

УДК 621.396.969.35

К. А. Антонов, В. О. Григорьев,
В. Б. Сучков, М. Г. Фабричный

ВОПРОСЫ РЕАЛИЗАЦИИ ИМИТАТОРА ВХОДНЫХ СИГНАЛОВ СИСТЕМ БЛИЖНЕЙ РАДИОЛОКАЦИИ ДЛЯ ПОЛУНАТУРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ПОМЕХ ОТ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ

Приведены математические модели и схемы построения аппаратуры имитации входного сигнала, возникающего из-за отражений от подстилающей поверхности для испытаний бортовых систем ближней радиолокации. Математическая модель основана на геометрическом представлении поверхности в виде полигональной модели и прямом решении электродинамической задачи дифракции электромагнитных волн. Сигнал воспроизводится методом функционального полунатурного моделирования с использованием математических моделей через согласующие устройства, управляющие имитатором.

Современным методом испытания радиоэлектронных систем, в частности систем ближней радиолокации (СБРЛ), является полунатурное моделирование, используемое на всех этапах обработки изделий. Полунатурное моделирование — это вид испытаний, при которых отдельные узлы, блоки и часть аппаратуры заменяются моделями.

В настоящее время наиболее перспективный метод представления сигналов в имитаторах комплексов полунатурного моделирования — это функциональное моделирование входного сигнала. В отличие от чисто физического моделирования, при котором объекты представляются миниатюрными или выполненными в заданном масштабе копиями реальных образований (объекты и подстилающие поверхности), при функциональном моделировании входной сигнал представляется в виде математической модели. Сформированный цифровой массив модулирует физические устройства имитатора, отражающие основные характеристики сигнала: мощность — амплитудный модулятор, временные и фазовые задержки — соответственно линия задержки и фазовращатель и т.п.

Современные СБРЛ работают в сложной помеховой обстановке, поэтому оценка помехозащищенности изделий является одним из важнейших этапов обработки изделий. Учитывая современные алгоритмы

обработки сигналов на борту, испытания по оценке помехозащищенности желательны проводить, подавая на вход всю совокупность сигналов – как полезного эхо-сигнала, так и помеховых.

Для общности перечислим основные сигналы, приходящие на вход СБРЛ, которые необходимо воспроизвести в имитационной аппаратуре комплексов полунатурного моделирования: 1. Полезный сигнал, отраженный от объекта; 2. Сигналы, наводимые бортовыми станциями помех на вход СБРЛ; 3. Сигналы, возникающие на входе СБРЛ из-за отражения от подстилающей поверхности при работе изделий по низкочастотным объектам (например, при отражении от морской поверхности).

Одним из приоритетных направлений совершенствования принципов и методов проектирования современных СБРЛ, имеющих высокую вероятность обнаружения целей на фоне подстилающих поверхностей и при наличии искусственных и естественных помех, является разработка новых более совершенных методов математического и цифрового моделирования рассеяния электромагнитных волн в ближней зоне локации.

Развитие методов математического моделирования электромагнитных полей рассеяния сложных объектов и радиолокационных сцен в дальней и ближней зонах локации связано с использованием так называемых *полигональных моделей*, формируемых в среде современных систем автоматизированного проектирования (САПР) [1]. Именно использование САПР позволяет синтезировать геометрическую модель объекта локации практически любой формы и конфигурации на основе чертежей общего вида или эскизных моделей. К числу наиболее мощных САПР следует отнести такие системы, как Pro/Engineer, UniGraphics, MatraDV и Catia. Поскольку эти системы используются для формирования отдельных конструктивных элементов и всего сложного объекта в целом, точность соответствия виртуальной модели объекта ее оригиналу будет наивысшей. Для синтеза сложных рельефов земной поверхности и фоновых сюжетов рационально использовать анимационные системы, например такие, как 3DStudioMax. В современных САПР твердотельная 3D-модель объекта конвертируется в полигональную модель, представляющую собой конечную совокупность однотипных плоских элементарных отражателей с определенным набором электродинамических и статистических свойств, количество и форма которых определяется разработчиком.

В настоящей статье рассматривается одна из возможных современных математических моделей входного сигнала, возникающего из-за отражения от подстилающей поверхности, и соответствующая аппаратура имитации сигнала для полунатурного моделирования СБРЛ сантиметрового диапазона.

