

УДК 621.396

## К ВОПРОСУ МОДЕЛИРОВАНИЯ КАНАЛА РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

### **Фитасов Евгений Сергеевич**

кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехники радиофизического факультета Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского.

*E-mail:* fitasoves@mail.ru.

### **Односецев Валерий Александрович**

старший преподаватель кафедры радиотехники радиофизического факультета Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского.

### **Душко Ирина Владимировна**

кандидат физико-математических наук, старший преподаватель кафедры радиотехники радиофизического факультета Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского.

*E-mail:* iraterf@mail.ru.

### **Ивлев Дмитрий Николаевич**

кандидат физико-математических наук, доцент кафедры радиотехники радиофизического факультета Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского.

*E-mail:* ivlev@rf.unn.ru.

*Адрес:* 603950, Н. Новгород, пр. Гагарина, 23.

*Аннотация:* В работе рассматриваются особенности моделирования канала распространения радиолокационных сигналов. Обоснован выбор параметров модели с учетом характеристик поверхности: проводимости, диэлектрической проницаемости, степени неровности. Разработанная модель достаточно универсальна и позволяет получить необходимые характеристики при различных высотах и траекториях целей, в том числе маловысотных.

*Ключевые слова:* канал распространения, радиолокационные сигналы, модель, поверхность.

### **Введение**

Одной из наиболее важных задач в радиолокации является измерение угловых координат цели, которое основано на определении направления прихода электромагнитных волн, излученных или отраженных целью. Однако для радиолокации характерно многолучевое распространение сигналов из-за наличия земной поверхности, влияние которой особенно существенно при малых углах места. Поэтому в вертикальной плоскости зона обнаружения принимает «изрезанный» вид с чередующимися максимумами и минимумами. Наличие минимумов может привести к потере цели на соответствующих углах места. Сильнее всего данный нежелательный эффект проявляется при обнаружении целей на малых и предельно малых высотах (50-500 м), т. е. при малых углах места.

На практике земная поверхность имеет значительно более сложный вид, чем плоская поверхность. Вокруг радиолокатора могут находиться различные объекты (лес, горы, холмы, строения, линии электропередач и т.д.). Строгий учет влияния конкретного рельефа на зоны обнаружения является очень сложной задачей, поэтому представляют интерес такие методы анализа влияния рельефа на радиолокационный сигнал, которые учитывали бы общие особенности рельефа (равнина, холмистая местность, горы, лес, средняя высота неровностей, диэлектрические и проводящие свойства почвы).

Моделирование канала распространения радиолокационных сигналов является важнейшим этапом имитационного моделирования радиолокационной системы в условиях воздействия отраженных сигналов и непред-

намеренных помех. При обосновании модели канала необходимо учитывать множество разнообразных факторов: взаимное расположение цели и РЛС, траекторию движения цели, характер неровностей подстилающей поверхности и её диэлектрические и проводящие свойства, появление доплеровского сдвига за счет движения цели относительно РЛС. Основная трудность при обосновании модели канала заключается в выборе компромисса между адекватностью модели и сложностью алгоритма. Известная методика расчета напряженности поля с учетом влияния земной поверхности основана на использовании интерференционных формул [1, 2], однако такая методика непригодна в случае импульсных сигналов, если временное запаздывание отраженного сигнала соизмеримо или превышает длительность импульса. Кроме того, эта методика не учитывает влияния неровностей подстилающей поверхности, наличие которых во многих случаях приводит к диффузному характеру отражения.

Вместе с тем физическая картина явлений при переотражении земной поверхностью сигнала от цели достаточно проста. Поле в точке приема представляет собой результат сложения трех составляющих: сигнала, прошедшего по кратчайшему пути между целью и РЛС, отраженного земной поверхностью запаздывающего сигнала и сигнала, рассеянного неровностями земной поверхности. Относительный уровень этих компонент зависит как от взаимного расположения и ориентации антенн, так и характера неровностей местности.

