепестка по временной задержке τ или по доплеровскому сдвигу частот Ω . Ширина главного лепестка определяется, как правило, по уровню – 3 дБ от максимального значения, полученного при $\tau = 0$ для корреляционной функции или $\tau = 0$ и $\Omega = 0$ для функции неопределенности;
2. максимальный уровень бокового лепестка – это максимальное значение корреляционной функции или функции неопределенности за исключением глобального максимума при $\tau = 0$ и $\Omega = 0$;
3. интегральный уровень боковых лепестков;
4. равномерность распределения боковых лепестков в плоскости (τ, Ω) .

Построение ФКМ сигналов основано на том, что весь интервал его длительности T разбивается на N одинаковых подинтервалов τ_k , на которых начальная фаза сигнала принимает два или более фиксированных значений, изменяющихся по определенному закону. Наибольшее распространение получили ФКМ сигналы, у которых начальные фазы на подинтервалах принимают два значения – 0 или π . Для случая многофазных сигналов $\theta(t)$ принимает большее двух количество дискретных значений.

Длительность одного подинтервала (элементарного импульса) составляет величину $\tau_0 = T/N$. Ширина его спектра приближенно равна $F_0 = \frac{1}{\tau_0} = N/T$. База ФКМ сигнала в этом случае по определению равна

$$B = F_0 \cdot T = \frac{N}{T} \cdot T = N,$$

т.е. база равна количеству элементарных импульсов ФКМ сигнала.

В работе для построения ансамблей ФКМ сигналов рассмотрены М-последовательности, минимаксные последовательности, дополнительные последовательности, последовательности максимальной вероятности, минимаксные ФМ-сигналы (D-коды и E-коды), системы сигналов Уолша, производные системы сигналов, сегментные М-последовательности, циклические последовательности (последовательности Голда, Касами, бент-последовательности и последовательности Камелетдинова), составные последовательности, нелинейные последовательности.

Даны рекомендации по выбору ФКМ сигналов для их применения в системах дистанционного зондирования.

Литература

1. Варакин Л. Е. Теория систем сигналов. М., «Сов. радио», 1978. - 304 с.
2. Пестряков В.Б. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации. – М.: Советское радио, 1973. – 424 с.
3. Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. – М: Мир связи, 2007. – 488 с.
4. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.

Жиганова Е.А.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602245, г. Муром Владимирской обл., ул. Орловская, 23
zhiganova.el@gmail.com*

Фильтрующие устройства в автокомпенсаторе амплитудно-фазовых искажений

Фильтрующие устройства в трактах выделения амплитудных и фазовых искажений автокомпенсатора квадратурного усилителя мощности АК КУМ [1, 2], выполняют функцию фильтрации определенных составляющих, возникающих в цепях с обратной связью, которые могут привести к нежелательному возбуждению системы.

В данной работе была детально рассмотрена работа автокомпенсатора КУМ с тем, чтобы выявить основные требования, предъявляемые к его фильтрующим системам.

Как оказалось, для того, чтобы сигналы, формируемые трактами управления ТУС1 и ТУС2 в АК КУМ, содержали в полной мере информацию обо всех нежелательных колебаниях, возникающих в выходном сигнале устройства, необходимо, чтобы выходные сигналы фильтров содержали составляющую с частотой помехи и комбинационные составляющие, возникшие из-за воздействия сигнала помехи и собственных флуктуаций различных нелинейных устройств, входящих в схему.

Кроме того, известно, что в цепях обратной связи возникают высокочастотные составляющие, поэтому фильтрующие системы должны быть реализованы по типу фильтров нижних частот. С этой точки зрения, в трактах обработки амплитудной и фазовой составляющих в автокомпенсаторе установлены фильтры ФНЧа и ФНЧф, соответственно.

В работе [3] был разработан макет программы в среде MathCad для проведения математического моделирования АК КУМ, который позволяет оценить степени компенсации интермодуляционных колебаний автокомпенсатором при изменении частоты среза амплитудночастотной характеристики ФНЧ. Воспользовавшись этой программой рассчитали при определенных параметрах входных сигналов оптимальное значение частоты среза, при котором происходит наибольшая компенсация интермодуляционных колебаний.

Проведенное математическое моделирование показало, что, чем больше значение соотношения частоты среза амплитудной характеристики ФНЧ f_{cp} и расстройки помехового сигнала $\Delta f_{П}$ ($f_{cp}/\Delta f_{П}$), тем более эффективно работает автокомпенсатор. Другими словами, полоса пропускания фильтра нижних частот должна быть большой, чтобы в нее попали все комбинационные составляющие помехового сигнала, составляющие, вызванные собственными шумами устройства. В этом случае тракты управляющих сигналов сформируют более точные управляющие сигналы с тем, чтобы компенсировать их в выходном сигнале устройства.

Целесообразнее выбирать соотношения частот $f_{cp}/\Delta f_{П}$ близким к 50, потому что именно при приближении к этому значению происходит наибольшее подаление самых опасных нечетных разностных порядков интермодуляции. При этом коэффициент внутриволновых колебаний $K_{ВПК}$ составляет 20 %. При уменьшении значения соотношения частот $f_{cp}/\Delta f_{П}$ $K_{ВПК}$ начинает резко увеличиваться, а при увеличении - $K_{ВПК}$ уменьшается лишь на 2%.

Литература

1. Жиганова Е.А., Ромашов В.В. Нелинейное уравнение квадратурного усилителя мощности с автокомпенсацией интермодуляционных колебаний / Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвузовский сборник научных трудов / Под ред. В.В. Ромашова. – Гидрометеиздат, С.-Петербург, 2002. – С.189-194.
2. Жиганова Е.А. Разработка и исследование методов анализа и автоматической компенсации интермодуляционных колебаний в усилителях мощности ЧМ сигналов: Дис. ... канд. техн. наук. - Владимир, 2003. – 158 с.

3. Жиганова Е.А. Влияние частоты среза ФНЧ на степень уменьшения интермодуляционных колебаний / Материалы международной конференции «Инновации в обществе, технике и культуре» - часть 3 – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2008. – С. 14-16.

Иванов М.С., Грибанов И.Д.
 ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
 г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а
 point_break@rambler.ru

Исследование пропускной способности объединенной воздушно-космической сети радиосвязи с иерархическим принципом ретрансляции информационных потоков

В настоящее время в соответствии с перспективной концепцией построения систем связи специального назначения предполагается переход к много эшелонированному принципу построения объединенных систем связи Вооруженных сил (ВС) [1]. В работе представлены результаты оценки пропускной способности и времени задержки передачи трафика в информационном направлении связи (ИНС) для объединенной воздушно-космической сети связи (ОВКСС) с иерархическим принципом ретрансляции информационных потоков при ограничениях, которые соответствуют техническим характеристикам современных средств связи [2, 3]. Моделирование проводилось при следующих исходных данных:

- 1) базовая интенсивность информационного потока в сети воздушной радиосвязи (СВРС) составляет $\lambda = 1,2$ кбит/с;
- 2) количество абонентов СВРС $M = 1...20$, при этом каждый из абонентов генерирует трафик λ ;
- 3) пропускная способность каналов множественного доступа для СВРС равна $C = 48$ кбит/с, для спутниковой сети связи (ССС) – 13,3 кбит/с;
- 4) объемы пакетов в СВРС (D_{mes}) и СССР (D_{mes_ccc}) имеют равные значения – 256 бит;
- 5) коэффициенты настойчивости протокола множественного доступа в СВРС и СССР равны и имеют значения $K = K_{ccc} = 16$; максимальный радиус СВРС $d_{max} = 250$ км.

Результаты моделирования представлены на рисунках 1–4.

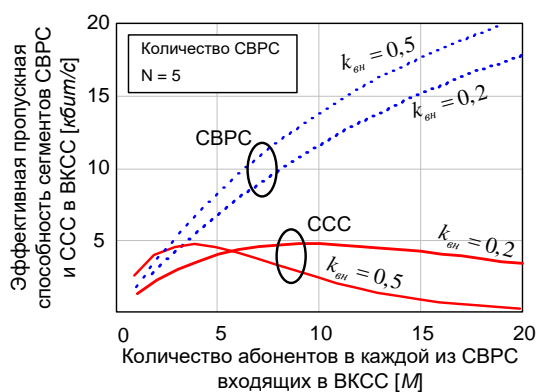


Рис. 1. Зависимость пропускной способности спутникового и воздушного сегментов ОВКСС с иерархическим принципом информационного обмена

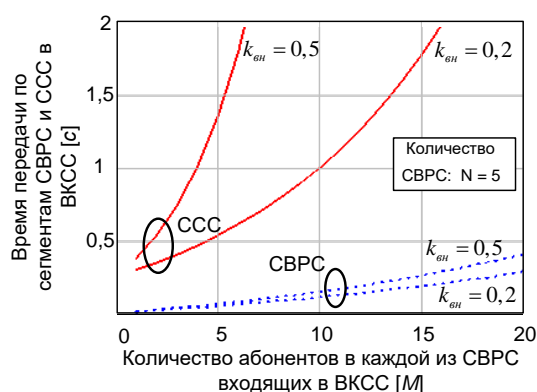


Рис. 2. Время передачи по спутниковому и воздушному сегментам ОВКСС с иерархическим принципом информационного обмена

Анализ результатов моделирования показал, ввиду того, что пропускная способность спутникового сегмента ОВКСС существенно ниже пропускной способности СВРС (рис. 1), то общая пропускная способность ИНС в ОВКСС определяется пропускной способностью именно СССР сегмента (рис. 3). Такой же вывод можно сделать и о времени задержки передачи сообщений в ИНС (рис. 2, рис. 4) – именно спутниковый сегмент ОВКСС определяет задержку передачи по ИНС.

Наиболее существенным фактором, определяющим QoS ИНС в ВКСС, является коэффициент внешнего трафика $k_{вн}$ (рис. 3). По мере роста доли трафика, ретранслируемого в другие СВРС, нагрузка на ССС увеличивается. С учетом того, что именно ССС является звеном в ИНС с наименьшей пропускной способностью, это приводит к резкому увеличению времени передачи сообщений по ИНС в ОВКСС (рис. 4), что не позволяет обслужить мультимедийный трафик (речь, видео, изображения, передаваемые в реальном времени), так как требуемое время задержки при его передаче не должно превышать 0,5...0,6 с.

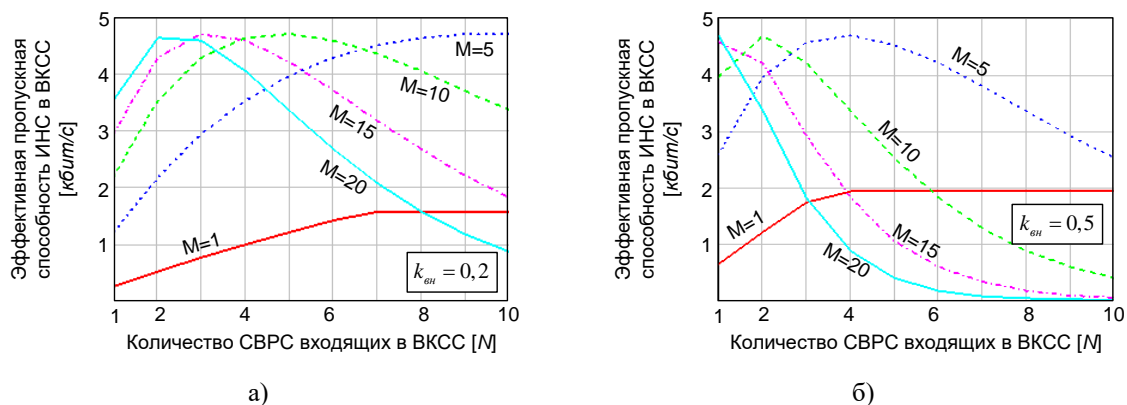


Рис. 3. Зависимость пропускной способности ИНС в ОВКСС с иерархическим принципом информационного обмена при различных значениях коэффициента внешнего трафика $k_{вн}$

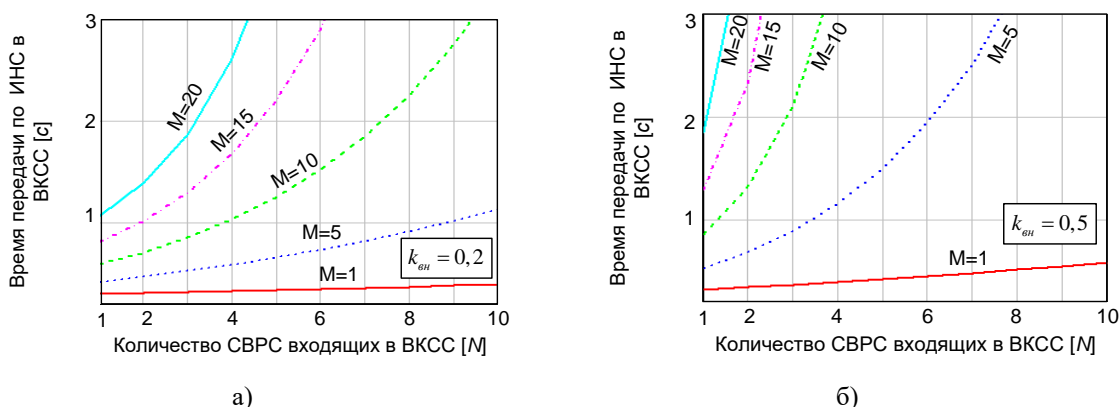


Рис. 4. Зависимость времени задержки передачи по ИНС в ОВКСС с иерархическим принципом информационного обмена при различных значениях коэффициента внешнего трафика $k_{вн}$

Фактически предельные возможности по структуре ОВКСС для передачи трафика реального времени ($T_m < 0,6$ с) – 4 СВРС, в каждой не более 5 абонентов по 1,2 кбит/с, при коэффициенте внешнего трафика $k_{вн} \leq 0,2$.

Литература

1. Макаренко С.И. Модели системы связи в условиях преднамеренных дестабилизирующих воздействий и ведения разведки. Монография. – СПб.: Научно-технические технологии, 2020. – 337 с.
2. Иванов М.С., Аганесов А.В., Макаренко С.И. Повышение пропускной способности объединенной воздушно-космической сети связи. Часть 1. Модели и методика повышения пропускной способности объединенной сети связи на основе использования Mesh-технологий // Системы управления, связи и безопасности. – 2022. – № 3. – С. 183–259.
3. Иванов М.С., Аганесов А.В., Макаренко С.И. Повышение пропускной способности объединенной воздушно-космической сети связи. Часть 2. Исследование пропускной способности объединенной сети, и разработка алгоритма распределения информационных потоков для маршрутизатора узла сети связи воздушного эшелона // Системы управления, связи и безопасности. – 2022. – № 3. – С. 260–285.

Иванов М.С., Грибанов И.Д.
 ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
 г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а
 point_break@rambler.ru

**Исследование пропускной способности объединенной
 воздушно-космической сети радиосвязи с децентрализованным принципом
 ретрансляции информационных потоков**

В статье приведены результаты исследований пропускной способности и времени задержки передачи в информационном направлении связи (ИНС) для объединенной воздушно-космической сети связи (ОВКСС) с децентрализованным принципом ретрансляции информационных потоков при ограничениях, соответствующим техническим характеристикам современных средств связи: 1) базовая интенсивность информационного потока в сети воздушной радиосвязи (СВРС) составляет $\lambda=1,2$ кбит/с; 2) количество абонентов СВРС $M=1...20$, каждый из абонентов генерирует трафик λ ; 3) пропускная способность каналов множественного доступа для СВРС равна $C=48$ кбит/с, для спутниковой сети связи (ССС) – 13,3 кбит/с; 4) объемы пакетов в СВРС (D_{mes}) и СССР ($D_{mes\ СССР}$) имеют значения – 256 бит; 5) коэффициенты настойчивости протокола множественного доступа в СВРС и СССР равны $K=K_{ССС}=16$; радиус СВРС $d_{max}=250$ км [1, 2].

Результаты моделирования (через СССР и через Mesh) представлены на рисунках 1–4.