Реализация имитатора входных сигналов помех от подстилающих поверхностей. В ФГУП “НПП “Дельта” (Москва) разработаны и внедрены в производство три автоматизированных комплекса полунатурного моделирования (АКПНМ) СБРЛ. Первый комплекс функционирует в метровом и дециметровом диапазонах длин волн с имитатором свободного пространства (безэховой камерой), используется для испытаний СБРЛ, предназначенных для обнаружения как площадных, так и низколетящих целей в условиях организованных помех и влияния подстилающей поверхности. Второй комплекс функционирует в сантиметровом диапазоне длин волн и используется для испытаний изделий, предназначенных для обнаружения воздушных целей, летящих на любых высотах и несущих бортовые станции помех. Третий комплекс функционирует в миллиметровом диапазоне длин волн и предназначен для испытаний разрабатываемых перспективных СБРЛ. Аппаратура, используемая в АКПНМ, уникальна, имеет высокие метрологические характеристики, стабильность и надежность, и, в соответствии с разрабатываемым математическим обеспечением, позволяет в реальном масштабе времени имитировать входные сигналы, действующие на приемные тракты испытываемых СБРЛ и соответствующие заданным диапазонам условий встречи

Для проведения лабораторных испытаний и оценки основных характеристик СБРЛ сантиметрового диапазона радиоволн в сложных условиях их применения на базе ФГУП “НПП “Дельта” используется АКПНМ (рис. 1), включающий в свою структуру следующие системы: каналы имитации входного сигнала СБРЛ, помех от подстилающей поверхности и активных помех; измерительный канал; программно-аппаратный управляющий модуль (ПАУМ).



Рис. 1. Автоматизированный комплекс полунатурного моделирования СБРЛ сантиметрового диапазона волн

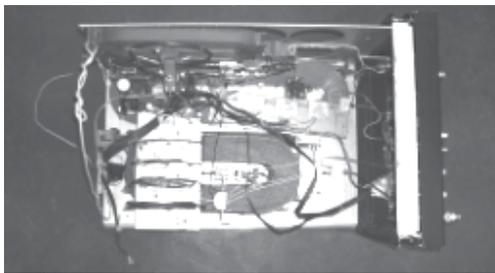


Рис. 2. Канал имитации входного сигнала СБРЛ

линии задержки включаются в канал с помощью быстродействующих переключателей, управляемых от ПАУМ. Для моделирования доплеровского сигнала в составе линии задержки предусмотрен управляемый цифровой фазовращатель. Для наблюдения и регистрации доплеровского сигнала в канал имитации полезного сигнала включен балансный смеситель, содержащий сумматор сигналов со входа и выхода линии задержки и детекторную секцию. С помощью осциллографа ведутся наблюдения за доплеровским сигналом, а регистрируется сигнал процессорной системой.

Канал имитации помех от подстилающей поверхности (рис. 2) построен также на основе управляемой линии задержки. Моделирование изменения уровня сигнала в канале имитации помех от подстилающей поверхности производится управляемым цифровым аттенуатором.

Канал имитации активных помех представляет собой модуль, состоящий из процессорной системы и управляемого по амплитуде и частоте СВЧ-генератора. Изменение амплитуды помех при имитации движения производится управляемым цифровым аттенуатором.

С выхода аттенуатора сигнал поступает на сумматор СВЧ, где сигналы каналов помех смешиваются с полезным сигналом, и суммарный сигнал подается на вход изделия.

Измерительный канал включает в себя измеритель мощности, анализатор спектра, частотомер, модуль измерения параметров доплеровского сигнала. В состав ПАУМ входят процессорная система, монитор, платы ввода-вывода для управления комплексом, адаптеры цифрового ввода-вывода для управления линией задержки и аттенуаторами, плата для приема измерительной информации и управления измерительными приборами, плата для приема измерительной информации и оценки доплеровского сигнала, плата для установки частоты СВЧ-генератора в канале помех. Программное обеспечение ПАУМ состоит из модулей вычисления мощности полезного сигнала, активной помехи и помехи от подстилающей поверхности.

Канал имитации входного сигнала АКПНМ построен на основе управляемой кабельно-волноводной линии задержки и управляемого цифрового аттенуатора реального времени, включенных последовательно. Линия задержки и аттенуатор дают возможность моделировать движение изделия. Отрезки

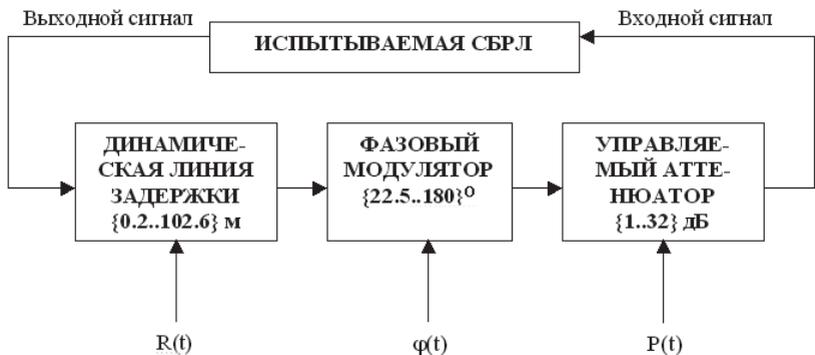


Рис. 3. Обобщенная схема построения канала имитации входного сигнала СБРЛ

Вычислительные средства АКПНМ связаны с каналами имитации и испытываемой СБРЛ с помощью устройств сопряжения, в качестве которого могут быть использованы входные и выходные регистры, ЦАП и АЦП, ключи, устройства прерывания и т. п. Общие задачи инициализации, управления и сбора информации решаются центральной ЭВМ.