В случае активной радиолокации происходит облучение радиолокационной системой пространства электромагнитными волнами и прием отражённого целями излучения. РЛС выполняет роль, как приемной, так и передающей системы. Таким образом, получим многокомпонентную модель, согласно которой сигнал в приемном тракте РЛС представляет собой сумму нескольких компонент, соответствующих радиоволнам, имеющим следующие пути распространения (рис. 1):

- РЛС – цель – РЛС по линии прямой видимости
- РЛС – ТЗО (точка зеркального отражения) – цель – РЛС
- РЛС – цель – ТЗО – РЛС
- РЛС – ТЗО – цель – ТЗО – РЛС
- РЛС – цель – рассеяние подстилающей поверхностью – РЛС
- РЛС – рассеяние подстилающей поверхностью – РЛС.

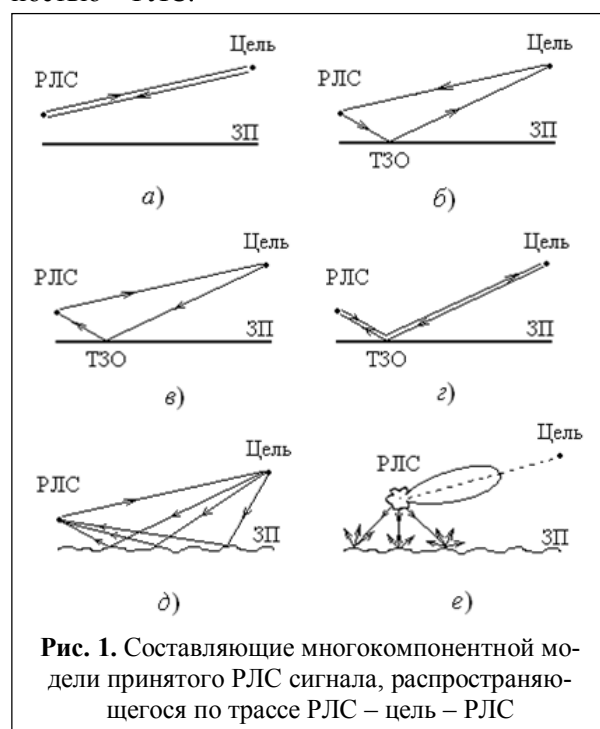


Рис. 1. Составляющие многокомпонентной модели принятого РЛС сигнала, распространяющегося по трассе РЛС – цель – РЛС

Примем для удобства индексные обозначения объектов, составляющих канал распространения радиоволн, в соответствии с таблицей 1.

Таблица 1.

Объект	Индексное обозначение
передающая антенна РЛС	$t$ (transmitter)
приёмная антенна РЛС	$r$ (receiver)
цель (объект наблюдения)	$o$ (object)
точка отражения на подстилающей поверхности	$p$ (point)

Вначале для упрощения описания рассмотрим трёхкомпонентную модель сигнала в радиоканале, описывающую распространение отражённого от цели сигнала в направлении РЛС. Далее на основе трёхкомпонентной мо-

дели будет рассмотрено обобщение для описания всех компонент, показанных на рис. 1.

**Моделирование прямой компоненты сигнала**

Мощность сигнала прямого луча на выходе антенно-фидерного тракта РЛС в режиме приёма вычисляется по соотношению, характеризующему распространение сигнала в свободном пространстве:

$$P_1 = \frac{\sigma \Pi \lambda^2}{(4\pi r_0)^2} G_r F_r^2(\theta_o, \phi_o) \quad (1)$$

где  $\Pi$  – плотность потока мощности облучающего цель поля в точке расположения цели,  $\sigma$  – эффективная площадь рассеяния (ЭПР) цели,  $r_0$  – расстояние от цели до приёмной антенны РЛС,  $\lambda$  – длина волны,  $G_r$  и  $F_r^2(\theta_o, \phi_o)$  – коэффициент усиления по главному лепестку и значение нормированной ДН по мощности антенны РЛС на прием в направлении цели соответственно,  $(\theta_o, \phi_o)$  – угловые координаты цели в локальной сферической системе координат приемной антенны РЛС.

Соотношение (1) справедливо в условиях прямой радиовидимости, то есть на расстояниях, меньших радиуса радиогоризонта, определяемого соотношением [2]

$$R_r = \sqrt{2R_0} (\sqrt{H} + \sqrt{h}), \quad (2)$$

где  $R_0$  – радиус Земли,  $H, h$  – высоты подъема цели и приёмной антенны РЛС.