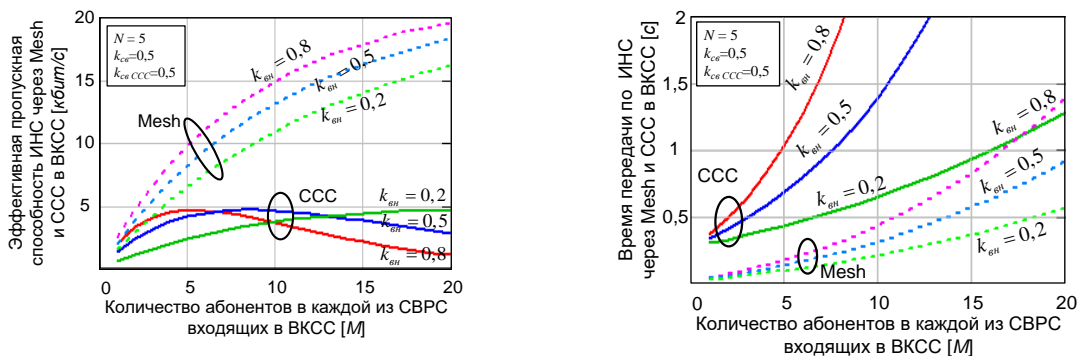


Рис. 1. Пропускная способность и время передачи по ИНС (через СССР и через Mesh) в ОВКСС с децентрализованным принципом информационного обмена (при различных M)

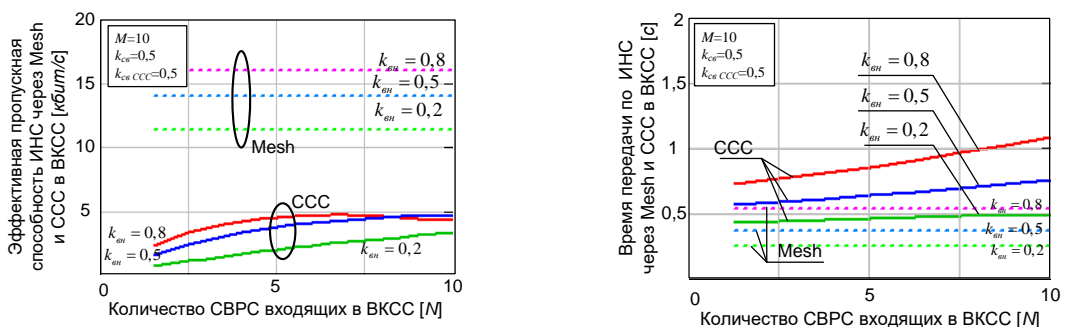


Рис. 2. Пропускная способность и время передачи по ИНС (через СССР и через Mesh) в ОВКСС с децентрализованным принципом информационного обмена (при различных N)

Важным фактором, определяющим QoS ИНС в ОВКСС, является коэффициент внешнего трафика k_{gh} . Использование Mesh-технологии объединений СВРС позволяет ретранслировать часть трафика в смежные СВРС (определяется $k_{gh\ СССР}$), существенно разгрузить спутниковый сегмент ОВКСС и снизить время передачи сообщений по ИНС.

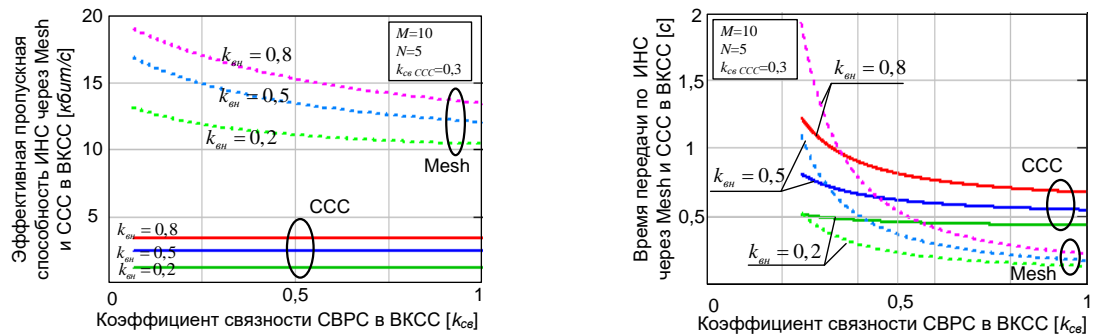


Рис. 3. Пропускная способность и время передачи по ИНС (через CCC и через Mesh) в ОВКСС с децентрализованным принципом информационного обмена при изменении связности СВРС

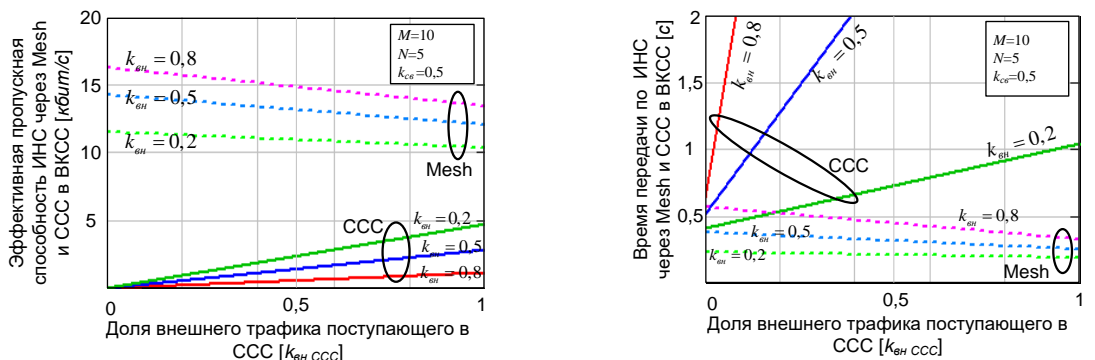


Рис. 4. Пропускная способность и время передачи по ИНС в ОВКСС с децентрализованным принципом информационного обмена при изменении доли трафика, поступающего в CCC

Эффективность применения Mesh-технологий определяется коэффициентом связности воздушных сетей $k_{св}$. Внедрение Mesh-технологии без модернизации оборудования авиационной радиосвязи и перехода на более скоростные каналы связи не позволит существенно изменить ситуацию с невозможностью построения ОВКСС ретрансляции трафика реального времени. Предельные возможности по структуре ОВКСС для передачи мультимедийного трафика ($T_m < 0,6$ с) при коэффициенте связности воздушного сегмента $k_{св} \geq 0,5:1$) до 10 СВРС, в каждой не более 10 абонентов по 1,2 кбит/с; при коэффициентах внешнего трафика $k_{вн} \leq 0,5$; $k_{вн_CCC} \leq 0,05$; при $k_{вн} \leq 0,2$, $k_{вн_CCC} \leq 0,05$; 2) до 5 СВРС, в каждой не более 12 абонентов по 1,2 кбит/с: при $k_{вн} \leq 0,5$, $k_{вн_CCC} = 0$; при $k_{вн} \leq 0,2$, $k_{вн_CCC} \leq 0,05$.

Использование Mesh-технологии позволит увеличить емкость ОВКСС и ее возможности по обслуживанию трафика реального времени, но возникает множество вариантов балансировки трафика между воздушным и спутниковым сегментами CCC, что требует разработки отдельной методики балансировки нагрузки сети.

Литература

1. Иванов М.С., Аганесов А.В., Макаренко С.И. Повышение пропускной способности объединенной воздушно-космической сети связи. Часть 1. Модели и методика повышения пропускной способности объединенной сети связи на основе использования Mesh-технологий // Системы управления, связи и безопасности. 2022. № 3. С. 183–259.
2. Иванов М.С., Аганесов А.В., Макаренко С.И. Повышение пропускной способности объединенной воздушно-космической сети связи. Часть 2. Исследование пропускной способности объединенной сети и разработка алгоритма распределения информационных потоков для маршрутизатора узла сети связи воздушного эшелона // Системы управления, связи и безопасности. 2022. № 3. С. 260–285.

Ирмагамбетов М.Н., Пастернак М.С.
ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а
irmagambetov@mail.ru

Радиолинии передачи командной информации как объекты радиоподавления

Команды управления ЛА, космического аппарата (КА) или управляемой ракеты (УР) передаются по линиям радиосвязи и командным радиолиниям управления (КРУ). Воздействие помех на КРУ может привести к ошибкам наведения, размыканию контура наведения и, в конечном итоге, к невыполнению боевой задачи [1]. Командно-программная информация, которая транслируется по КРУ, состоит из разовых команд, временных программ и специальных данных, предназначенных для бортовой ЭВМ. Важными требованиями, предъявляемыми к КРУ управления КА, является криптографическая защита, а также меры по обеспечению аутентичности сообщений. Высокие требования к достоверности передаваемой информации в условиях радиоэлектронного противодействия (РЭП), в результате потери КА ориентации и других причин требует применение КРУ проверочной обратной связи (решающей, информационной и комбинированной) [1].

Предназначенная для передачи на борт информация поступает в кодирующее устройство (кодер), где каждое k -е слово преобразуется в кодовую комбинацию. Сигнал, промодулированный по частоте или фазе кодовой комбинацией $\alpha_k(n, m)$, передается по прямому каналу КРУ на КА. На борту производится обратное преобразование сигнала: прием, демодуляция и декодирование. Если в процессе декодирования не были обнаружены ошибки или ошибки были исправлены, то бортовое решающее устройство пропускает выделенное слово потребителю информации и вырабатывает положительную квитанцию. Если ошибки обнаружены, но не исправлены, решающее устройство стирает принятое слово и формирует отрицательную квитанцию (содержит всего один бит информации). Избыточность кода может быть выбрана достаточно большой для достижения желаемой помехоустойчивости обратного канала КРУ. Сигнал, промодулированный по частоте/фазе кодовой комбинацией, по обратному каналу КРУ передается на Землю.

В наземной аппаратуре соответствующий квитанции сигнал принимается, демодулируется и из него выделяется кодовая комбинация, по которой в декодере находится значение самой квитанции. Если квитанция положительная, то управляющее устройство разрешает передачу следующего слова. При отрицательной квитанции оно вырабатывает сигнал на повторную передачу слова. Повторная передача слова производится также при отсутствии приема квитанции в течение заранее рассчитанного времени ожидания ее прихода.

Принципиальное отличие КРУ с информационной обратной связью от КРУ с решающей связью состоит в том, что в первом решение о правильности прохождения слова информации принимается на передающем конце (в наземной аппаратуре, а не в бортовой). Переданное с Земли слово на борту КА принимается, выделяется, записывается в оперативном записывающем устройстве (ОЗУ) и ретранслируется по обратному каналу на Землю. Принятое на Земле ответное слово сравнивается с ранее переданным. Если указанные слова совпали, то формируется и передается на борт разрешающая посылка, если нет – запрещающая посылка. Одновременно с формированием посылки в наземной аппаратуре выносится решение о готовности КРУ к передаче следующего слова или необходимости повторения данного слова.

В некоторых КРУ с информационной обратной связью производится уведомление наземной станции о приеме разрешающей посылки, которой, в частности, может служить ретрансляция по обратному каналу принятой на борту посылки. Если радиолиния работает без уведомления о приеме разрешающей (запрещающей) посылки, то длительность одного цикла передачи слова в рассмотренном КРУ уменьшается. Отказ от уведомления возможен при высокой достоверности передачи разрешающей (запрещающей) посылки для достижения которой придется применять корректирующие коды. В КРУ с информационной обратной связью необязательно использовать корректирующие коды, обнаруживающие ошибки. Отказ от корректирующих кодов, с одной стороны, приводит к упрощению бортовой аппаратуры и уменьшению длины передаваемых слов

вплоть до передачи только информационных символов. С другой стороны, при ретрансляции принятых сообщений по обратному каналу практически передается такой же объем информации, что и по прямому. Поэтому КРУ с информационной обратной связью следует применять, когда энергетический потенциал обратного канала по крайней мере не хуже, чем прямого.

В командно-измерительных системах (КИС) из-за большой мощности наземных передатчиков по сравнению с бортовыми это не выполняется: энергетический потенциал радиолинии Земля-КА оказывается выше потенциала радиолинии КА-Земля. Создание эффективных кодов и малогабаритной аппаратуры кодирования и декодирования наряду с указанной особенностью космических линий привело к тому, что в КИС используется преимущественно КРУ с решающей обратной связью [2].

Достоверность передаваемой КРУ оценивается вероятностью правильного прохождения слова, вероятностью пропуска слова и вероятностью прохождения ложного слова информации за данное время. После передачи по прямому каналу КРУ слова информации, произойдет одно из следующих событий: 1) с вероятностью $p_{\text{пп}}$ разовая команда (РК) будет принята правильно и выдана положительная квитанция $+K_B$; 2) с вероятностью $p_{\text{сб1}}$ при приеме произойдет сбой РК, но ошибка будет обнаружена и выдана отрицательная квитанция $-K_B$; 3) с вероятностью $p_{\text{сб2}}$ при приеме произойдет сбой РК, но ошибка не будет обнаружена и выдана положительная квитанция $+K_B$; 4) с вероятностью $p_{\text{нп}}$ при приеме произойдет сбой РК, но ошибка будет принята и, естественно, квитанция не будет выдана вообще.

Переданная по обратному каналу КРУ квитанция может быть принята правильно с вероятностью $q_{\text{пп}}$, трансформирована в квитанцию противоположного значения с вероятностью $q_{\text{тп}}$, либо не принята вовсе с вероятностью $q_{\text{нп}}$. Следует отметить, $q_{\text{пп}} + q_{\text{тп}} + q_{\text{нп}} = 1$, а также $p_{\text{пп}} + p_{\text{сб1}} + p_{\text{сб2}} + p_{\text{нп}} = 1$ [2].

В конце одного цикла передачи в КРЛ наступит одно из следующих состояний:

- передача закончилась при правильном прохождении РК с вероятностью $p(T_1) = p_{\text{пп}} \cdot q_{\text{пп}}$;
- передача закончилась без прохождения РК с вероятностью $p_{\text{пр}}(T_1) = p_{\text{сб1}} \cdot q_{\text{тп}}$;
- передача закончилась прохождением ложной РК с вероятностью $p_{\text{л}}(T_1) = p_{\text{сб2}} \cdot q_{\text{тп}}$;
- начинается повторная передача не прошедшей РК с вероятностью $p_{\text{пп}}(T_1) = p_{\text{сб1}}(q_{\text{пп}} + q_{\text{нп}}) + p_{\text{сб2}}(q_{\text{пп}} + q_{\text{нп}}) + p_{\text{нп}}$;
- начинается повторная передача уже прошедшей РК с вероятностью $p_{\text{лп}}(T_1) = p_{\text{пп}} \cdot (1 - q_{\text{пп}})$.

Отрицательные последствия «ложного повтора» передаваемого слова информации зависят от логики работы бортовой аппаратуры. Плохо, если одна и та же РК может вызывать разные действия, скажем, при нечетном числе прохождений включать, а при четном – выключать аппаратуру. Если же РК выполняет одно действие, то «ложный повтор» приводит лишь к задержке выдачи следующей команды. Если считать, что искажения информации в разных циклах передачи независимы, то приведенные вероятности можно легко пересчитать для произвольного k -го цикла (за время kT_1). Вероятность правильного прохождения команды за время kT_1

$$p = p(T_1) \cdot [1 - p_{\text{пр}}(T_1)]^{-1}. \quad (1)$$

Аналогично может быть определена вероятность пропуска РК

$$p_{\text{пр}} = p_{\text{пр}}(T_1) \cdot [1 - p_{\text{пр}}(T_1)]^{-1}, \quad (2)$$

а также вероятность прохождения ложной РК

$$p_{\text{л}} = p_{\text{л}}(T_1) \cdot [1 - p_{\text{пр}}(T_1)]^{-1}. \quad (3)$$

Для современных КРУ КИС вероятность правильного прохождения РК с первого раза $p(T_1) > 0,995$; вероятность пропуска РК не превышает 10^{-6} , а вероятность прохождения ложной РК $p_{\text{л}} < 10^{-9} \dots 10^{-6}$.

В заключение отметим, что важной особенностью радиоэлектронного подавления КРУ в том, что источник полезного сигнала и источник преднамеренных помех зачастую находятся по отношению к подавляемому приемнику примерно в одинаковых условиях.

Литература

1. Леньшин А.В. Бортовые комплексы радиоэлектронной борьбы: учебник. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2023. – 636 с.
2. Перунов Ю.М., Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба в космосе: монография. – М.: Вологда: Инфра-Инженерия, 2023. – 348 с.