Канал имитации входного сигнала АКПНМ (рис. 3) предназначен для моделирования высокочастотного сигнала СБРЛ, отраженного от цели или подстилающей поверхности, в том числе воспроизведения изменения времени задержки, амплитуды и доплеровского сдвига частоты сигнала в лабораторных условиях. Управление каналом имитации производится от устройства управления.

Процесс отражения сигнала при движении изделия на траектории моделируется путем пропускания излучаемого сигнала СБРЛ через последовательно включенные: волноводно-кабельную линию задержки (УЛЗ), управляемую по длине и управляемые аттенюатор и фазовращатель. Тем самым имитируются изменение дальности до объекта, изменение мощности, поступающей на приемное устройство изделия, и доплеровское смещение частоты. Закон управления длиной линии задержки (зависимости дальности от времени $R(t)$), закон управления пропусканием аттенюатора (зависимости мощности от времени $P(t)$) и закон управления фазой $\varphi(t)$ формируются в математических моделях входного сигнала. Математические модели реализованы в виде программ, написанных на языке C++, с помощью сервисной программной оболочки Borland C++ Builder 5.00. Сформированные в программах массивы дальности, мощности и фазы передаются в программно-аппаратный управляющий модуль, работающий в реальном масштабе времени, где преобразуются в управляющие параллельные цифровые коды. С помощью драйвера цифрового ввода-вывода PCI-7200 управляющие коды поступают на УЛЗ, аттенюатор и фазовращатель. При этом драйверу задается тактовая частота выдачи

параллельного кода, что обеспечивает моделирование требуемой скорости движения изделия на траектории.

В реализованном имитаторе входного сигнала УЛЗ выполнена в виде комбинированной конструкции. Малые отрезки линии задержки, длиной $\{0,2 \dots 3,2\}$ м, построены на основе коаксиального кабеля со сплошной металлической внешней оболочкой. Отрезки бóльшей длины подбирали экспериментально, комбинируя волноводы, коаксиально-волноводные переходы и коаксиальные кабели. Амплитудно-частотные характеристики по диапазону выравнились с помощью емкостных перегородок и индуктивных штырей, вставляемых в коаксиально-волноводный переход.

Коммутация отрезков линии производится с помощью быстродействующих СВЧ-переключателей. При этом СВЧ- мощность проходит либо через отрезок волновода, либо, минуя волновод, через замыкающий отрезок перенаправляется переключателями на выход линии. Замыкающие отрезки малой длины изготовить сложно и для упрощения конструкции в УЛЗ используются два переключателя, соединенных по выходам. Это, кроме всего прочего, увеличивает суммарную развязку. СВЧ-переключатель обеспечивает время переключения 40 нс, развязку не менее 60 дБ и прямые потери ~ 3 дБ. Для компенсации потерь, возникающих как в переключателях, так и в волноводно-кабельной линии задержки, в тракт УЛЗ включен широкополосный усилитель, имеющий коэффициент усиления порядка 30 дБ.

Аттенуатор выполнен в виде последовательно включенных в микрополосковую линию резистивных делителей, обеспечивающих соответственно затухание 1, 2, 4, 8... 32 дБ. Соответствующий резистивный делитель (делители) подключается с помощью ключей, построенных на СВЧ-диолах. Время переключения разрядов аттенуатора составляет порядка 40 нс. Прямые потери — не более 6 дБ. Максимальная пропускаемая мощность — до 30 дБ/мВт.

Фазовращатель выполнен в виде последовательно соединенных отрезков микрополосковых линий задержки, обеспечивающих задержку, соответствующих фазам $11,25^\circ$; $22,5^\circ$; 45° ; 90° . СВЧ-сигнал либо проходит соответствующий отрезок, либо минует его, что обеспечивается коммутатором на СВЧ-диолах (2А553Б), включенным в отрезок линии. Максимальная мощность СВЧ-сигнала, пропускаемая фазовращателем, равна 1 Вт.

Стенд для измерения параметров сформированных сигналов включает в себя программно-аппаратный измерительный модуль в составе: измерителя мощности до 2 Вт с комплектом аттенуаторов для частот 10 МГц... 18 ГГц; анализатора спектра для оценки спектра сигнала, уровней мощности и частоты; устройства визуализации доплеровского

сдвига на основе балансного детектора с записью выходного сигнала на жесткий диск.

Математическая модель входных сигналов СБРЛ от подстилающих поверхностей. Известно, что совокупность объектов сложной пространственной конфигурации и подстилающая поверхность образуют радиолокационную сцену [2]. Предположим, что все элементы радиолокационной сцены заданы на основе полигональных моделей, которые, в свою очередь, могут быть сформированы в различных САПР. При этом каждый конструктивный элемент радиолокационной сцены представлен в виде совокупности элементарных отражателей (ЭО), наделенных определенным набором электрофизических и статистических параметров, характеризующих его уникальные рассеивающие свойства.