**Моделирование квазизеркально отражённой компоненты**

Характер зеркального отражения определяется не только электрическими свойствами подстилающей поверхности, но и степенью ее неоднородности (рис. 2). Поэтому моделирование необходимо проводить с учетом статистических характеристик неровностей отражающей поверхности.

Согласно [3] коэффициент зеркального отражения от неровной поверхности можно представить в виде

$$\Gamma = \Gamma_0 * \Gamma_1, \quad (3)$$

где  $\Gamma_0$  – коэффициент отражения от гладкой поверхности, а средний квадрат величины  $\Gamma_1$  равен

$$\bar{\Gamma}_1^2 = \exp \left[ - \left( \frac{4\pi\delta \sin \beta}{\lambda} \right)^2 \right], \quad (4)$$

$\delta$  – среднеквадратичное отклонение высоты поверхности от плоскости,  $\beta$  – угол скольжения падающего луча,  $\lambda$  – длина волны.

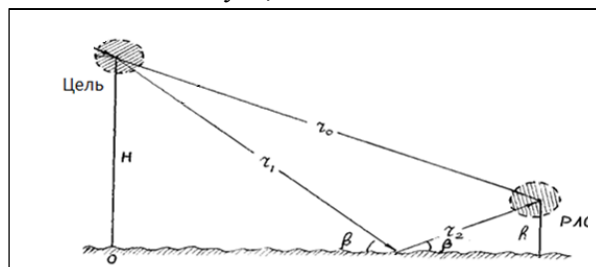


Рис. 2. Формирование отраженного луча

В таблице 2 приведены представленные в [4] значения среднеквадратичной высоты неровностей для различных типов местности для частоты 1,5 ГГц, а в таблице 3 – значения данной величины для водной поверхности при различной степени волнения [3].

Таблица 2.

Тип местности	$\delta$ [м]
водное пространство	0–5
гладкая равнина	5–20
слегка холмистая равнина	20–40
холмистая равнина	40–80
холмы	80–150
горы	150–300

Таблица 3.

Степень волнения (баллы)	Характеристика моря	$\delta$ [м]
1	спокойное	0,05
2	легкое волнение	0,1–0,2
3	умеренное волнение	0,2–0,3
4	значительное волнение	0,3–0,5
5	сильное волнение	0,5–0,9

Коэффициент  $\Gamma_0$  в (3), характеризующий отражение от гладкой поверхности, рассчитывается по известным соотношениям [2], [5] соответственно для вертикальной (в) горизонтальной (г) поляризаций:

$$\Gamma_{0B} = \frac{\alpha \sin \beta - \sqrt{\alpha - \cos^2 \beta}}{\alpha \sin \beta + \sqrt{\alpha - \cos^2 \beta}},$$

$$\Gamma_{0r} = \frac{\sin \beta - \sqrt{\alpha - \cos^2 \beta}}{\sin \beta + \sqrt{\alpha - \cos^2 \beta}}, \quad (5)$$

где  $\alpha = \varepsilon + j60\lambda\sigma$ ,  $\varepsilon$  – диэлектрическая проницаемость поверхности,  $\sigma$  – проводимость,  $\lambda$  – длина волны,  $\beta$  – угол скольжения падающего луча.

Мощность квазизеркально отражённой компоненты с учётом неровностей поверхности вычисляется следующим образом:

$$P_2 = |\Gamma|^2 \frac{\sigma \Pi}{(4\pi)^2 (r_1 + r_2)^2} G_r F_r^2(\theta_p, \phi_p) \quad (6)$$

где  $r_1, r_2$  – расстояния до области, существенной при отражении, от цели и РЛС соответственно (рис. 2),  $(\theta_p, \phi_p)$  – угловые координаты вектора, направленного от приёмной антенны РЛС к точке зеркального отражения в сферической системе координат (СК) приёмной антенны РЛС,  $F_r^2(\theta_p, \phi_p)$  – значение нормированной ДН антенны РЛС на прием в направлении точки зеркального отражения. Величины  $\Pi$  и  $G_r$  в (6) определяются так же, как в (1).