Калина Н.С., Коротков А.С.
 ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
 г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а
 nik.kalina.99@mail.ru

Определение основных параметров системы технического обслуживания бортовых комплексов средств связи

Анализ боевых действий в локальных войнах и специальных операций, тенденций развития современных средств вооруженной борьбы свидетельствует о постоянном возрастании роли ВВС в завоевании господства в воздухе и решении задачи авиационной поддержки войск. Применение российского вооружения на практике дало возможность выявить и проанализировать все недостатки и начать его модернизацию. Бортовая радиоэлектронная аппаратура (РЭА) должна обладать высокой надежностью. В первую очередь это касается бортовых радиоэлектронных систем летательных аппаратов (ЛА) нового поколения, в том числе бортовых комплексов средств связи (БКСС) и канала передачи информации. В современных БКСС (например, С-107, С-108, С-111, С-112, БКС-29 и др.) используются высокоскоростные магистрали для передачи информации в едином цифровом формате, перепрограммируемая платформа позволяет хранить и записывать различные алгоритмы работы [1]. БКСС осуществляет автоматизированный контроль работоспособности аппаратуры, результаты которого передает в информационно-управляющую систему и регистратор полетной информации ЛА.

Надежность БКСС характеризует свойство БКСС обеспечивать передачу информации (сообщений) с сохранением требуемых показателей в заданных пределах в течение заданной наработки на отказ. Причиной отказов средств связи из состава БКСС является множество взаимосвязанных факторов, но основные из них в большинстве случаев связаны с ошибками диагностирования БКСС. Важнейшей проблемой сегодня становится обеспечение заданных показателей надежности БКСС. Одной из актуальных задач при разработке и проектировании БКСС является задача обоснования и обеспечения требований по надежности составных элементов БКСС [2]. Одним из направлений поддержания надежности РЭА является своевременная организация работ в системе технического обслуживания и ремонта (ТО и Р).

В воинских частях ВВС (ВКС) МО РФ проводится планомерная работа по построению обновленной схемы войскового ремонта (ВР), ведется пересмотр подходов к организации ТО и Р цифровых БКСС, поступающих на вооружение. Разработаны предложения по построению и организации ВР, в системе ТО и Р на всех стадиях эксплуатации перспективных БКСС.

Структурная схема комплекса БКС-29 приведена на рисунке 1 [3].

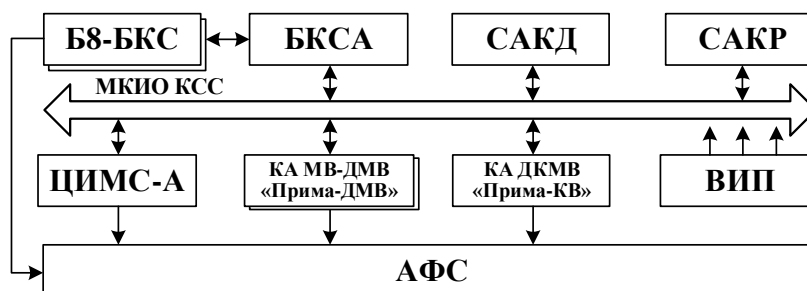


Рис.1. Структурная схема комплекса БКС-29

На рис. 1 введены обозначения: Б8-БКС – объединенный пульт управления; БКСА – блок коммуникации специальной аппаратуры; САКД, САКР – спецаппаратура криптозащита данных и речи соответственно; ЦИМС-А – цифровой интегрированный модуль связи; КА МВ-ДМВ «Прима-ДМВ» – каналообразующая аппаратура МВ-ДМВ диапазона радиостанции «Прима-ДМВ»; КА ДКМВ – каналообразующая аппаратура ДКМВ диапазона радиостанции «Прима-КВ»; АФС – антенно-фидерная система; ВИП – вторичный источник питания.

При решении вопроса организации эксплуатации и ТО БКСС необходимо определить наиболее целесообразную систему технической эксплуатации. Более конкретно задача заключается в выборе одной из трех основных систем ТО: 1) ТО с контролем параметров; 2) ТО с контролем уровня надежности; 3) ТОН (ТО по наработке). При организации ТОС возникает задача – выбора минимально необходимого числа контролируемых параметров, несущих достаточную информацию о состоянии БКСС

Предлагаемый алгоритм выбора системы ТО БКС-29 самолета МиГ-35 представлен на рисунке 2.

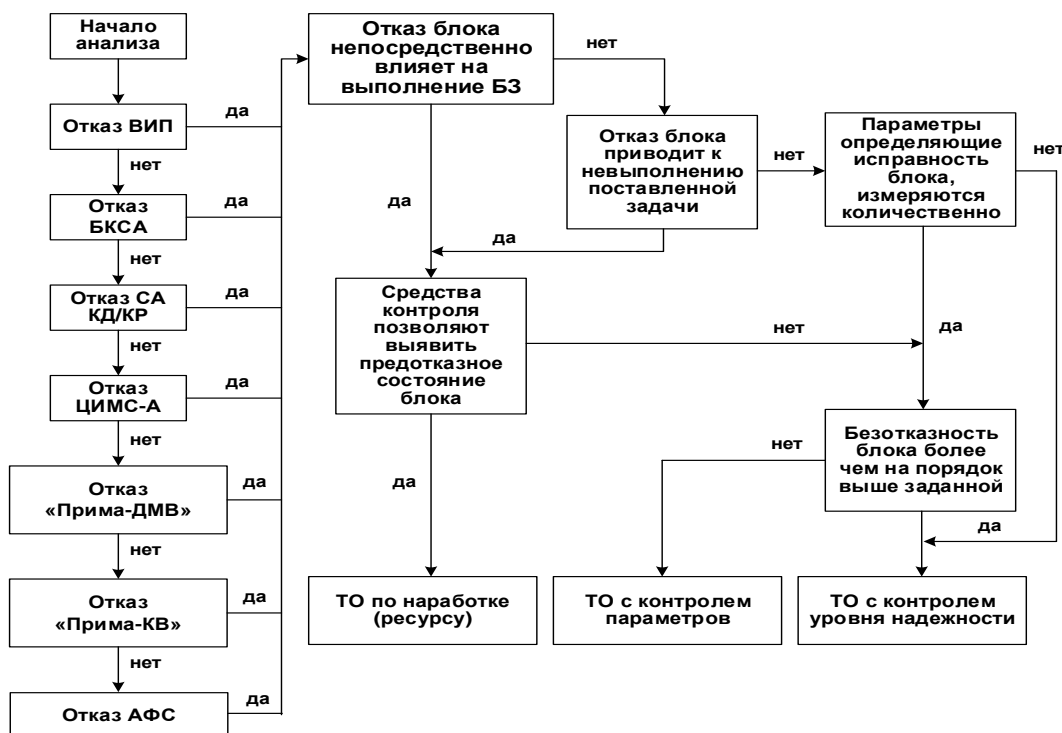


Рис. 2. Алгоритм выбора системы технического обслуживания БКС-29

Необходимо обосновать методический подход к расчету показателей системы ТО и Р, необходимый для прогнозирования количества отказов, расчета времени восстановления отказавшего оборудования, учитывающий особенности и тип аппаратуры БКСС, интенсивности ее эксплуатации.

В настоящее время при эксплуатации РЭО, как правило, наиболее распространенной является комбинированная (планово-предупредительная) система ТО, которой в основном присущи признаки стратегии ТО по наработке, но имеются элементы и других базовых систем. В частности, для всех блоков БКС-29 следует использовать ТО с контролем параметров, т.к. данная стратегия обеспечивает высокую безотказность.

Литература

1. Бортовые радиоэлектронные системы. Основы построения: учебное пособие / А.В. Леньшин, Н.М. Тихомиров, С.А. Попов; под ред. А.В. Леньшина. – 2 изд., перераб. и доп. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2021. – 486 с.
2. Леньшин А.В., Лебедев В.В. Методологические аспекты оценки надежности авиационных систем радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты // Телекоммуникации. – 2020. – № 4. – С. 8–15.
3. Скрипник И.В. Опыт разработки и направления развития радиосвязного оборудования для пилотируемой и беспилотной авиации // Электросвязь. – 2022. – № 3. – С. 24–29.

Калина Н.С., Пастернак М.С.
 ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
 г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а
 nik.kalina.99@mail.ru

Системы спутниковой радиосвязи как объекты радиоэлектронной борьбы

Одними из наиболее развивающихся систем связи являются космические системы связи и передачи данных (КСС) относятся к объектам критической информационной инфраструктуры и используются во всех звеньях управления вооруженными силами, войсками и оружием. КСС используют надежно защищенные каналы информационного обмена. Важнейшими качествами КСС являются глобальный обхват абонентов и способность обеспечивать оперативное информационное взаимодействие абонентов в любых точках земного шара. В зависимости от используемых орбит КСС можно классифицировать на системы с космическими аппаратами (КА) на геостационарных (GEO), низкоорбитальных (LEO), средневысотных (MEO) и эллиптических (HEO) орбитах. Основные характеристики систем связи в зависимости от типа используемых орбит приведены в таблице 1 [1].

Таблица 1. Основные характеристики систем связи в зависимости от типа используемых орбит

Показатель	GEO	MEO	LEO
Кол-во КА в орбитальной группировке	3	8...12	48...66
Зона покрытия одного КА (угол видимости), % от поверхности Земли	34	25...28	5...7
Время пребывания КА в зоне радиовидимости	24 ч	1,525...2 ч	10...15 мин
Задержка при передаче речи, мс			
региональная связь	500	80...130	25...70
глобальная связь	600	250...400	170...300
Относительный макс/доплеровский сдвиг	$6 \cdot 10^{-8}$	$6 \cdot 10^{-6}$	$(1,8...2,4) \cdot 10^{-5}$
Угол радиовидимости КА на границе зоны обслуживания, град	5	15...25	10...15

В настоящее время основными КСС военного назначения в США являются MilStar (Military Strategic and Tactical Relay), WGS (Wideband Global Satcom), UFO (Ultra High Frequency Follow-On) и DSCS (Defense Satellite Communication System), AEHF (Advanced Extremely-High-Frequency). Аппаратура системы MilStar поддерживает режим низкой скорости передачи информации и позволяет осуществлять защищенную речевую связь. Кроме того, КА MilStar оснащаются бортовой аппаратурой передачи информации со средней и высокой скоростями. Аппарат несет две антенны, которые позволяют реализовать режим пространственной компенсации преднамеренной помехи. Система DSCS, как возможная замена системы MilStar, предназначена для обеспечения информационного обмена в звене высшего военно-политического руководства и командования с объединениями, соединениями, частями всех видов и родов войск ВС США.

Технические решения, используемые при создании КА глобальной системы DSCS развиваются и совершенствуются. Так спутники-ретрансляторы нового поколения WGS несут усовершенствованную аппаратуру связи и передачи данных с пропускной способностью каналов связи и передачи данных не менее 2,2 Гбит/с за счет дополнительных ретрансляторов миллиметрового диапазона, предусматривается одновременное использование частот за счет пространственного и поляризационного разделения каналов. Орбитальная группировка аппаратов КСС включает КА серии UFO. Она состоит из четырёх пар активно функционирующих аппаратов и находящейся на орбите резервной пары. Имеется 20 каналов

миллиметрового диапазона. Такая структура реализует возможность подключения по командам с пункта управления канальной аппаратуры к антеннам с разной шириной луча.

Система КСС миллиметрового диапазона АЕНФ обеспечивает более безопасную, устойчивую и высокоскоростную по сравнению с системой MilStar глобальную связь. Система АЕНФ состоит из трех сегментов – космического, пользовательского и наземного. Космический сегмент представляет собой орбитальную группировку из 4...6 КА на геостационарной орбите обеспечивающую глобальное покрытие. Отдельные КА АЕНФ в орбитальной группировке объединяются в единую систему за счёт использования меж спутниковых линий связи. Наземный сегмент системы предназначен для управления аппаратами на орбитах, контроля их оперативно-технического состояния и обеспечения планирования и управления системой связи. Этот сегмент строится по схеме многократного резервирования и включает комплекс стационарных и мобильных станций управления.

Скорость обмена данными в системе АЕНФ в 5 раз превышает скорость обмена в системе MilStar, что позволяет передавать пользователям целеуказания и видеоизображение высокого разрешения от БЛА и КА разведки в реальном масштабе времени. Межспутниковые линии (каждый КА связан с двумя соседними) работают в миллиметровом V-диапазоне частот (60 ГГц).

В комплексе КА АЕНФ реализована обработка сигналов на борту, что обеспечивает высокую помехозащиту и оптимизацию использования бортовых ресурсов [2], системную гибкость при обслуживании различных потребителей наземного, морского и воздушного базирования.

В космических командно-информационных системах связи и передачи данных (КССПД), а также управления КА в качестве объектов РЭБ могут выступать как бортовые, так и наземные комплексы управления (БКУ и НКУ). Обмен информацией между этими комплексами осуществляется командно-измерительной системой (КИС). Обмен возможен как непосредственно с наземной станцией КИС при полете КА в зоне видимости, так и через спутник-ретранслятор, одновременно видимый с КА и станцией КИС. Кроме того, для обмена информацией БКУ и НКУ управления как правило используется радиолиния, специально предназначенная для передачи и приема как команд управления, так и программ, управляющих работой бортовых систем КА.

Подавление системы управления группировкой КА связи и передачи данных представляется особенно важной задачей борьбы с КСС [1, 2]. В ретранслятор СР входят аппаратура межспутниковых линий (СР-КА и КА-СР), способная обеспечить связь с несколькими КА, и аппаратура магистральных линий (Земля-СР, СР-Земля), связывающая СР с одной из наземных станций КИС. Эти КИС предназначены для ретрансляционного управления КА. Центр управления полетом является главным органом наземного управления КА. С одной стороны, он связан со специальным центром управления, планирующим использование КА по целевому назначению, а с другой – через линии связи и КИС с бортовым комплексом управления самого КА. Для уменьшения числа наземных пунктов, необходимых для управления низкоорбитальными ИСЗ, при существенном увеличении оперативности и достижении глобальности управления является использование геостационарных СР. С одного СР видно около половины всей области околоземного космического пространства, в котором могут находиться ИСЗ-абоненты космической информационной системы. В то же время видимая с одной станции КИС относительная часть q области космического пространства, в которой может находиться ИСЗ с высотой круговой орбиты H , составляет

$$q = \frac{H}{2(R_0 + H)}, \quad (1)$$

где R_0 – радиус Земли.

Три равномерно расположенных на орбите в плоскости экватора геостационарных СР обеспечивают глобальность охвата земной поверхности (кроме полярных областей). Практически реальная группировка содержит больше аппаратов. При этом можно обеспечить практически глобальное управление всеми низкоорбитальными ИСЗ из одной группы.

Литература

1. Леньшин А.В. Бортовые комплексы радиоэлектронной борьбы: учебник. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2023. – 636 с.

2. Перунов Ю.М., Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба в космосе: монография. – М.: Вологда: Инфра-Инженерия, 2023. – 348 с.

Коротков А.С., Леншин А.В.
 ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
 г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а
 andrey-lenshin@yandex.ru

Функциональные модели синтезаторов частот с каналами автокомпенсации помех импульсно-фазового модулятора

Динамика ведения современных войн и вооруженных конфликтов выдвигает особые требования к процессу обмена данными, от которого может зависеть исход как сражения, так и выполнения боевой задачи. В современных бортовых средствах радиосвязи (БСР) чистоту спектра сигнала позволяет обеспечить импульсно-фазовая автоподстройка частоты (ИФАПЧ), широко применяемая в синтезаторах частот (СЧ), осуществляющих частотную модуляцию (ЧМ) [1]. Применение современных сигнально-кодовых конструкций и цифровых методов модуляции приводит к ужесточению требований к качественным характеристикам передаваемого сигнала.

СЧ с импульсно-фазовым модулятором (ИФМ) используются в БСР в качестве возбудителей радиопередающих устройств. В СЧ с модуляцией (ЧМ2, ЧМ3) наибольший вклад в искажения вносят паразитные приращения фазы выходного сигнала ИФМ, включенного в опорный канал (ЧМ2) либо в цепь обратной связи (ЧМ3). Величина паразитной фазовой (ПФМ) и частотной (ПЧМ) модуляции может быть соизмерима с полезным приращением фазы импульсов на выходе ИФМ, что недопустимо [2]. Авторами предложены решения по построению СЧ с модуляцией ЧМ2, ЧМ3 и каналами автокомпенсации помех (КА) ИФМ. Функциональная модель СЧ с косвенной модуляцией ЧМ2 и КА помех ИФМ, использующим импульсно-фазовый детектор (ИФД) в цепи управления ИФАПЧ, показана на рисунке 1.