Анализ процессов облучения, рассеяния и приема электромагнитных волн следует проводить применительно к модели информационного радиолокационного канала (РЛК) [3], элементами которого являются передающая система СБРЛ, трасса распространения зондирующего сигнала, радиолокационная сцена, трасса распространения отраженного сигнала, приемная система СБРЛ (рис. 4). Из рис. 4 видно, что элементы радиолокационной сцены — это радиолокационная цель

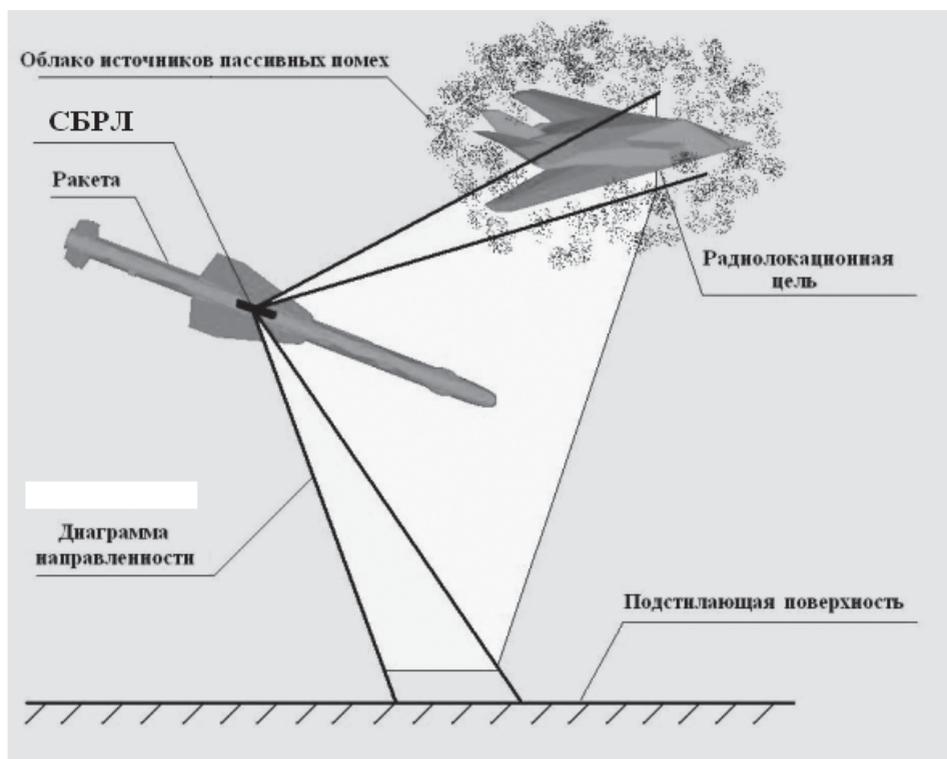


Рис. 4. Схема радиолокационного канала СБРЛ

(самолет, вертолет, ракета); подстилающая поверхность (морская или грунтовая поверхность, трава, кустарник, лес, местные предметы).

Элементами РЛК на трассах распространения зондирующего и отраженного сигналов могут быть облака источников пассивных помех для СБРЛ (дипольные отражатели, пыледымовые образования); облака гидрометеорообразований (дождь, снег, град, туман).

В данной модели устанавливается функциональное соотношение между зондирующим сигналом СБРЛ $u_i(t)$ и отраженным эхосигналом $u_s(t)$, содержащим информацию об измеряемых параметрах объекта локации [3]:

$$u_s(t) = A_s [F_s S_i^s F_i A_i u_i(t)],$$

где A_i — оператор передающего тракта СБРЛ, соответствующий преобразованию зондирующего сигнала в излучаемую электромагнитную волну; A_s — оператор преобразования электромагнитного поля от апертуры приемной антенны СБРЛ до детектора; F_i — оператор преобразования электромагнитного поля на трассе “передатчик–радиолокационная сцена”; операторы F_s — определяют преобразование электромагнитного поля на трассе “радиолокационная сцена–приемная антенна”; S_i^s — оператор радиолокационной сцены.

Для расчета электромагнитных полей рассеяния ЭО радиолокационной сцены в работе [4] были использованы методы физической оптики (ФО), физической теории дифракции (ФТД) и метод краевых волн (МКВ). В соответствии с формализацией процесса рассеяния электромагнитных волн на элементах радиолокационной сцены на основе метода ФТД вектор напряженности электрического поля рассеяния этих источников может быть представлен как векторно-когерентная аддитивная композиция трех компонентов [4], а именно: вклад в общее рассеянное поле от гладких элементов радиолокационной сцены (в том числе и от подстилающей поверхности), вклад от острых кромок элементов сцены, от многократных переотражений электромагнитных волн между элементами сцены (в том числе между элементами объектов и подстилающих поверхностей).