Запаздывание отраженного сигнала относительно сигнала прямого луча находится в виде:

$$\Delta t = \frac{(r_1 + r_2 - r_0)}{c}, \quad (7)$$

где  $c$  – скорость света. Если величина  $\Delta t$  не кратна периоду дискретизации  $T_d$ , принятому при компьютерном моделировании, производится коррекция начальной фазы отражённого сигнала, учитывающая его запаздывание в пределах интервала  $T_d$ .

Вычисление начальных фаз сигналов, принимаемых РЛС (как прямой, так и зеркальной компонент), осуществляется на основе длин путей распространения каждой из компонент ( $kr$ , где  $k$  – волновое число,  $r$  – длина пути), с учётом сдвига фаз в точке зеркального отражения, рассчитываемого как аргумент комплексного коэффициента отражения  $\Gamma_0$ . Информация о доплеровском сдвиге частот компонент естественным образом присутствует во

временном изменении начальных фаз сигналов, возникающем при относительном движении цели и РЛС.

### Рассеянная компонента сигнала

Сигнальные импульсы, переотраженные от различных участков неровной подстилающей поверхности, создают на входе радиоприёмного устройства пассивную помеху, представляющую собой узкополосный шум с гауссовым распределением мгновенных значений и релевским распределением огибающей (в силу большого количества участков неровной поверхности).

Плотность потока мощности рассеянного излучения в точке приема равна (рис. 3).

$$\Pi = \frac{P_0}{4\pi r_2^2} = \frac{\sigma_0 \cdot S}{4\pi r_2^2} \cdot \Pi_0, \quad (8)$$

где  $P_0$  – отраженная во всех направлениях рассеивающей площадкой мощность,  $r_2$  – расстояние от рассеивающей площадки с площадью  $S$  до приемной антенны (рис. 3),  $\Pi_0$  – плотность потока мощности, падающей на рассеивающую поверхность,  $\sigma_0$  – удельная ЭПР поверхности. Размеры площадки  $S$  считаются большими по сравнению с характерным размером неровностей в горизонтальной плоскости.

Соотношение (8) является исходным при расчете мощности рассеянного сигнала.

Наряду с удельной ЭПР для описания рассеивающих свойств поверхности используется коэффициент обратного рассеяния, равный

$$\gamma = \frac{\sigma_0}{\sin \beta_1} = \frac{\sigma}{S \cdot \sin \beta_1}, \quad (9)$$

где  $\beta_1$  – угол скольжения падающего луча (рис. 3), то есть параметр  $\gamma$  совпадает с удельной ЭПР при вертикальном падении ( $\beta_1 = 90^\circ$ ).

Теоретическая оценка ЭПР различных типов неровных поверхностей базируется на использовании различных электродинамических моделей, отличающихся различной степенью детализации [6, 7, 9, 10] (модели, использующие закон Ламберта, фасетная модель, модели Кирхгофа–Гюйгенса). Однако данные модели не в состоянии адекватно описать характери-

стики рассеяния различных типов подстилающих поверхностей в различных частотных диапазонах [7]. В случае непригодности указанных моделей при моделировании рассеянной компоненты приходится ориентироваться на результаты экспериментальных исследований.

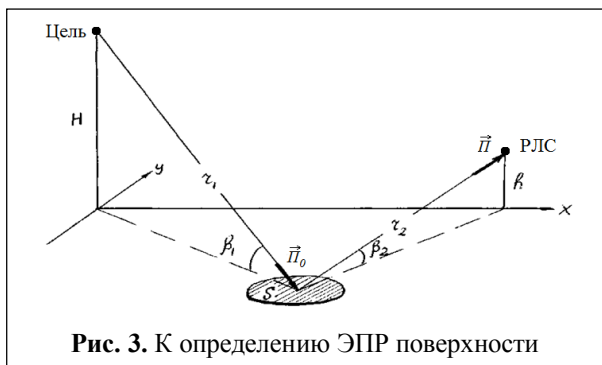


Рис. 3. К определению ЭПР поверхности

Необходимо отметить, что в отличие от случая зеркального отражения диффузно отраженный сигнал рассеивается в широком телесном угле, поэтому интенсивность рассеянного поля зависит от направления на приемную антенну. Для учета этой особенности можно использовать полуэмпирическое соотношение для коэффициента обратного рассеяния, предложенное в [11]:

$$\gamma = \frac{\gamma_0}{2} \cdot \left( 1 + \frac{\sin \beta_2}{\sin \beta_1} \right), \quad (10)$$