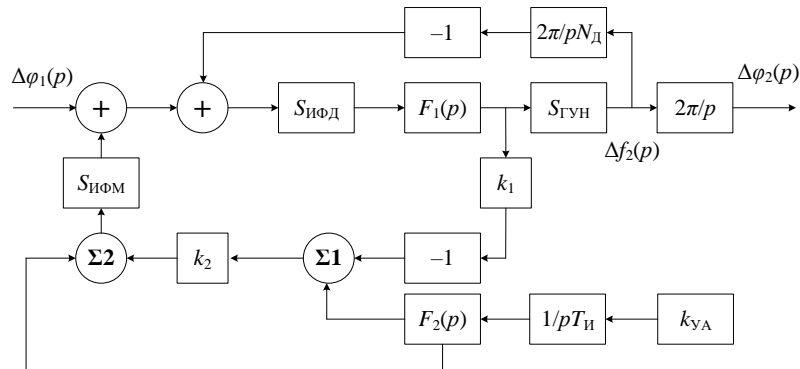


Рис. 1. Функциональная модель СЧ с косвенной модуляцией ЧМ2 и КА помех ИФМ, использующим ИФД в цепи управления ИФАПЧ

Для функциональной модели передаточная функция (ПФ) «частота–фаза», полученная с применением аппарата непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ), имеет вид

$$H_{f-\varphi}(p) = \frac{\Delta f_2(p)}{\Delta \varphi_1(p)} = \frac{S_{\text{ИФД}} S_{\text{ГУН}} F(p)}{1 + S_{\text{ИФД}} S_{\text{ИФМ}} F(p) k} \cdot \left[1 + \frac{2\pi}{p N_{\text{д}}} \cdot \frac{S_{\text{ИФД}} S_{\text{ГУН}} F(p)}{(1 + S_{\text{ИФД}} S_{\text{ИФМ}} F(p) k)} \right]^{-1}, \quad (1)$$

где $S_{\text{ИФД}}$, $S_{\text{ИФМ}}$, $S_{\text{ГУН}}$ – крутизна характеристики ИФД, ИФМ и генератора, управляемого напряжением, (ГУН); $F(p)$ – передаточная функция ФНЧ; $N_{\text{д}}$ – коэффициент деления дробного делителя частоты (ДДПКД); k – коэффициент усиления усилителя постоянного тока.

Учитывая, что $T_{\text{PLL}} = N_{\text{д}} / 2\pi S_{\text{ИФД}} S_{\text{ГУН}}$ – постоянная времени ИФАПЧ, $N = k S_{\text{ИФД}} S_{\text{ИФМ}}$ – коэффициент регулировки КА, получаем нормированную ПФ «частота–фаза»

$$H_{f-\varphi}^{\text{н}}(p) = p T_{\text{PLL}} \left[1 + \frac{p T_{\text{PLL}}}{F(p) \cdot H_{\text{АК}}(p)} \right]^{-1}, \quad (2)$$

где $H_{AK}(p) = [1 + N \cdot F(p)]^{-1}$ – передаточная функция канала автокомпенсации.

Нормированная ПФ «фаза–фаза» с учетом приведенных выше рассуждений имеет следующий вид

$$H_{\Delta\varphi}^H(p) = \frac{\Delta\varphi_2(p)}{\Delta\varphi_1(p)} = \frac{2\pi}{p} \cdot \frac{N_{\text{д}}}{2\pi \cdot T_{\text{PLL}}} \cdot \frac{F(p)H_{AK}(p)pT_{\text{PLL}}}{p \cdot T_{\text{PLL}} + F(p)H_{AK}(p)} = \left[1 + \frac{pT_{\text{PLL}}}{F(p) \cdot H_{AK}(p)} \right]^{-1}. \quad (3)$$

Функциональная модель СЧ с модуляцией ЧМЗ и КА помех ИФМ, включенного в цепь обратной связи между ДДПКД и ИФД, представлена на рисунке 2.

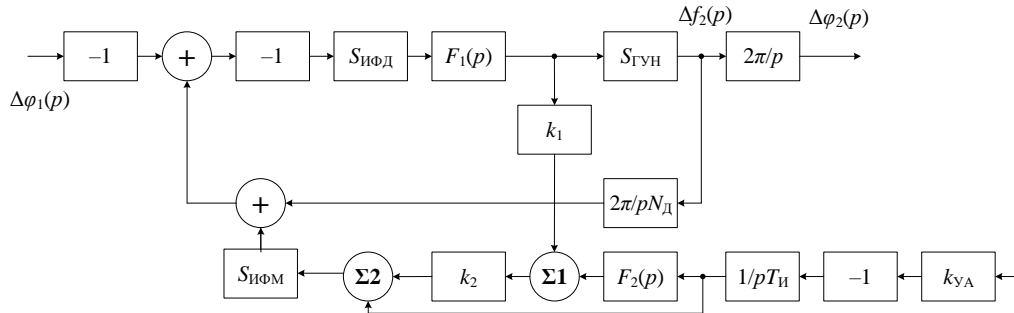


Рис. 2. Функциональная модель СЧ с косвенной модуляцией ЧМЗ и КА помех ИФМ, включенного в цепь обратной связи между ДДПКД и ИФД

По аналогии нормированные ПФ функциональной модели СЧ (рис. 2) «частота–фаза»

$$H_{f-\varphi}^H(p) = \frac{-pT_{\text{PLL}} \cdot H_{\text{ККЗ}}(p)}{pT_{\text{PLL}} - H_{\text{ККЗ}}(p)}, \quad (4)$$

где $H_{\text{ККЗ}}(p) = \frac{-F_1(p)S_{\text{ИФД}}}{1 + F_1(p) \cdot [E - N_{\text{P3}}(p) - N_{\text{P4}}(p) \cdot F_2(p)]}$ – передаточная функция (ПФ) КА искажений СЧ с ЧМЗ; $N_{\text{P3}}(p) = L/p$, $N_{\text{P4}}(p) = J/p$ – коэффициенты регулировки КА, $L = S_{\text{ИФМ}}S_{\text{ИФД}}k_{\text{УА}}/T_{\text{и}}$, $J = S_{\text{ИФМ}}S_{\text{ИФД}}k_2k_{\text{УА}}/T_{\text{и}}$, $E = S_{\text{ИФМ}}S_{\text{ИФД}}k_1k_2$.

Нормированная ПФ «фаза–фаза» имеет следующий вид

$$H_{\Delta\varphi}^H(p) = \frac{\Delta\varphi_2(p)}{\Delta\varphi_1(p)} = \frac{-H_{\text{ККЗ}}(p)}{pT_{\text{PLL}} - H_{\text{ККЗ}}(p)}. \quad (5)$$

В работе были получены функциональные модели СЧ с КА помех ИФМ, в цепи управления ИФАПЧ и в цепи обратной связи между ДДПКД и ИФД, с использованием аппарата НКЛФ найдены ПФ в операторной форме КА СЧ с косвенными методами ЧМ2 и ЧМ3. В дальнейшем будут проанализированы частотные компенсационные и динамические характеристики КА ПФМ и ПЧМ, определены условия устойчивости предложенных моделей.

Литература

1. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. – М.: Радио и связь, 2004. – 210 с.
2. Сидорчук В.П., Коротков А.С. Устройства формирования модулированных сигналов с использованием фазовых модуляторов с коррекцией амплитудных и фазовых искажений // Актуальные проблемы развития вооружения и военной авиационной техники (вертолетов): сборник материалов III Международной военно-научной конференции, посвященной памяти конструкторов вертолетов М.Л. Миля и Н.И. Камова / Под ред. Ю.А. Савченко. – Киров: Изд-во МЦИТО, 2022. – С. 194–199.

Костров В.В.¹, Толстов Е.Ф.²¹Муромский институт (филиал)Владимирского государственного университета
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
602264 г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23²АО «Аэрокон»140187 г. Жуковский, Московская обл., ул. Жуковского, 1
kostrov.46@mail.ru

Алгоритмы преобразования Радона и методика их применения для обнаружения нитевидных точечных объектов в РСА

К одной из основных тенденций развития современных радиолокационных систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) относится увеличение пространственной разрешающей способности [1]. Даже для радиолокаторов с синтезированием апертуры антенны (РСА) микро и мини космических аппаратов (КА) основной задачей считается повышение информативности и достижение предельного разрешения 0,125...0,25 м [2]. Такое повышение разрешающей способности делает технологии РСА конкурентно способными с оптическими методами, поэтому для подобных космических и авиационных комплексов применяется термин «система радиовидения».

Применение технологий радиовидения и получение высокодетальных радиолокационных изображений (РЛИ) существенно повышает информативность систем зондирования. Поэтому интерес к этим уникальным, и в то же время – информативным средствам в последние годы заметно возрастает. Среди важных народнохозяйственных задач, которые решаются с помощью РСА космического базирования, можно выделить мониторинг земной поверхности, мониторинг поверхностей океанов, морей и рек, гидрологический и океанографический мониторинг и т.п. Как видим, объектов наблюдения много, они разнообразны, но можно выделить специфический класс нитевидных объектов. К нему относятся протяженные объекты, у которых размер в сечении соизмерим с элементом разрешения, а в ряде случаев – менее элемента разрешения. Сюда могут быть причислены железнодорожные пути, газо- и нефте- проводы, линии электропередач, шоссе, взлетно-посадочные полосы, канатные дороги, протяженные мосты. Попутно с такими объектами могут возникать объекты в виде цепочки яркостных отметок. Такая ситуация возникает, например, при наблюдении линий электропередач с металлическими опорами, когда провода дают менее мощный сигнал, чем опоры. Аналогичные цепочечные изображения дают движущиеся машины, которые на первичных РЛИ располагаются рядом с шоссе.

Основные задачи, решение которых возлагается на системы радиовидения, остаются прежними, традиционными для радиолокации – обнаружение, определение местоположения объектов, измерение скорости, дальности или угловой координаты. Вместе с тем при обработке и дешифрировании изображений все более востребованной становится автоматизированная и автоматическая обработка, которая максимально снижает субъективный фактор, вносимый оператором.

В данной работе с точки зрения автоматизации процесса обработки рассматривается задача обнаружения на РЛИ нитевидных протяженных объектов, конфигурация которых близка к прямой линии.

Предполагаем, что изображение представляет собой смесь $f(x, y)$ фонового $g(x, y)$ и широкополосного шумов $n(x, y)$ с сигналом $s(x, y)$ и описывается моделью

$$f(x, y) = g_0 + s(x, y) + g(x, y) + n(x, y),$$

где g_0 – постоянная составляющая яркости, обеспечивающая положительное значение яркости. В ландшафтных сценах эта модель описывает локально-однородное поле случайных значений яркости. Статистическая неоднородность вызвана медленно меняющейся детерминированной составляющей. Поэтому при обработке таких сцен сегментация

производится с целью формирования локально-однородной в статистическом плане областей («лес», «поле», «водоем» и др.)

Функция $s(x, y)$ изображения объекта, как и функция $g(x, y)$ фона, является детерминированной функцией или реализацией случайного поля. Эти функции всегда имеют различные первые моменты, т.е. разные средние яркости. Поэтому переход от одной функции к другой, т.е. от фона к объекту или от объекта к фону, всегда сопровождается скачком яркости, расположенным в области границы фон-объект.

Отношение правдоподобия может быть определено оценочно-корреляционно-компенсационным методом

$$\Lambda_T = \exp \left(\iint_T (\hat{s}_t + (\hat{g}_{1t} - \hat{g}_{0t})) N^{-1} (f - \hat{g}_{0t}) dx dy - \frac{1}{2} \iint_T (\hat{s}_t + (\hat{g}_{1t} - \hat{g}_{0t}))^2 dx dy \right),$$

где оценки \hat{s}_t, \hat{g}_{1t} вычисляются в предположении о наличии сигнала; \hat{g}_{0t} – об отсутствии сигнала; $f(x, y)$ – наблюдаемое изображение, полученное в результате пространственной дискретизации непрерывного поля, T – область интегрирования на изображении; t – текущие координаты (x, y) .

Задача заключается в принятии обоснованного решения о том, что входной сигнал $f(t)$ представляет собой смесь шумов и импульса $s(t)$ (гипотеза H_1), либо только шумы и фон (гипотеза H_0). Анализ алгоритмов обнаружения нитевидных объектов на основе отношения правдоподобия показывает, что основным недостатком таких алгоритмов является неопределенность относительно области интегрирования (накопления) корреляционной статистики. Действительно, на реальных снимках протяженность объекта неизвестна, поэтому в отношении области интегрирования наблюдается некоторый субъективизм и влияние опыта работы оператора. Если выбранная область меньше протяженности объекта, то энергия сигнала будет недоиспользована, а вероятность правильного обнаружения будет снижаться. Целесообразно иметь инструмент обработки сигналов, который будет инвариантен к протяженности объекта.

Одним из таких важных инструментов математического аппарата обработки радиолокационных (РЛИ) и оптических изображений является преобразование Радона [3]. Данное преобразование в своем первоначальном варианте приспособлено для анализа прямых линий, поэтому следует ожидать, что при обработке изображений с нитевидными объектами его применение даст положительный эффект. В настоящее время появилось много различных обобщений и модификаций преобразования Радона, например, преобразование Хафа [4-6], которое в данном приложении дает аналогичные результаты.

Преимущество преобразования Радона заключается в том, что оно преобразует двумерную задачу в одномерную. Преобразование Радона $R(k, b)$ непрерывной функции $f(x, y)$ вычисляется путём интегрирования (сложения) значений $f(x, y)$ вдоль наклонной линии. Уравнение прямой линии $y = kx + b$, а угол наклона α определяется соотношением $\alpha = \arctg(y/x)$. Для такого определения преобразования Радона при помощи δ -функции Дирака можно записать

$$R(k, b) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y) \delta(y - kx - b) dx dy.$$

Необходимо отметить, что преобразование Радона, или $R(k, b)$ -преобразование, обладает некоторыми свойствами, очень важными для работы с изображениями, такими как свойство линейности, сдвига и масштабирования [3].

Рассмотрим несколько элементарных примеров по преобразованию отдельных достаточно простых геометрических элементов: точки и прямой линии.

Для точечного объекта с координатами (x^*, y^*) изображение можно записать в виде $f(x^*, y^*) = \delta(x - x^*) \delta(y - y^*)$. В этом случае получим преобразование Радона для точечного объекта $R(k, b) = \delta(b - y^* + kx^*)$. Таким образом, преобразование Радона точки в координатах

(k, b) имеет вид прямой (рис. 1) $b = -kx^* + y^*$, где координаты точки (x^*, y^*) выступают как постоянные величины. В данном случае энергия точки распределяется по линии с одинаковым значением.

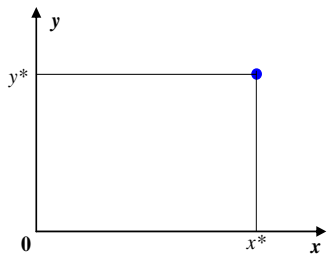


Рис. 1 – Преобразование точечного объекта

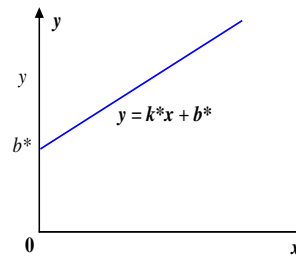
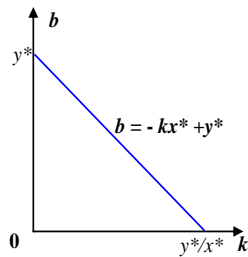


Рис. 2 – Преобразование Радона прямой линии

Этот вывод является достаточно общим, поскольку любая функция на плоскости может быть представлена в виде взвешенной суммы (интеграла) множества точек. Отсюда также следует вывод о том, что функция, отличающаяся от линейной, отобразится прямыми с разными углами наклона, т.е. будет представлять пучок прямых линий.

Для объекта, который является прямой линией $y = kx + b$, получим $f(x, y) = \delta(y - \tilde{k}x - \tilde{b})$.

Преобразование Радона в этом случае $R(k, b) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta((k - \tilde{k})x + b - \tilde{b}) dx$.