Математическая модель электромагнитного поля рассеяния полигональной модели сложной сцены формируется на основе анализа следующих компонентов: методики создания полигональных моделей в современных САПР; формализации процесса рассеяния электромагнитных волн на элементах полигональной модели; поляризованной модели электромагнитного поля рассеяния цели в ближней зоне локации; математической модели энергетических характеристик рассеяния цели на входе приемной антенны.

Для анализа входных сигналов СБРЛ необходимо определить взаимное расположение ее антенны и аэродинамической цели на траектории ее движения. Траектория движения цели относительно СБРЛ представляет собой дискретную по времени совокупность наблюдений, на каждом из которых параметры цели и ее условия локации фиксируются и считаются постоянными. Условия встречи ракеты и цели задаются в относительной системе координат (ОСК), которая имеет начало в условной точке ракеты и привязывается к *треугольнику скоростей*.

Для сцены, находящейся в ближней зоне локации и заданной своей полигональной моделью, мощность входного сигнала СБРЛ, работающей в непрерывном режиме излучения, будет вычисляться на основе следующего соотношения:

$$P = \frac{P_i D_i D_s \lambda^2}{(4\pi)^2} \left| \dot{\Sigma}_i^s \right|^2, \quad (1)$$

$$\dot{\Sigma}_i^s = \sum_{m=0}^{N_{\Sigma}-1} F_{im} F_{sm} \dot{\rho}_{sm} \frac{\exp(ikR_{im})}{R_{im} R_{sm}}, \quad (2)$$

где $\dot{\Sigma}_i^s$ — результирующий коэффициент рассеяния объекта, м^{-1} ; $\dot{\rho}_{sm}$ — комплексный коэффициент отражения ЭО; $F_{i(s)m}$ — значение функции направленности передающей (приемной) антенны на m -й ЭО; $D_{i(s)}$ — КНД передающей (приемной) антенны в направлении максимума излучения; P_i — мощность сигнала, излучаемого передающей системой.

Методы расчета мощности входного сигнала СБРЛ от сложных аэродинамических целей на основе их полигональных моделей подробно изложены в работе [4]. В настоящей статье показана возможность использования полигональной модели для расчета электромагнитных полей рассеяния подстилающими поверхностями с хаотическими неровностями.

Существует целый ряд моделей рассеяния подстилающих поверхностей, применяемых в зависимости от типа фоновых образований, их геометрической формы, происхождения, электродинамических параметров, условий наблюдения и требуемой точности вычислений. Наиболее разработанными считаются методы оценки полей рассеяния статистически шероховатых поверхностей. Их применение в рамках рассматриваемой методики основано на тех же структурах данных геометрической модели, которые применялись для сложных объектов. Как было отмечено ранее, современные САПР позволяют формировать геометрическую модель фонового сюжета по аналогии с поверхностью сложного объекта в виде совокупности плоских треугольных

элементов. Основное отличие треугольного элемента, принадлежащего шероховатой поверхности, от треугольника гладкой части объекта состоит в том, что элементарный отражатель шероховатой поверхности, кроме электродинамических свойств, наделяется вполне определенными статистическими свойствами, характеризующими случайные отклонения поверхности треугольного элемента от плоскости. В качестве таких статистических параметров обычно используют среднеквадратическую высоту неровностей σ , м, и интервал корреляции высот неровностей ρ_0 , м. Треугольные элементы, имеющие такие статистические свойства с вполне конкретными значениями σ и ρ_0 , считаются элементами шероховатой поверхности. Комплексный коэффициент отражения шероховатого треугольника можно представить в следующем виде:

$$\dot{\rho}_{sm} = R_{sm} \frac{\dot{E}_{pi}^s}{\dot{E}_i} = \frac{\exp(i(kR_{sm} + \varphi))}{\sqrt{4\pi}} \sqrt{\sigma_{удm} S_m}, \quad (3)$$

где $\sigma_{удm}$ — удельная эффективная площадь рассеяния (ЭПР) отражателя со случайными неровностями; S_m — площадь треугольного элемента; φ — фаза рассеянного поля, представляющая собой случайную величину, распределенную по равномерному закону $w(\varphi) = 1/2\pi$.