где  $\beta_1, \beta_2$  – углы скольжения падающей и отраженной волн соответственно (рис. 3),  $\gamma_0$  – коэффициент обратного рассеяния при нормальном падении. С учетом (9) удельная ЭПР при использовании аппроксимации (10) оказывается равной

$$\sigma_0 = \frac{\gamma_0}{2} \cdot (\sin \beta_1 + \sin \beta_2). \quad (11)$$

Соотношение (11) адекватно описывает рассеяние радиоволн для некоторых типов земной поверхности [8].

### Результаты экспериментальных измерений ЭПР

Экспериментальные данные, содержащиеся в различных источниках [2, 6 - 13], представляют полученные радиолокационными методами зависимости  $\sigma_0 = \sigma_0(\beta)$  удельной ЭПР от угла

скольжения падающего луча. С помощью соотношения (9) эти зависимости могут быть пересчитаны в соответствующие зависимости для коэффициента обратного рассеяния.

В таблице 4 приведены ориентировочные значения коэффициента обратного рассеяния  $\gamma_0$  при вертикальном падении для частоты 1,5 ГГц. Расчет ЭПР для произвольных углов может производиться по формуле (11).

Таблица 4.

тип местности	$\gamma_0$
пустыня	0,01
степь	0,1
лес	0,5
плоскогорье	3,0
вода:	
горизонтальная поляриз.	1,0
вертикальная поляриз.	2,0

Общие закономерности, выявленные в процессе экспериментальных исследований и представленные в литературных источниках, состоят в следующем:

- удельная ЭПР в дециметровом и сантиметровом диапазонах в зависимости от частоты возрастает по закону  $\sigma_0 \sim f^n, n=1-2$  [7, 12];
- рассеивающие свойства твердой поверхности слабо зависят от поляризации [7];
- при несовпадающих поляризациях излученной и принимаемой волн удельная ЭПР уменьшается примерно на 10 дБ [7];
- ЭПР гористой местности примерно на 20 дБ больше ЭПР равнинной поверхности [3].

### Моделирование рассеянной компоненты

Для моделирования рассеянной компоненты сигнала на выходе приёмной антенны РЛС подстилающая поверхность разбивается на элементарные квадратные площадки со стороной  $\Delta$ , превышающей радиус пространственной корреляции неровностей (рис. 4). Из физических соображений целесообразно выбрать  $\Delta = cT$ , где  $T$  – длительность элементарного импульса импульсного сигнала РЛС.

Мощность сигнала на выходе АФС РЛС, создаваемая рассеянием на выделенной площадке, оценивается с помощью следующего соотношения, полученного из формул, приведённых выше:

$$P_{3i} = \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2} \frac{\sigma_{0i} \Delta^2 \Pi_i}{r_{2i}^2} G_r F_r^2(\theta_i, \phi_i), \quad (12)$$

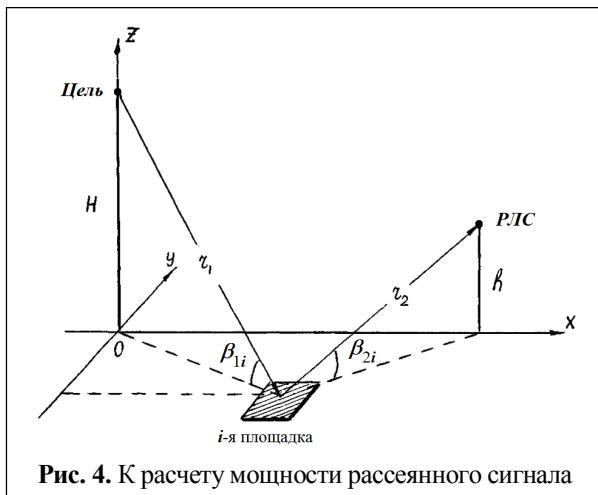


Рис. 4. К расчету мощности рассеянного сигнала

где  $\Pi_i$  – плотность потока мощности, падающей на  $i$ -ую площадку,  $r_{2i}$  – расстояние от рассеивающей площадки до РЛС,  $(\theta_i, \phi_i)$  – направление на  $i$ -ую площадку в сферической СК, связанной с приёмной антенной РЛС. Рассеивающие свойства поверхности учитываются с помощью параметра  $\sigma_{0i}$ , определённого формулой (11):