В данном случае точка (k^*, b^*) на плоскости Радона сконцентрировала всю энергию анализируемой линии (рис. 2). Это важное свойство преобразования Радона может быть использовано для фильтрации линий в широкополосных шумах и для повышения отношения сигнал-шум.

Поскольку радиолокационные изображения в современных РСА задаются на сетке координат, то для использования преобразования Радона и цифровой обработки РЛИ необходимо провести дискретизацию основного соотношения преобразования. Самый простой способ – линейная дискретизация значений x и y с равномерным шагом

$$x = x_m = x_{\min} + m\Delta x, \quad m = \overline{0, M-1}, \quad y = y_n = y_{\min} + n\Delta y, \quad n = \overline{0, N-1}.$$

Величина b также подвергается дискретизации, поскольку в уравнении линии начальная точка так или иначе связана с сеткой исходного изображения. В простейшем случае можно использовать округление числа до целого и принять $b_n = \text{round}(b)$. Более сложной является ситуация с коэффициентом k , т.к. результаты преобразования Радона существенно зависят от точности его определения. В простейшем случае интегральное преобразование Радона аппроксимируется суммированием

$$R(k_t, b_n) \approx \Delta x \sum_{m=0}^{M-1} f(x_m, kx + b_n).$$

Поскольку y – целое число, а коэффициент k_t в общем случае может быть любым, то возникает проблема интерполяции значений y , поскольку $y_n \neq k_t x_m + b_n$. Для решения этой проблемы можно использовать различные методы интерполяции функций (линейная, параболическая, квадратурная, тригонометрическая и т.п.).

В качестве примера применения преобразования Радона к обработке РСА изображения рассмотрим случай, когда на РЛИ содержится лесная дорога и линия электропередач с опорами. Модель такой ситуации представлена на рис. 3а. На рис. 3б приведено сечение изображения в центральной части РЛИ по строке. Отношение фон-шум составляет примерно 14 дБ; сигнал от ЛЭП по мощности на 3,5 дБ превышает уровень фона, а средний уровень дороги на 1 дБ ниже уровня фона. Если взять за основу анализа реализации строк, то вероятность обнаружения ЛЭП или дороги будет очень низкой (менее 0,3 при вероятности ложной тревоги 10^{-4}).

Воспользуемся преобразованием Радона для наблюдения протяженных объектов. На рис. 4 приведены результаты применения дискретного преобразования Радона к РЛИ рис. 3 (вычисления с округлением). По оси ординат отложены отсчеты свободного коэффициента b , по оси абсцисс – номера отсчетов коэффициента k . Прежде всего, следует отметить, что фон выровнялся по структуре, за счет усреднения исчезла его зернистость. Возникла яркая точка с характерным лучеобразным веером артефактов, которые на 10...20 дБ ниже уровня основного точечного изображения. Основная причина их возникновения – дискретизация координат при вычислении дискретного преобразования Радона. Местоположение яркостной отметки соответствует координатам ЛЭП. Кроме этой отметки появилась еще одна особенность – темная область выше точки-образа Радона ЛЭП, которая выделяется из общего фона. Данная область соответствует лесной дороге.

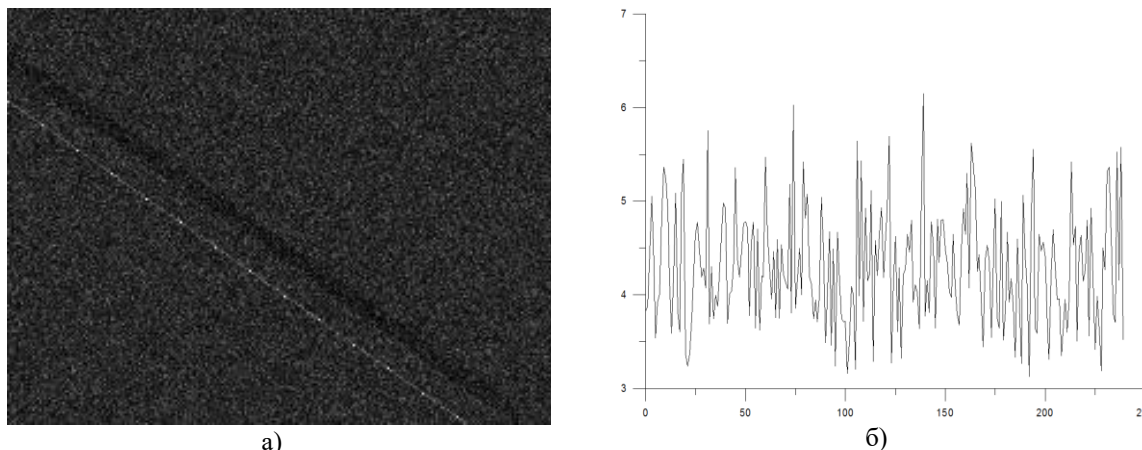


Рис. 3 – РЛИ с лесной дорогой и ЛЭП (а); строка в середине кадра (б)

На рис. 5 представлено сечение двумерного изображения преобразования Радона при постоянном k (сечение по вертикали изображения рис. 4). Рис. 5 соответствует сечению с максимальной яркостью (образ модели ЛЭП) и с темной областью (образ дороги). Длительность возникающего на фоне импульса составляет 1...3 пикселя, что соответствует модели нитевидного объекта. На этом же рисунке отчетливо проявляется аномалия от протяженного объекта с пониженной относительно фона яркостью. Усредненная оценка ширины провала по нескольким реализациям составила $\hat{\tau} = 8,7$ пикселей (при моделировании данный параметр лесной дороги составлял 9 пикселей). Этот результат говорит о том, что по преобразованию Радона могут быть проведены измерения геометрических параметров протяженных объектов.

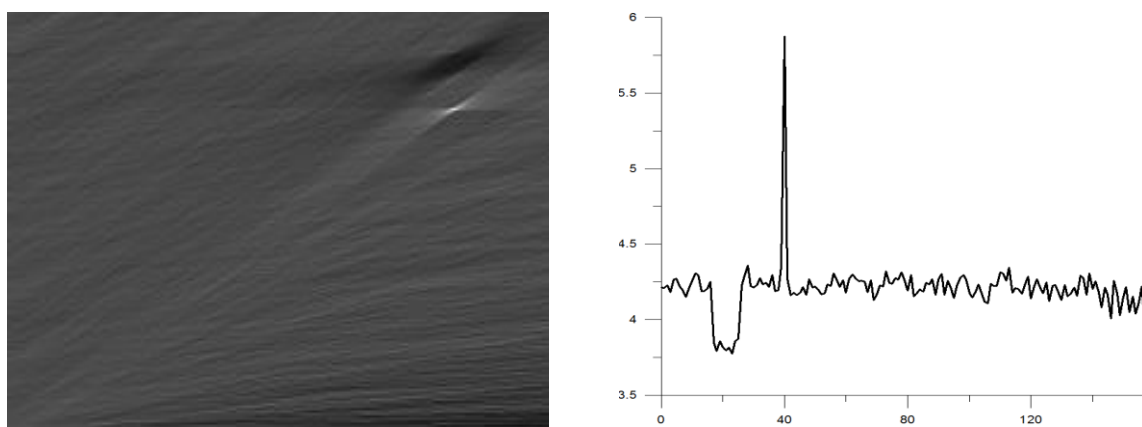


Рис. 4 – Преобразование Радона исходного изображения

Рис. 5 – Сечение двумерного изображения преобразования Радона

Вычисление преобразования Радона в прямой форме записи имеет существенный недостаток, заключающийся в трудности анализа вертикально расположенных нитевидных

объектов. Действительно, в этом случае величина b уходит в бесконечность. Для таких специфических случаев можно использовать два приема. 1) Повернуть изображение на 90 градусов и провести преобразование Радона в приемлемых диапазонах величины b . 2) Можно использовать нормальное преобразование Радона, которое применяется для анализа кривых произвольной ориентации.

Проведенный анализ различных подходов к обработке радиолокационных изображений, содержащих протяженные объекты, выявил ряд особенностей автоматизации процедур обнаружения.

1) При использовании для решения задачи оптимального обнаружения классического подхода на основе логарифма отношения правдоподобия алгоритм обработки наблюдаемого изображения сводится к оценочно-компенсационной обработке. В связи с большой априорной неопределенностью обработка получается сложной в вычислительном отношении большого числа одновременно оцениваемых как информационных, так и неинформационных параметров, т.к. в исходной задаче возникает много неопределенностей относительно самого объекта, зоны интегрирования сигналов и параметров фона.

2) Применение преобразования Радона позволяет перевести нитевидный объект в точечный, при этом в полученной точке локализуется (накапливается) энергия протяженного объекта, а шум усредняется. Это повышает отношение сигнал-шум и улучшает качество обнаружения таких объектов. Рассмотренный подход к формированию статистики обнаружения может быть эффективно использован в случае обеспечения постоянного уровня ложных тревог в обнаружителе нитевидного (протяженного) объекта.

3) Преобразование Радона усиливает различия между объектами с малой интенсивностью по сравнению с фоном. Таким образом, появляется возможность обнаружения протяженных объектов, отражающая способность которых ниже отражающей способности фона. К таким объектам в РСА обычно относятся объекты с зеркальным (или близким к зеркальному) отражением: асфальтовые дороги, взлетно-посадочные полосы, реки, ручьи и другие водные поверхности.

Литература

1. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турок В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. – М.: Радиотехника, 2010. – 676 с.
2. Костров В.В., Ракитин А.В. Радиолокационный космический сегмент дистанционного зондирования Земли в 2023 году: состояние и перспективы развития // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2023. №4.
3. Ляхов Л.Н., Половинкин И.П., Попова О.И., Шишкина Э.Л. Преобразование Радона на плоскости. – Воронеж: ИПЦ ВГУ, 2011. – 83 с.
4. Семенов А.Н. Обнаружение радиолокационных целей с помощью преобразования Хафа // Наука и образование. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Электрон. журн. 2014. № 12. С. 619-632.
5. Житков С.А. и др. Методика обнаружения аэродинамической цели, движущейся по прямолинейной траектории в пространстве // Труды МАИ. Выпуск № 109. С.1-23.
6. Монаков А.А. Алгоритм обнаружения треков на основе вычисления корреляции следов в аккумуляторе Хафа // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т.26. № 2. С.65–77.

Костров В.В., Ракитин А.В., Храмов К.К.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
hramovkk@gmail.com*

Принципы построения АФАР с цифровым диаграммообразованием для организации режима обнаружения движущихся объектов

В настоящее время наблюдается повышение интереса к системам наблюдения подвижных объектов [1-3]. Это обусловлено тем, что повсеместно происходит увеличение количества транспортных средств, осуществляющих различные логистические операции. Оптимальная организация транспортной деятельности, внедрение новых информационных технологий позволяет улучшить качество использования транспорта, снизить стоимость перевозок, принять экстренные меры в чрезвычайных ситуациях.

В значительной мере решение такой сложной задачей зависит от искусства оператора, дешифрирующего отдельные сюжеты радиолокационных изображений [2-4]. Задача усложняется еще и сложной, нестационарной помеховой обстановкой, различными типами местности и ландшафта, поэтому при обнаружении подвижных объектов, определении его координат и параметров движения возникают значительные трудности. Решение задачи усложняется тем, что практически все РСА космического базирования работают в режиме неоднозначных измерений по дальности и азимуту. Однако радиолокационная информация о подвижных объектах, полученная космическими радиолокаторами, может оказаться весьма полезной в критических ситуациях.

Для решения задачи обнаружения подвижных объектов с помощью РСА требуется провести выбор оптимальной схемы обзора пространства, разработать методы обработки радиолокационной информации в интересах автоматизированного обнаружения наземных движущихся объектов на фоне сильно отражающей поверхности. Не смотря на особенности работы РСА космического базирования, общие принципы оптимизации структуры приемника остаются прежними: необходимо производить обеление помехи и когерентное накопление сигнала.

Целью данного доклада является выбор метода автоматизированного обнаружения и методов цифрового диаграммообразования (ЦДО) в активной фазированной антенной решетке (АФАР) с учетом режима работы РСА при наблюдении движущихся объектов.

С помощью РСА может быть решен широкий круг пользовательских задач по дистанционному зондированию Земли (ДЗЗ) [1,2], поэтому в РСА с СДЦ должны предусматриваться другие режимы съемки, т.е. радиолокатор должен быть в некотором смысле универсальным, многофункциональным инструментом. Это накладывает отпечаток на построение всей антенной системы и ЦДО в частности. Кроме того, анализ состояния радиолокационного космического сегмента показал, что в мини и микро спутниках, которые выводились на орбиту в 2021-23 годах, для сканирования используется управление КА, что приводит к ограничению режимов работы маршрутным и прожекторным. Важную роль в таких спутниках приобретает организация многолучевой работы за счет ЦДО.

Анализ существующих алгоритмов СДЦ показал, что наиболее эффективными системами являются моноимпульсная система и система с остановленным фазовым центром. Метод СДЦ с остановленным фазовым центром обеспечивает высокую точность измерения скорости, однако требует применения специального режима съемки, который не всегда сочетается с решением других задач ДЗЗ. Метод моноимпульсного РСА обеспечивает более качественное подавление фона и выделение сигналов подвижных объектов, что позволяет рекомендовать его в качестве основного режима СДЦ. Для реализации моноимпульсного метода наблюдения подвижных объектов необходимо сформировать в одном сеансе съемки 3 варианта формы диаграммы направленности антенны (ДНА):

- для селекции целей по радиальной скорости необходимо сформировать разностную ДНА в азимутальной плоскости;
- для селекции целей по тангенциальной скорости необходимо сформировать разностную ДНА в угломестной плоскости;
- в маршрутном режиме для получения полного радиолокационного изображения необходим суммарный луч (по азимутальной и дальностной координате).

Формирование подобных диаграмм направленности можно проводить с помощью аналоговых сумматоров-делителей мощности, фазовращателей и схем диаграммообразования [5]. Недостатками антенных систем такого типа являются: необходима громоздкая система разводки сигналов и кабельного хозяйства, что увеличивает массу бортового радиолокационного комплекса (БРЛК); сумматоры-делители и фазовращатели вносят существенные погрешности в формирование как амплитудного, так и фазового распределения в раскрыве антенны, зависят от температуры, которая в условиях космического пространства изменяется в широких пределах; существенно усложняется решение вопросов взаимного влияния каналов, в том числе поляризационных, что снижает точность измерений; существенно усложняется решение вопросов обеспечения электромагнитной совместимости; антенная система работает по жесткой логике и не допускает перестройки в процессе эксплуатации, параметры лучей (ширина ДНА, углы отклонения от траверза) постоянны и в космических условиях не поддаются перенастройке; система не обладает свойствами адаптивности, что заметно снижает её функциональность.

Более широкие функциональные возможности БРЛК предоставляет переход к использованию в АФАР цифровой обработки сигналов при их формировании и приеме [6,7]. В целом получаемые структуры приводят к снижению доли аналоговой методов и аппаратуры. Применение цифрового диаграммообразования (ЦДО) дает новый качественный скачок в обработке траекторного сигнала. К преимуществам цифрового формирования лучей можно отнести:

- высокую гибкость при реализации различных режимов съемки;
- стабильность работы в широком диапазоне рабочих температур;
- возможность пространственно-временной адаптации БРЛК;
- возможность программного реконфигурирования архитектуры АФАР при появлении неисправных приемо-передающих модулей (ППМ), а также при смене алгоритмов обработки.

Таким образом, использование АФАР с системой цифрового диаграммообразования (ЦДО) позволяет в полной мере решить проблему формирования лучей для моноимпульсного режима. Кроме того, ЦДО в течение сеанса съемки позволяет одновременно организовать классическую маршрутную съемку, что сохраняет многофункциональность РСА. Такое сочетание – маршрутный режим съемки и СДЦ – расширяет функциональные возможности всего комплекса, упрощает привязку подвижных целей к местности.