В зависимости от типа случайных неровностей на поверхности треугольного элемента существует три метода расчета его удельной ЭПР. Для так называемых крупномасштабных неровностей, размеры которых превышают длину волны — $\sigma, \rho_0 \gg \lambda$, используется метод касательной плоскости (МКП), а для мелкомасштабных неровностей — $\sigma, \rho_0 \ll \lambda$ — метод малых возмущений (ММВ). При наличии на поверхности треугольника неровностей обоих типов используется комбинация методов МКП и ММВ. Полученные с помощью перечисленных методов соотношения для удельных ЭПР имеют следующий вид [5]:

$$\sigma_{уд1} = \frac{|\dot{T}_1|^2}{2\bar{\gamma}_1^2} \frac{q^2}{q_y^4} \exp\left(-\frac{1}{2\bar{\gamma}_1^2} \frac{q_x^2 + q_z^2}{q_y^2}\right); \quad (4)$$

$$\sigma_{уд2} = 128\pi^4 \frac{\delta^4}{\bar{\gamma}_2^2} |\dot{T}_2|^2 \exp\left(-\frac{2\pi^2 \delta^2 q_{\perp}^2}{\bar{\gamma}_2^2}\right); \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\sigma}_{уд2} = 64\pi^3 \frac{\delta^4}{\bar{\gamma}_2^2 \bar{\gamma}_1^2} \int_0^{2\pi} d\alpha' \int_0^{\frac{\pi}{2}} d\theta' \frac{|\dot{T}_2(\theta', \alpha')|^2 \operatorname{tg}(\theta')}{\cos^3(\theta')} \times \\ \times \exp\left(-\frac{\operatorname{tg}^2(\theta')}{2\bar{\gamma}_1^2}\right) \exp\left(-\frac{2\pi^2 \delta^2 q_{\perp}^2}{\bar{\gamma}_2^2}\right), \quad (6) \end{aligned}$$

где $\sigma_{уд1}$ соответствует методу МКП; $\sigma_{уд2}$ — методу ММВ; $\tilde{\sigma}_{уд2}$ — методу ММВ, модифицированному на случай двухкомпонентных неровностей; $\tilde{\gamma} = \sqrt{2}\sigma/\rho_0$ — среднеквадратический тангенс угла наклона неровностей; $\delta = \sigma/\lambda$ — относительная шероховатость мелкомасштабных неровностей; T_1, T_2 — векторные множители, зависящие от поляризации падающей волны и электродинамики поверхности, приведенные в работе [5].

Для анализа входных сигналов СБРЛ (вблизи поверхности моря) представляет интерес оценка рассеивающих свойств морской поверхности. Как показывают экспериментальные данные, величина удельной ЭПР морской поверхности зависит от многих факторов, а именно: от скорости ветра, степени бальности, длины волны падающего излучения и ракурса наблюдения. При этом характер изменения удельной ЭПР морской поверхности адекватно описывается двухкомпонентной моделью неровностей (6). На рис. 5 приведены диаграммы обратного рассеяния морской поверхности на длине волны $\lambda = 5$ мм для вертикальной и горизонтальной поляризаций. При проведении расчетов по формулам (4) и (6) параметры морской поверхности были заданы в результате усреднения экспериментальных характеристик, полученных для различных типов моря [6].

Для анализа входных сигналов СБРЛ были проведены расчеты мощности входного сигнала от подстилающей поверхности для СБРЛ со следующими параметрами: мощность излучения $P_i = 1$ Вт; КНД передающей и приемной антенн $D_i = D_s = 20$; рабочая частота излучения $f_0 = 54$ ГГц.

ДНА СБРЛ рассчитывается в зависимости от угла α , который представляет собой пространственный угол, откладываемый от оси ракеты в плоскости, образованной вектором промаха и осью ракеты.

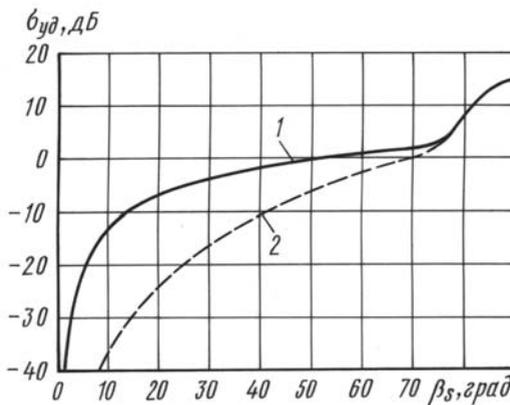


Рис. 5. Диаграммы обратного рассеяния морской поверхности на длине волны 5 мм:

1 и 2 — вертикальная и горизонтальная поляризация

ДНА, которая использовалась при проведении расчетов, имеет ширину $\Delta\alpha = 10^\circ$ (по уровню ослабления сигнала 0,707), а вектор, характеризующий направление на максимум ДНА, расположен под углом $\alpha_0 = 73^\circ$ к оси ракеты.

Для проведения расчетов входных сигналов СБРЛ методами математического моделирования был рассмотрен участок рельефа земной поверхности (морская поверхность). При проведении расчетов предполагалось, что ракета с СБРЛ летит параллельно поверхности на высоте $h = 5$ м по прямолинейной траектории, причем координата x фазового центра антенны СБРЛ изменялась в пределах $x_{0ц} = \{40 \dots 0\}$ м в системе координат поверхности с шагом по оси x $\Delta x = 0,5$ м.