Для построения системы ЦДО можно использовать различные структуры, выбор которых определяется, с одной стороны, системными возможностями АФАР, а с другой стороны, технической сложностью реализации. На рис. 1 представлена структурная схема прямой реализации системы ЦДО (режим приема). На антенном поле А расположено N пар излучателей с ортогональной поляризацией ($г$ – горизонтальная, $в$ – вертикальная). В случае полнополяризационного режима каждый излучатель работает на свой ППМ, сигнал которого после усиления и преобразования по частоте подвергается оцифровке в АЦП. Далее цифровые отсчеты сигнала поступают на ЦФКС (цифровой формирователь квадратурных составляющих), т.е. получаем комплексный сигнал. Вообще говоря, операцию представления траекторного сигнала в комплексном виде можно реализовать различными способами, например с помощью квадратурного гетеродина. Выбор того или иного способа зависит от частотного плана конкретного приемо-передающего устройства радиолокатора. Без учета сканирования работа ЦДО одной строки определяется соотношением

$$U_k(m) = \sum_{n=0}^{N-1} w(n)x_n(m)e^{-jn\beta d \sin(\theta_k)},$$

где $w(n)$ – весовая функция, $n = 0, 1, \dots, N-1$; $x_n(m)$ процесс на выходе n -го канала; $\beta = 2\pi/\lambda$ – волновое число; $\theta_k = \arcsin[k/N(d/\lambda)]$ – угловое положение луча.

Умножение на весовые коэффициенты $w(n)$ используется для управления уровнем боковых лепестков ДНА формируемых лучей. Для этих целей можно использовать также управляемые аттенюаторы, которые имеются в ППМ, при этом нужно учитывать дискретный характер управления аттенюатором (как правило, 6-7 разрядов). В ЦДО имеется возможность использовать полную разрядность операндов ЦОС. На выходе двух ЦДО, соответствующих ортогональным поляризациям, получаем взвешенные значения комплексных отсчетов сигнала приемника в своих лучах Л1г, Л1в, Л2г, Л2в, ..., ЛКг, ЛКв.

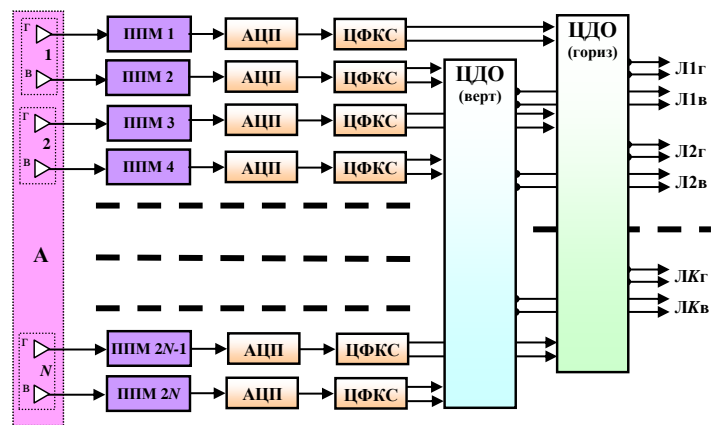


Рис. 1 – Схема прямой реализации ЦДО

К недостаткам данной схемы можно отнести сложность реализации, особенно при большом количестве излучателей. Можно также отметить, что для целей организации моноимпульсного режима эта схема избыточна, поскольку надо получить только 3 луча.

В большинстве КА с АФАР используются антенные системы, полотно которых разбивается на подрешетки. Это упрощает реализацию управления АФАР в целом, и ЦДО в частности. Структурная схема ЦДО при работе с подрешетками представлена на рис. 2.

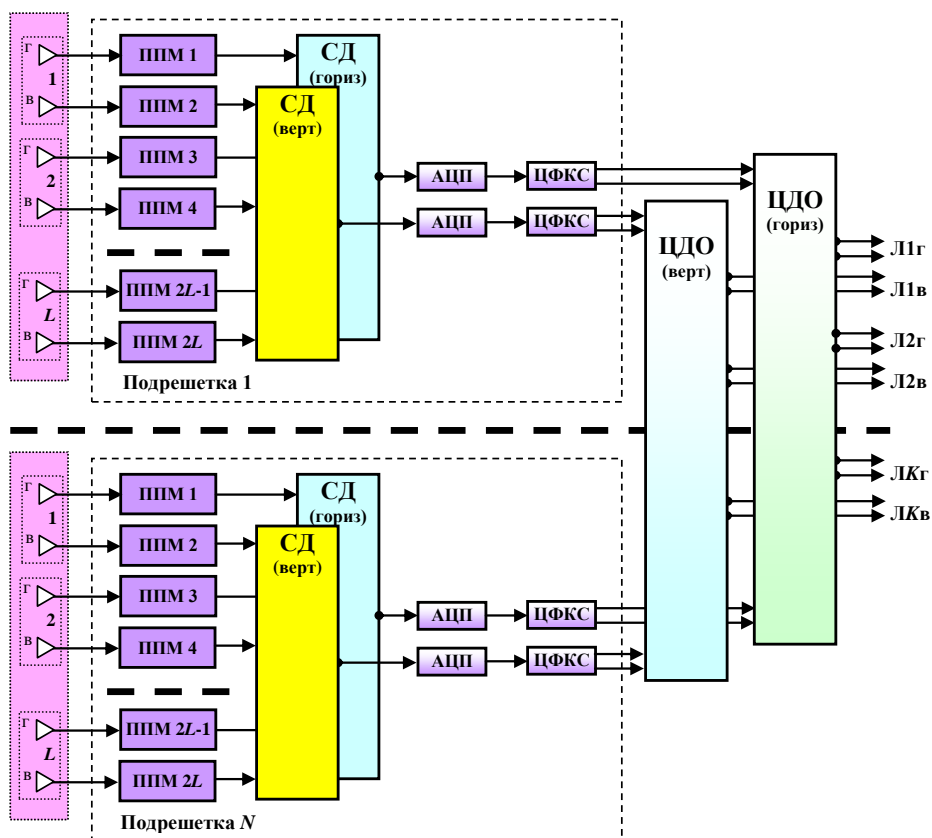


Рис. 2 – Схема реализации ЦДО с подрешетками

В каждой подрешетке (общее число подрешеток N) содержится L пар излучателей, сигналы которых после усиления суммируются синфазно в сумматорах-делителях СД каждого поляризационного канала. За счет таких, в общем случае, высокочастотных аналоговых схем уменьшается объем вычислений, поскольку число подрешеток N , как правило, не превышает 32...64. Выходные ЦДО формируют окончательные лучи, максимальное количество которых за счет предварительной обработки уменьшается до N . Следует отметить, что количество приемников с АЦП общего тракта подрешеток также снижается, что благоприятно сказывается на снижении общей потребляемой мощности и массы аппаратуры.

Предварительные исследования и расчеты показывают, что предлагаемая идеология построения БРЛК и организации режимов работы позволяют производить обнаружение движущихся целей на фоне подстилающей поверхности. Рассмотренная возможность реализации моноимпульсного радиолокационного комплекса, основанная на ЦДО, и сравнение двух структур показали, что наиболее экономичным является вариант с разбиением АФАР на подрешетки. Такой подход обеспечивает одновременную съемку в типовом маршрутном режиме, что расширяет функциональные возможности РСА. Модификации радиолокационного комплекса с ЦДО, предлагаемые для использования в составе системы обнаружения подвижных объектов, следует рассматривать как составную часть более общей группы интерферометрических режимов.

Таким образом, в качестве основного вывода по рассмотрению теоретических основ СДЦ можно сделать вывод о том, что для радиолокаторов космического базирования задача селекции подвижных объектов гораздо сложнее, чем для наземных радиолокационных станций, работающих по аналогичным точечным объектам. Полученные результаты позволили выявить различные эффекты в обработке траекторных сигналов, а также провести уточнение области применения того или иного метода СДЦ. Разработанные рекомендации существенно снижают неопределенность в разработке облика РСА и выборе режима обзора, наиболее удобного для автоматизированной (автоматической) цифровой обработки траекторного сигнала с целью селекции подвижных объектов.

Исследование выполнено при поддержке гранта Российского научного фонда № 23-29-10114 (<https://rscf.ru/project/23-29-10114>)

Литература

1. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
2. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. – 676 с.
3. Авиационные системы радиовидения / Под ред. Г.С. Кондратенкова. – М.: Радиотехника, 2015. – 648 с.
4. Бабочкин М.И., Зайцев С.Э. Фазовое наблюдение за движением объектов космическим комплексом «Кондор-ФКА» // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2018. №2. С.26-34.
5. Антенны и устройства СВЧ. Расчет и проектирование антенных решеток и их излучающих элементов / Под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Сов. радио, 1972. – 320 с.
6. Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Шмачилин П.А. Бортовые цифровые АФАР и их элементы. – М.: Радиотехника, 2013. – 208 с.
7. Kim J.-H., Younis M., Prats-Iraola P., Gabele M., Krieger G. First Space-borne Demonstration of Digital Beamforming for Azimuth Ambiguity Suppression // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 51, No. 1, 2013. Pp.579-590.

Матерухин С.Е., Ромашов В.В.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
materukhin.sergey@mail.ru*

Тенденции применения дельта-сигма модуляции в системах связи нового поколения

В системах мобильной связи 5G и следующего поколения для увеличения скорости передачи данных, были внедрены: технология Massive MIMO - система с несколькими входами и несколькими выходами и метод агрегации несущих - метод, используемый для увеличения скорости передачи данных на одного пользователя, при котором одному и тому же пользователю назначается несколько частотных блоков. Максимально возможная скорость передачи данных на одного пользователя увеличивается тем, чем больше частотных блоков назначено пользователю. Суммарная скорость передачи данных ячейки также увеличивается из-за лучшего использования ресурсов. Для этого используют несколько передатчиков с широкополосной модуляцией сигнала, что приводит к увеличению в размерах оборудования. Более того, ожидается, что полоса пропускания сигнала модуляции превысит несколько 100 МГц при постоянно растущем количестве передатчиков. Поэтому важно решить проблемы миниатюризации передатчиков и подавления помех между несколькими высокочастотными аналоговыми цепями (аналоговый смеситель, гетеродин и т.д.).

Одноразрядные дельта-сигма модуляторы, использующие метод передискретизации, который помогает преобразовывать радиосигналы в высокоскоростную 1-битовую цифровую последовательность импульсов, позволяют решить данные проблемы. Одноразрядный цифровой радиочастотный передатчик может выводить данные непосредственно с цифровых компонентов в виде высокоскоростной 1-разрядной цифровой последовательности импульсов со скоростью несколько Гбит/с и устраняет необходимость в аналоговых радиочастотных компонентах и их периферийных схемах и, таким образом, позволяет избежать создаваемых ими помех.

Существует три типа дельта-сигма модуляторов, использующих разные методы передискретизации сигналов:

- 1) Дельта-сигма-модулятор нижних частот (LP-DSM [1-2].
- 2) Дельта-сигма-модулятор на основе огибающей (E-DSM [3]

Известно, что E-DSM был применен в технологии MIMO с использованием прямого цифрового синтезатора (DSS) или генератора управляемого напряжением (ГУН) в качестве гетеродина. И E-DSM, и LP-DSM имеют структуру, в которой цифровые данные генерируются путем умножения частоты гетеродина и скорость передачи данных пропорциональна несущей частоте, поэтому может быть реализован передатчик только с одной несущей. Изменение несущей частоты не позволяет получить одинаковые значения скорости передачи данных, частоты передискретизации или соотношения сигнал/шум.

- 3) Полосовой дельта-сигма модулятор (BP-DSM [4-7].

На рис.1 показано что полосовой дельта-сигма модулятор преобразует сигнал с квадратурной модуляцией в высокоскоростную 1-битную цифровую последовательность. Скорость передачи данных может быть установлена независимо от несущей частоты, тем самым обеспечивая одновременное использование нескольких несущих.

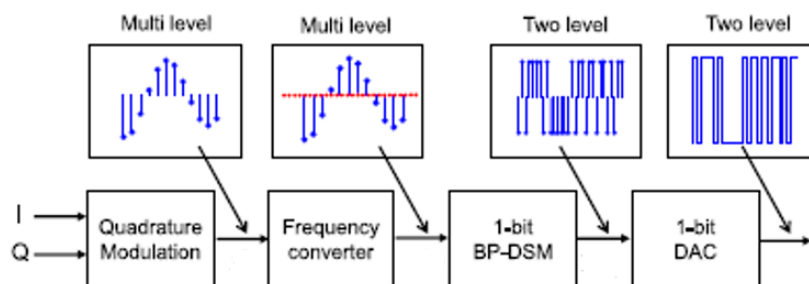


Рис. 1 - Структурная схема цифрового передатчика, использующего 1-битный полосовой дельта-сигма модулятор

На рис.2 показаны тенденции изменения полосы пропускания модулей за последние 20 лет. Начиная с 2000-х годов началось расширение полосы пропускания. А в 2013 году были реализованы многополосные системы. В мобильной связи 5G и следующего поколения полоса пропускания модуляции будет шире, и потребуется большая относительная полоса пропускания.

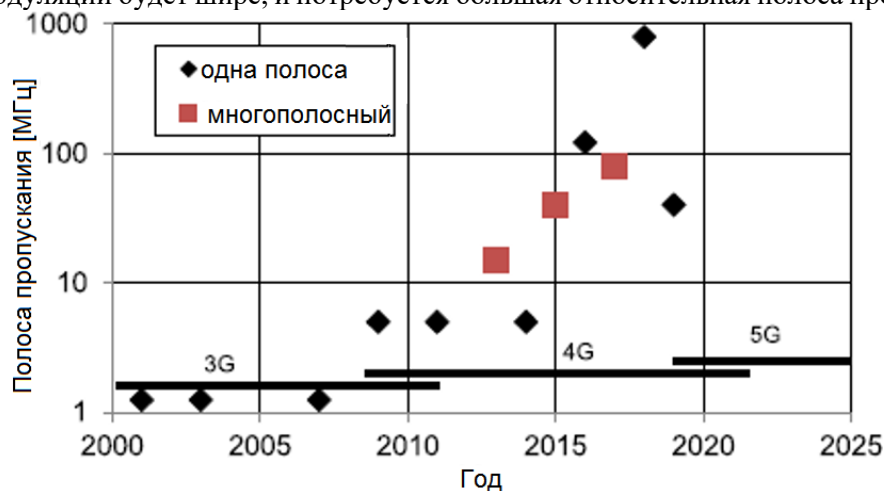


Рис. 2 - Тенденции в дельта-модуляции

Литература

1. R. F. Cordeiro, A. S. R. Oliveira, J. Vieira, and T. O. e Silva, "Wideband all-digital transmitter based on multicore DSM," in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., May 2016, pp. 1-4.
2. A. Frappe, A. Flament, B. Stefanelli, A. Kaiser, and A. Cathelin, "An all-digital RF signal generator using high-speed $\Delta\Sigma$ modulators," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 44, no. 10, pp. 2722-2732, Jan. 2009.
3. S. Hori, K. Kunihiro, K. Takahashi, and M. Fukaishi, "A 0.7-3 GHz envelope modulator using phase modulated carrier clock for multi-mode/band switching amplifiers," in Proc. IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp., Jun. 2011, pp. 1-4.
4. S. A. Jantzi, M. Snelgrove, and P. F. Ferguson, "A 4th-order bandpass sigma-delta modulator," in Proc. IEEE Custom Integr. Circuits Conf., May 1992, p. 16.
5. J. Ketola, J. Sommarek, J. Vankka, and K. Halonen, "Transmitter utilising bandpass delta-sigma modulator and switching mode power amplifier," in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst., May 2000, pp. 633-636.
6. T. Maehata, S. Kameda, and N. Suematsu, "1-bit band-pass delta-sigma modulator with parallel IIR form for concurrent multiband digital transmitter," IEICE Trans. Commun., vol. 100, no. 7, pp. 1152-1159, 2017.
7. R. Schreier and M. Snelgrove, "Bandpass delta-sigma modulation," Electron. Lett., vol. 25, no. 23, pp. 1560-1561, Nov. 1989.

Орлов П.А., Храмов К.К.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
orlovpavel.1989@mail.ru*

Измерение параметров антенн в дальней зоне

Антенные системы, используемые в радиолокации, радиосвязи, радионавигации, работают, как правило, в дальней зоне. В настоящее время для выполнения антенных измерений разработано достаточно много методов, которые можно разделить на две большие группы: измерения в дальней зоне и измерения в ближней зоне. К методам дальней зоны обычно относят наземный полигонный и облетный, а также радиоастрономический и радиометрический методы, а к методам ближней зоны – голографический и коллиматорный.

Каждый из указанных методов обладает своими особенностями, достоинствами и недостатками, следовательно, окончательный выбор оптимального метода измерения необходимо осуществлять только после тщательного анализа технических требований к испытываемой аппаратуре, имеющейся измерительной аппаратуре, условий проведения и т.д.

Измерения в дальней зоне не лишены недостатков, однако, являются прямым методом, достаточно просты и зачастую не требуют сложной аппаратуры.

Метод измерений в дальней зоне с использованием вспомогательной антенны является традиционным и до сих пор наиболее распространенным. Суть его состоит в непосредственном измерении диаграммы направленности и других характеристик с помощью вспомогательной, как правило, калиброванной измерительной антенны. Испытуемая и вспомогательная антенны располагаются так, чтобы была обеспечена прямая видимость и отсутствие вблизи от линии связи мешающих объектов. Для измерения характеристик в секторе углов испытываемая антенна устанавливается на опорно-поворотном устройстве с прецизионным приводом и угловыми датчиками. Во избежание ошибок измерения расстояние между испытываемой и вспомогательной антеннами должно быть таким, чтобы падающая волна могла считаться плоской.

Взаимное расположение антенн выбирается с учетом уменьшения влияния отражений от земли. Одним из способов достижения поставленной цели является установка испытываемой и вспомогательной антенн, или хотя бы одной из них, на мачтах или вышках. Метод вышки используется в широком диапазоне геометрических и электрических размеров антенн и находит применение как на открытых, так и на закрытых полигонах.

В случае слабонаправленных антенн, волновой размер которых мал, расстояние между антеннами не превышает нескольких метров, и измерения могут проводиться в условиях закрытых помещений – экранированных камер.

Одним из методов уменьшения амплитуды отражений от посторонних предметов также является организация сверхширокополосного полигона. Особенность применения метода состоит в том, что для тестирования используются широкополосные импульсные сигналы, а их регистрация на выходе измеряемой антенны осуществляется только на определенном, достаточно коротком отрезке времени, называемом временным окном. Разность моментов прихода тестового сигнала и сигналов, вызванных отражениями от посторонних предметов, позволяет осуществить временную селекцию помех. Измерения производятся во временной области при выполнении условия дальней зоны.

В силу обратимости процессов, происходящих в антенне при приеме и передаче, диаграмма направленности обычно обладает свойством взаимности, то есть её представление для излучающей антенны имеет тот же вид и при использовании этой антенны в качестве приёмной. Следовательно, с точки зрения режимов работы и взаимного перемещения можно выделить четыре варианта проведения измерений в дальней зоне:

- испытываемая антенна работает в режиме приёма и перемещается, измерительная антенна работает в режиме передачи и установлена стационарно;

- испытываемая антенна работает в режиме передачи и перемещается, измерительная антенна работает в режиме приема и установлена стационарно;
- испытываемая антенна работает в режиме приёма и установлена стационарно, измерительная антенна работает в режиме передачи и перемещается;
- испытываемая антенна работает в режиме передачи и установлена стационарно, измерительная антенна работает в режиме приема и перемещается.

В настоящее время способы измерения параметров антенн непрерывно пополняются новыми техническими решениями по мере технического прогресса и расширения технологических возможностей.

В докладе рассматриваются современные методы проведения измерений в дальней зоне основных параметров антенн, особенности проведения антенных измерений, а также рассматривается возможность применения технологий искусственного интеллекта в процессе проведения антенных измерений.

Литература

1. T. Dlugosz and H. Trzaska, "How to Measure in the Near Field and in the Far Field," *Communications and Network*, Vol. 2 No. 1, 2010, pp. 65-68. doi: 10.4236/cn.2010.21010.
2. Ширяев А.М., Сбитнев Г.В. Методы контроля качественных показателей активных фазированных антенных решеток. Часть 1. Измерения в дальней и промежуточной зонах // *Век качества*. – 2015. №1. – С.68-72.
3. Шестаков Е.Н., Гриц В.И., Шестаков И.Я., Малышев Д.О. Основные методы измерения коэффициента усиления антенн // *Актуальные проблемы авиации и космонавтики [Электронный ресурс]: сб. материалов V Междунар. науч.-практ. конф., посвящ. Дню космонавтики (08–12 апреля 2019 г., Красноярск): в 3 т. Т. 1. – Электрон. текстовые дан. (1 файл: 20,4 МБ). – Систем. требования: Internet Explorer; Acrobat Reader 7.0 / под общ. ред. Ю.Ю. Логинова; СибГУ им. М.Ф. Решетнева. – Красноярск, 2019. – Режим доступа: <https://apak.sibsau.ru/page/materials>. – С.500-502.*

Смирнов М.С.

Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
srv777@mail.ru

Анализ использования сложных сигналов в радиолокационных системах с синтезированной апертурой

Сложные или энергоемкие сигналы позволяют разрешать противоречивые требования повышения дальности обнаружения и разрешающей способности. Дальность обнаружения повышается при использовании зондирующих сигналов с большой энергией. Увеличение энергии возможно за счет увеличения либо мощности, либо длительности сигнала. Пиковая мощность в РСА ограничена возможностями бортовой системы электропитания генератора. Следовательно, проще повышать энергию путем увеличения длительности сигнала. Однако сигналы большой длительности не обладают хорошим разрешением по дальности. Сложные сигналы с большой базой могут разрешить эти противоречия [1].

Целью данной работы является анализ эффектов при формировании составных ЛЧМ сигналов с псевдослучайными параметрами.

Как известно, при подаче на вход согласованного фильтра ЛЧМ сигнала форма сигнала на выходе будет определяться функцией $\sin(x)/x$, которая характеризуется наличием боковых лепестков на оси дальности или времени по обе стороны от сжатого импульса. Первый и наибольший на этих боковых лепестков по дальности лишь на 13,2 дБ ниже пикового значения сжатого импульса, в то время как последующие боковые лепестки уменьшаются приблизительно на 4 дБ при переходе от лепестка к лепестку; между лепестками сигнал спадает до нуля, причем для идеальной функции нули расположены на расстоянии $1/\Delta f$ друг от друга, где $1/\Delta f$ – номинальная ширина спектра [2]. При наблюдении с помощью радиолокатора, использующего сжатие импульса, большого числа целей, имеющих широкий динамический диапазон отражающих поверхностей, упомянутые выше боковые лепестки по дальности представляют собой источник интерференционных помех, которые могут замаскировать более слабые сигналы.

Для разрешения данной проблемы предполагается использовать составные ЛЧМ сигналы с псевдослучайными параметрами. В качестве модельного сигнала предполагается использовать сигнал в виде последовательности элементарных ЛЧМ импульсов (ЭИ) с одинаковой длительностью и девиацией частоты, но с псевдослучайными параметрами – временным расположением, начальной частотой и фазой. Вид псевдослучайной функции изменения частоты модуляции в таком сигнале изображен на рис. 1.

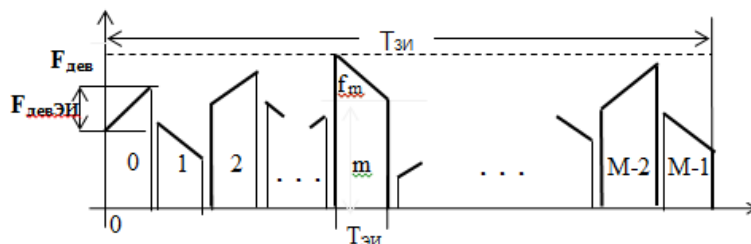


Рис. 1. – Составной ЛЧМ сигнал в виде набора элементарных импульсов с различными законами изменения частоты

На рис. 1 обозначено:

- $F_{\text{дев}}$ – полное значение девиации частоты в составного ЛЧМ сигнала;
- $F_{\text{дев ЭИ}}$ – значение девиации частоты одного элементарного импульса;
- $N_{\text{ЭИ}}$ – длительность элементарного импульса;
- m – номер ЭИ в последовательности, $m=1 \div M$,
- M – число ЭИ в последовательности (алфавит).

Зондирующий импульс описывается выражением:

$$x(n) = \sum_{m=0}^{M-1} \exp\{j2\pi f_m(mK + k)T_d\} \cdot \exp\left\{\frac{j2\pi(\pm\gamma) \cdot (kT_d)^2}{2}\right\} \cdot \exp(j\varphi_m), \quad (1)$$

$$mK \leq k \leq (m+1)K - 1; k = 0, 1, 2, \dots, K - 1; n = mK + k$$

$$x(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} \exp\{j2\pi f_{\lambda m}(n + k - mK)T_d\} \cdot \exp\left\{\frac{j2\pi\gamma((n + k - mK)T_d)^2}{2}\right\}$$

- где - n – номер отсчета в интервале излучения,
 - k – номер отсчета на длительности ЭИ;
 - K – число отсчетов на длительности ЭИ;
 - знак + перед γ для ЭИ с четными m , иначе – минус с нечетными m ;
 - f_m – случайное значение начальной частоты m -го ЭИ из диапазона $0 \div 200$ кГц для четных m и из диапазона $300 \div 500$ кГц для нечетных m ;
 - φ_m – случайное значение начальной фазы m -го ЭИ из диапазона $0 \div 2\pi$.

Временная форма сигнала с восемью элементарными импульсами представлена на рис. 2.

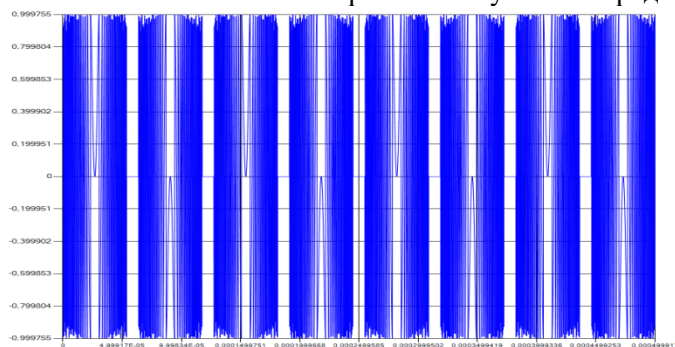


Рис. 2 – Составной ЛЧМ сигнал с восемью элементарными импульсами

Результаты обработки сигналов при помощи согласованного фильтра, расчеты функции неопределённости представлены на рис. 3-12

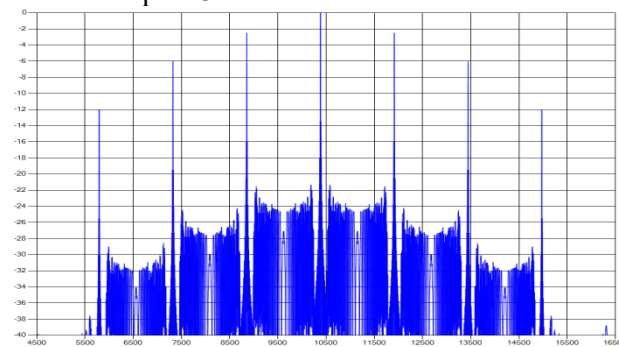


Рис. 3 – Сжатый СЛЧМ сигнал без псевдослучайных параметров

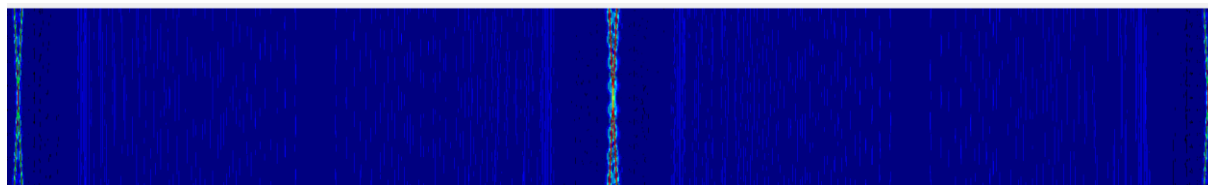


Рис. 4 – Функция неопределённости СЛЧМ сигнала без псевдослучайных параметров

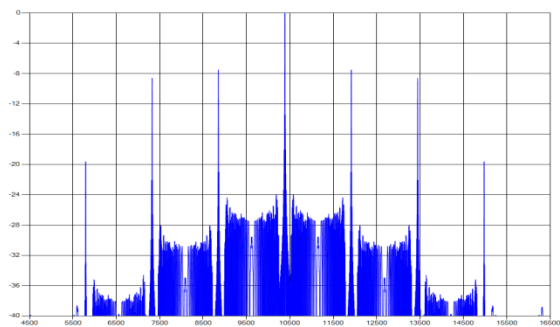


Рис. 5 – Сжатый СЛЧМ сигнал с псевдослучайной начальной фазой каждого ЭИ

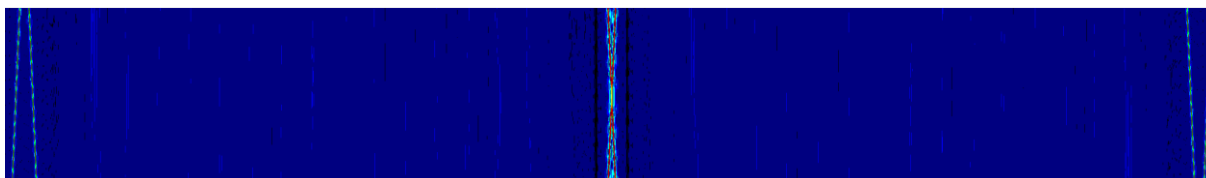


Рис. 6 – Функция неопределённости СЛЧМ сигнала с псевдослучайной начальной фазой каждого ЭИ

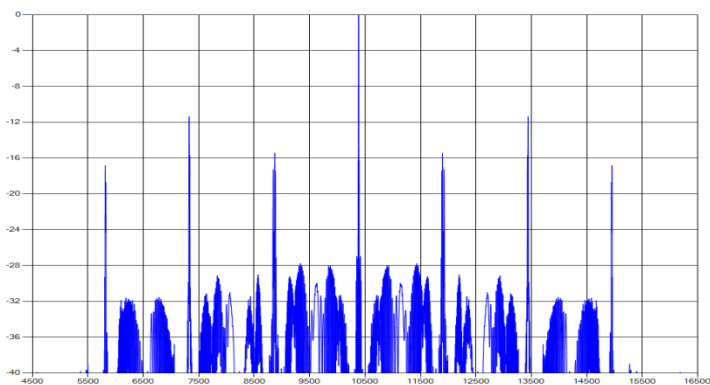


Рис. 7 – Сжатый СЛЧМ сигнал с псевдослучайной несущей частотой для каждого ЭИ

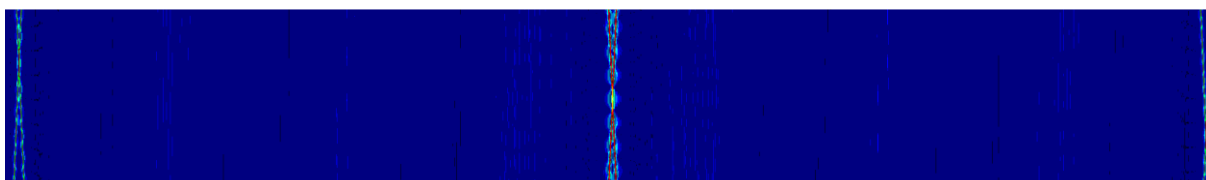


Рис. 8 – Функция неопределённости СЛЧМ сигнал с псевдослучайной несущей частотой для каждого ЭИ

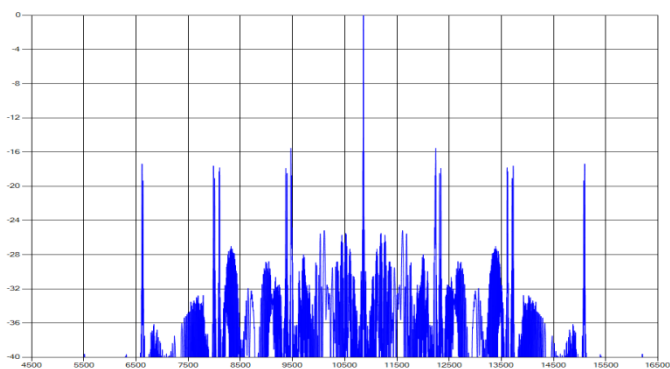


Рис. 9 – Сжатый СЛЧМ сигнал с псевдослучайными значениями для несущей частоты, начальной фазы и длительности защитного интервала для каждого ЭИ

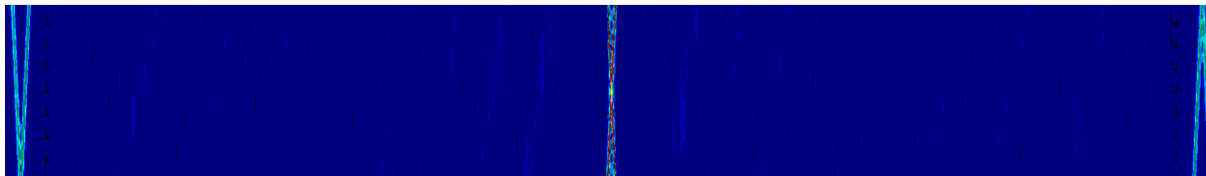


Рис. 10 – Функция неопределённости СЛЧМ сигнала с псевдослучайными значениями для несущей частоты, начальной фазы и длительности защитного интервала для каждого ЭИ

Благодарности

Исследование выполнено при поддержке гранта Российского научного фонда №23-29-10114 (<https://rscf.ru/project/23-29-10114/>)

Литература

1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов. — М.: Радиотехника. 2004, 320с.
2. Ч. Кук, М. Бернфельд. Радиолокационные сигналы. Пер. с английского под ред. В.С. Кельзона. М.: Сов. радио, 1971.