В качестве геометрической модели участка морской поверхности был использован плоский квадратный лист с размерами $L_x = L_y = 100$ м, образованный плоскими треугольными элементами (отражателями). Координата условной точки листа находится в его геометрическом центре, т.е. $x_{0ц} = 50$ м, $y_{0ц} = 50$ м, $z_{0ц} = 0$. Каждый треугольник полигональной модели поверхности сопоставлен с ДОР морской поверхности на длине волны $\lambda = 5$ мм, приведенной на рис. 5. Результирующий сигнал от морской поверхности вычислялся в результате когерентного суммирования комплексных коэффициентов отражения, определяющихся из зависимости удельной ЭПР. Схема взаимного расположения ракеты с СБРЛ и подстилающей поверхности при заданных условиях встречи приведена на рис. 6. На рис. 7 приведен график мощности входного сигнала СБРЛ от подстилающей поверхности в зависимости от координаты x СБРЛ. Как видно из графика, уровень

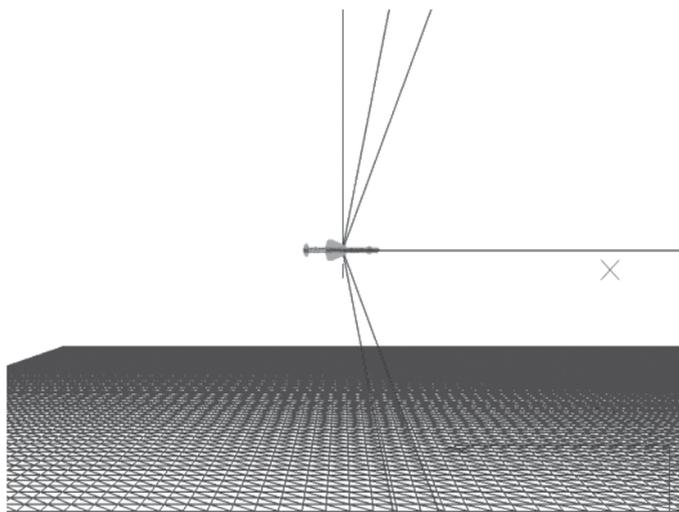


Рис. 6. Схема взаимного расположения ракеты с СБРЛ и подстилающей поверхности

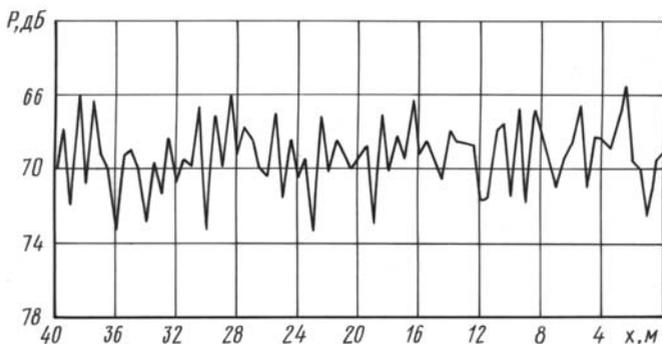


Рис. 7. Зависимость мощности входного сигнала СБРЛ от координаты x СБРЛ при ее пролете вдоль участка рельефа подстилающей поверхности

входного сигнала от морской поверхности не изменяется на траектории полета и составляет в среднем $P = -70$ дБ. Стохастические осцилляции сигнала обусловлены случайным характером начальной фазы комплексного коэффициента отражения (3).

Таким образом, на основе полигональной модели радиолокационной сцены [4] предложена новая математическая модель электромагнитных полей рассеяния сложных целей и входных сигналов СБРЛ в ближней зоне локации. Основные методические положения этой модели электромагнитных полей рассеяния сложных сцен на основе полигональных моделей приведены в работе [4]. В данной работе рассмотрена адаптация данной математической модели к условиям ближней зоны радиолокации при облучении участка рельефа подстилающей поверхности. Полученные результаты показывают возможность непосредственного использования соотношений, полученных на основе классических электродинамических методов, для расчета мощности входного сигнала СБРЛ на траектории движения относительно подстилающей поверхности при самых общих условиях встречи.

Выводы. 1. Приведены математические модели и схемы построения аппаратуры имитации входного сигнала, возникающего из-за отражений от подстилающей поверхности для испытаний СБРЛ сантиметрового диапазона. Имитатор сигнала предназначен для использования в комплексах полунатурного моделирования для оценки помехозащищенности изделий.

2. Математическая модель подстилающей поверхности строится на основе ее геометрического представления в виде совокупности плоских треугольных элементов и прямого решения электродинамической задачи дифракции радиоволны с учетом хаотических неровностей на поверхности.