Смирнов М.С., Лагунов И.Р.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
srv777@mail.ru*

Программная реализация модуля формирования конфигурации антенной решетки

При реализации сложных радиолокационных систем большую роль играет наличие комплексной имитационно-моделирующей среды. Наличие подобной системы позволяет быстрее адаптироваться к изменению внешних условий работы, быстрее проводить модернизацию и отладку больших радиолокационных систем. Одной из важнейших подсистем комплексной имитационно-моделирующей среды является модель антенно-фидерного устройства[1].

Целью данной работы является разработка модуля для формирования конфигурации антенной решётки модели антенно-фидерного модуля.

Структура излучателей антенно-фидерного устройства представляет собой контейнер, располагающийся на уровне антенного полотна и объединяющий определенное количество элементарных излучателей, которые составляют цифровую антенную решетку (рис. 1).

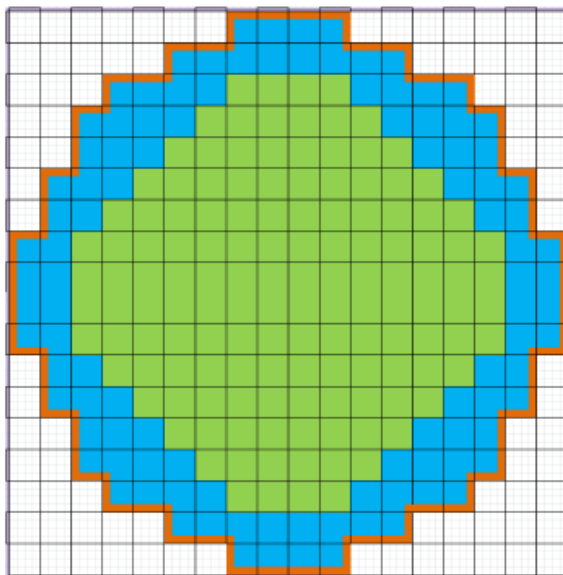


Рис. 1 – Общий вид АФУ

Для разработки модуля конфигурации необходимо было разработать оконную форму, содержащую таблицу с решёткой с реализацией состояний элементов решётки: 0 – элемент выключен (белый цвет), 1 – элемент включён (зелёный цвет). Сформированная таблица состояний антенной решетки должна сохраняться в базу данных типа SQLite.

В качестве языка разработки выбран Python 3 в связке с IDE QtDesigner.

На рис. 2. изображена реализация оконной формы. Форма содержит поля для ввода размера решетки по вертикали и горизонтали, рабочую область для формирования модели конфигурации антенны, кнопки для формирования таблицы, и сохранения сформированной таблицы в базу данных, кнопки сбора и очистки формы.

Также форма имеет меню управления предназначенное для открытия предыдущих форм и сохранения текущей формы в текстовый файл.

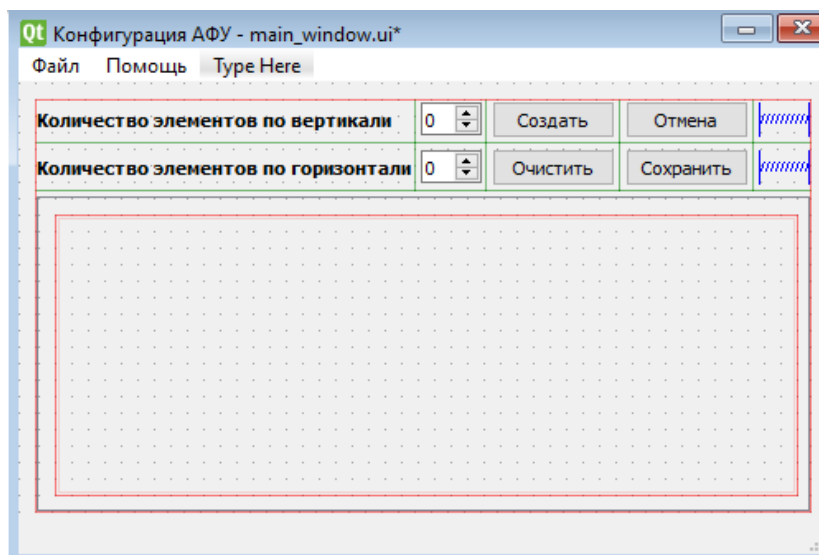


Рис. 2 – Оконная форма модуля

На рис. 3. Приведен пример работы формы для формирования таблицы антенной решетки размером 8×8

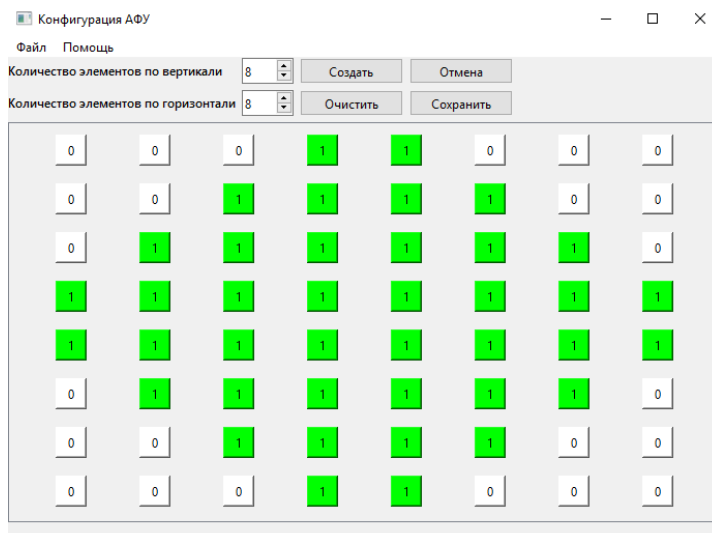


Рис. 3 – Пример работы программного модуля с моделью решётки 8×8

Благодарности

Исследование выполнено при поддержке гранта Российского научного фонда №23-29-10114 (<https://rscf.ru/project/23-29-10114/>)

Литература

1. Антипов, В. Н. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / В.Н. Антипов, В.Т. Горяинов [и др.]. – М.: Радио и связь, 1988. – 304 с. – ISBN 5-256-00019-5

Федосеева Е.В., Ростокин И.Н., Матюков М.А., Холодов И.Ю.

Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
elenafedoseeva@yandex.ru

Результаты нейросетевого прогнозирования влажности атмосферы по результатам СВЧ радиометрического зондирования атмосферы

СВЧ радиометрическое зондирование атмосферы позволяет выполнить оценку значений ее метеопараметров - температуры, водо- и влагосодержания, интенсивности осадков [1, 2]. Современное направление развития средств и методов дистанционного зондирования, а в частности, и микроволновой радиометрии - разработка методик и средств краткосрочного прогнозирования, что актуально в ситуации формирования опасных погодных явлений - ливней, ураганов, штормов и т.п.

Одним из направлений развития методов прогнозирования в настоящее время является включение в состав систем нейронных сетей, как средства, формирующего прогноз развития процесса на основе исследования и оценки его в предыдущие временные периоды [3, 4]. Так в СВЧ радиометрии атмосферы такой подход возможен для выполнения краткосрочных прогнозов значений метеопараметров по величине радиояркой температуры атмосферы.

В данной работе рассматриваются результаты работы нейронной сети по прогнозированию метеопараметров по результатам измерений мощности радиотеплового излучения атмосферы в четырех частотных диапазонах. Для обучения сети были сделаны выборки значений выходных сигналов СВЧ радиометрической системы и метеопараметров пограничного слоя атмосферы по данным метеостанций городов, расположенных направлении оси антенны СВЧ радиометрической системы. После обучения нейронной сети проводилось тестирование результатов прогнозирования на отдельной выборке значений.

На рисунках 1-3 показаны результаты обучения и тестирования нейронной сети в составе многодиапазонной СВЧ радиометрической системы.



Рис. 1 Результаты обучения и тестирования нейронной сети по прогнозированию температуры пограничного слоя атмосферы



Рис. 2 Результаты обучения и тестирования нейронной сети по прогнозированию интенсивности осадков в пограничном слое атмосферы



Рис. 3 Результаты обучения и тестирования нейронной сети по прогнозированию влажности пограничного слоя атмосферы

Результаты тестирования нейронной сети выявили в целом совпадение средней тенденции изменения метеопараметров прогнозируемой сетью и реальных значений. Увеличения объема обучающей выборки и введение дополнительных условий - учет сезонности, времени суток, весовых коэффициентов для сигналов разных частотных диапазонов позволит существенно улучшить качество прогнозов.

Полученные результаты показали возможность реализации краткосрочного прогнозирования метеопараметров по результатам СВЧ радиометрических измерений радиотеплового излучения атмосферы и перспективность данного направления для развития средств предупреждения о формировании опасных атмосферных явлений.

Литература

1. Степаненко В.Д., Щукин Г.Г., Бобылев Л.П., Матросов С.Ю. Радиотеплолокация в метеорологии. Л.:Гидрометеиздат, 1987.
2. A network suitable microwave radiometer for operational monitoring of cloudy atmosphere // t.Rose, et.al. Atmospheric Reseach. 2005. PP. 183-200.
3. Федосеева Е.В., Ростокин И.Н., Щукин Г.Г., Ростокина Е.А., Матюков М.А., Холодов И.Ю. Нейронная сеть в задачах краткосрочного прогнозирования по результатам микроволнового радиометрического зондирования атмосферы / Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2023. №3951). С.598-607.
4. Kalchebremer N., Sonderby C. A Neural Weather Model for Eight-Hour Precipitation Forecasting – URL: <https://ai.googleblog.com/2020/03/a-neural-weather-model-for-eight-hour.htm>

Федосеева Е.В., Ростокин И.Н., Холодов И.Ю., Матюков М.А.
 Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного
 образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный
 университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
 602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
 E-mail: elenafedoseeva@yandex.ru

Вопросы оптимизации времени накопления выходных сигналов многодиапазонной СВЧ радиометрической системы дистанционного зондирования атмосферы

При СВЧ радиометрическом зондировании выполняется измерение мощности радиозумового сигнала, создаваемого исследуемой областью пространства, величина которого имеет малые значения. Поэтому одной из главных задач построения СВЧ радиометрических систем является выделение измеренного сигнала на фоне собственных шумов системы, что задается одним из основных параметров системы - ее чувствительностью [1, 2, 3]. Величина чувствительности зависит от полосы частот входного высокочастотного фильтра и от времени накопления выходного низкочастотного фильтра системы. Для аналоговых систем время накопления является фиксированной величиной и чувствительность системы неизменна независимо от условий ее функционирования.

Переход к цифровым методам измерения с формированием выходных сигналов в цифровом виде расширяет возможности повышения чувствительности СВЧ радиометрических систем путем изменения объема выборки исходных отсчетов выходного сигнала при выполнении их суммирования для получения накопленного выходного сигнала [4]. Такой подход к повышению чувствительности СВЧ радиометрических систем ставит вопрос об оптимизации процедуры цифрового накопления выходных сигналов. Основные положения в процедуре оптимизации можно сформулировать следующим образом: максимальный объем выборки отсчетов выходного сигнала при условии адекватного отражения тенденции изменения выходного сигнала во времени.

В данной работе рассматривается вопрос оптимизации времени накопления выходных сигналов многодиапазонной СВЧ радиометрической системы по условию оптимизации коэффициента корреляции выходных сигналов системы и метеопараметров пограничного слоя атмосферы - температуры, влажности и интенсивности осадков, для выявления общих тенденций в величинах этого параметра для разных частотных диапазонов и поляризаций..

На рисунке приведены обобщенные результаты расчета оптимального времени накопления для каждого частотного диапазона, максимальное значение коэффициента корреляции с соответствующим метеопараметром.

	Без накопления		С оптимальным накоплением					
	Т	В	Т	Время, с	%	В	Время, с	%
7,5Г	0,6962	0,2478	0,7132	269	2,383623	0,2565	230	3,400552
7,5В	0,6468	0,0650	0,6617	262	2,251776	0,0664	231	2,209381
7,5Д	0,5698	0,1148	0,6262	252	9,006707	0,1253	231	8,389848
3,2Г	0,2634	0,1294	0,2684	261	1,862891	0,1319	212	1,939011
3,2В	0,1184	0,2042	0,1262	267	6,180666	0,2347	286	12,97777
3,2Д	0,4607	0,1304	0,4875	240	5,497436	0,1389	285	6,172054
1,35Г	0,5775	0,0240	0,5867	196	1,568093	0,0244	288	1,528337
1,35В	0,4577	0,0070	0,4788	199	4,40685	0,0107	285	34,19508
1,35Д	0,7048	0,3945	0,7051	29	0,042547	0,3953	30	0,210876
0,8Г	0,7510	0,3178	0,7567	284	0,753271	0,3201	20	0,713104
0,8В	0,7264	0,2941	0,7342	294	1,062381	0,2960	29	0,648189

Рис. - Результаты оценки оптимального времени накопления выходных сигналов многодиапазонной СВЧ радиометрической системы

Результаты расчета коэффициента корреляции выходных сигналов системы с величинами метеопараметров выполнены для случая без дополнительного накопления отсчетов выходных сигналов и с накоплением в течении времени, для которого коэффициент корреляции принимает максимальное значение, что должно соответствовать наиболее точному отражению общей тенденции изменения метеопараметров пограничного слоя атмосферы. Кроме того на рисунке приведены значения относительного увеличения в процентах коэффициентов корреляции для случая введения оптимизированного накопления выходных сигналов по сравнению с случаем без выполнения указанного накопления.

Результаты расчета для приведенного случая полученных измерений показали, что для длинноволновых каналов СВЧ радиометрической системы оптимальное время накопления выходных сигналов имеет порядок 200 с, а для коротковолновых каналов время накопления должно быть уменьшено до 30 с, что может быть обусловлено более высокой исходной чувствительностью сигналов высоких частот к изменению состояния пограничного слоя атмосферы. Поэтому для оперативного определения требуемого значения времени накопления выходных сигналов СВЧ радиометрической системы следует выполнять непрерывный контроль соответствия скорости изменения выходных сигналов при последовательном увеличении их времени накопления.

Проведенный анализ показал возможность оптимизации многодиапазонной СВЧ радиометрической системы по величине чувствительности каждого канала в отдельности, что в целом приведет к повышению общей чувствительности системы дистанционного зондирования атмосферы.

Литература

1. Радиотеплолокация в метеорологии / В.Д. Степаненко, Г.Г. Щукин, Л.П. Бобылев, С.Ю. Матросов. - Л.: Гидрометеиздат, 1987. - 283 с.
2. Радиоизлучение Земли как планеты/ А.Е. Башаринов, А.С.Гурвич, С.Т. Егоров. - М.: Наука, 1974. - 187 с.
3. Фалин В.В. Радиометрические системы СВЧ. - М.: Луч, 1997. - 440 с.
4. Fedoseeva E.V., Rostokin I.N., Shchukin G.G., Kholodov I.Yu. Analysis of the effect of the sensitivity value on the results of studies of rapid atmospheric processes in multifrequency microwave radiometric sounding of the atmosphere/ Physics of the Atmosphere, Climatology and Environmental Monitoring. Modern Problems of Atmospheric Physics, Climatology and Environmental Monitoring VII, 367 https://doi.org/10.1007/978-3-031-19012-4_12