3. Сигнал в имитаторе воспроизводится методом функционального полунатурного моделирования через программно-аппаратный управ-

вляющий модуль с использованием математических моделей, связанных с физическими устройствами имитатора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Борзов А. Б., Засовин Э. А., Соколов А. В., Сучков В. Б. Методы синтеза геометрических моделей сложных радиолокационных объектов. Электромагнитные волны и электронные системы. – 2003. – Т. 8, № 5. – С. 55–63.
2. Борзов А. Б., Соколов А. В., Сучков В. Б. Методы цифрового моделирования радиолокационных характеристик сложных объектов на фоне природных и антропогенных образований // Зарубежная радиоэлектроника. – 2001. – № 5. – С. 55–66.
3. Тучков Л. Т. Радиолокационные характеристики летательных аппаратов. – М.: Радио и связь, 1985. – 236 с.
4. Борзов А. Б., Соколов А. В., Сучков В. Б. Цифровое моделирование входных сигналов систем ближней радиолокации от сложных радиолокационных сцен // Успехи современной радиоэлектроники. – 2004. – № 9–10. – С. 38–61.
5. Антифеев В. Н., Борзов А. Б., Сучков В. Б. Основы теории рассеяния электромагнитных волн поверхностями с хаотическими неровностями. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2003. – 77 с.
6. Красюк Н. П., Коблов В. Л., Красюк В. Н. Влияние тропосферы и подстилающей поверхности на работу РЛС. – М.: Радио и связь, 1988. – 216 с.

Статья поступила в редакцию 30.11.2005

Константин Анатольевич Антонов родился в 1952 г., окончил в 1976 г. Московский заочный институт связи. Генеральный директор ФГУП “НПП “Дельта”. Специализируется в области моделирования систем ближней радиолокации.

K.A. Antonov (b. 1952) graduated from the Moscow Correspondence Institute for Communication in 1976. General director of the Federal State Unitary Enterprise “NPP “Delta”. Specializes in the field of simulation of systems of short-range location.

Вячеслав Олегович Григорьев родился в 1954 г., окончил в 1980 г. Московский институт радиотехники, электроники и автоматики. Ведущий инженер ФГУП “НПП “Дельта”. Специализируется в области техники и приборов СВЧ.

V.O. Grigoriev (b. 1954) graduated from the Moscow Institute for Radio-technology, Electronics and Automatics. Leading engineer of the Federal State Unitary Enterprise “NPP “Delta”. Specializes in the field of microwave technology and devices.

Виктор Борисович Сучков родился в 1977 г., окончил в 2000 г. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Канд. техн. наук, доцент, старший научный сотрудник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Специализируется в области математического моделирования радиолокационных характеристик рассеяния сложных объектов и подстилающих поверхностей.

V.B. Suchkov (b. 1977) graduated from the Bauman Moscow State Technical University in 2000. Ph. D. (Eng.), assoc. professor, senior researcher of the Bauman Moscow State Technical University. Specializes in the field of mathematical simulation of radar dispersion characteristics of complex objects and underlying terrain.

Михаил Григорьевич Фабричный родился в 1948 г., окончил в 1973 г. Московский энергетический институт. Канд. техн. наук, старший научный сотрудник ФГУП "НПП "Дельта". Специализируется в области моделирования имитаторов входных сигналов систем ближней радиолокации.

M.G. Fabrichny (b. 1948) graduated from the Moscow Energy Institute in 1973. Ph. D. (Eng.), senior researcher of the Federal State Unitary Enterprise "NPP "Delta". Specializes in the field of modeling of input signal imitators for short-range location systems.

УДК 623.454.254(075.8)

В. К. Х о х л о в, А. В. П о п о в

ПОСТРОЕНИЕ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ ПЕЛЕНГАТОРАХ

Обоснован алгоритм обработки сигналов в высокоточной гидроакустической системе пеленгации, имеющей в своем составе квазиоптимальный дискриминатор для оценки углов пеленга. Рассмотрены алгоритмы обработки сигналов в пеленгаторах с плоскостными и пространственными антенными решетками.

При проведении подводных работ и исследований с использованием необитаемых аппаратов постоянно необходимы данные об их координатах. Для решения подобных задач применяются гидроакустические системы слежения. Одним из направлений совершенствования современных подводных аппаратов является увеличение максимальной глубины их погружения, что предъявляет особые требования к системам слежения. В настоящее время актуальным является вопрос о повышении точности систем слежения в части измерения угловых координат подводных объектов и увеличения диапазона измеряемых углов.

Принцип действия гидроакустической системы слежения пассивного типа заключается в измерении параметров сигнала, излученного маяком, находящимся на подводном объекте.

В настоящее время наиболее распространены системы, имеющие в своем составе пеленгатор с базой, равной половине длины волны несущей частоты сигнала. Такие пеленгаторы обеспечивают однозначное определение направления на лоцируемый объект в диапазоне $\pm 30^\circ$ (при корреляционной обработке принимаемых сигналов). Недостатком таких систем является недостаточная точность пеленгации, обусловленная нестабильностью фазовых характеристик приемных трактов (например, вследствие разброса температур при различных условиях применения и др.). Повысить точность пеленгатора, т.е. свести к