$$\sigma_{0i} = \frac{\gamma_0}{2} (\sin \beta_{1i} + \sin \beta_{2i}), \quad (13)$$

где  $\beta_{1i}$  и  $\beta_{2i}$  – углы скольжения падающей и отражённой от элементарной площадки волн (рис. 4),  $\gamma_0$  – коэффициент обратного рассеяния выделенной площадки при нормальном падении.

Если расстояние  $r_{1i}$  между целью и площадкой меньше радиуса радиогоризонта цели (определяется по формуле (2) при  $h = 0$ ), то по формуле (12) находится мощность излучения на выходе АФС РЛС, рассеянного данной выделенной площадкой.

Далее в соответствии с моментом прихода сигнала от рассматриваемой площадки определяется номер элемента массива, содержащего значения мгновенной мощности<sup>1</sup> рассеянного сигнала, и к значению данного элемента массива прибавляется значение вычисленной по формуле (12) мощности. Таким образом, путём перебора всех площадок, попадающих одновременно в области, ограниченные радиогоризонтами цели и РЛС, в массиве значений мгновенной мощности происходит накопление мощности рассеянного сигнала от пер-

<sup>1</sup> При определении мгновенной мощности энергия усредняется на интервале времени, меньшем, чем период дискретизации при моделировании.

вого отсчёта излучаемого сигнала, то есть измеряется профиль временного рассеяния (ПВР). Можно было бы в процессе моделирования повторить данную процедуру для каждого отсчёта излучаемого сигнала, однако это потребует больших временных затрат на перебор алгоритмов большого количества площадок. Вместо этого для каждого из последующих отсчётов излучаемого сигнала, можно взять смещённую во времени копию ПВР, образованного первым отсчётом излучаемого сигнала. В этом случае зависимость мощности рассеянного сигнала от времени на выходе АФС РЛС будет являться суммой смещённых во времени (на последовательные величины, кратные периоду дискретизации) копий ПВР, образованного только одним первым отсчётом излучаемого сигнала. Такой подход допустим в силу малости расстояния, на которое перемещается цель за время передачи одного импульса.

Рассеянный сигнал формируется путём модуляции амплитуды гауссовского шума с единичной дисперсией и шириной полосы, равной ширине полосы системы, в соответствии с полученным временным распределением мгновенной мощности рассеянного сигнала.

#### Многокомпонентная модель сигнала

Основываясь на рассмотренной выше трёхкомпонентной модели, обобщим модель сигнала в радиоканале с учётом распространения сигнала от РЛС к цели и обратно в соответствии с рис. 1.

Плотности потока мощности у цели при распространении сигнала от РЛС по линии прямой видимости и в случае его квазизеркального отражения от земной поверхности равны, соответственно,  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$ , и определяются следующим образом:

$$\Pi_1 = \frac{P_0 G_t F_t^2(\theta_o, \phi_o)}{4\pi r_o^2}, \quad (14)$$

$$\Pi_2 = \frac{|\Gamma|^2 P_0 G_t F_t^2(\theta_p, \phi_p)}{4\pi(r_1 + r_2)^2}, \quad (15)$$

где  $P_0$  – подводимая к излучающей антенне РЛС мощность,  $G_t$  – коэффициент усиления передающей антенны,  $F_t^2(\theta_o, \phi_o)$  и  $F_t^2(\theta_p, \phi_p)$  – значения нормированной ДН передающей антенны РЛС в направлениях цели и точки отра-

жения соответственно,  $r_0$  – расстояние между излучающей антенной РЛС и целью,  $r_1$  и  $r_2$  – расстояния до области, существенной при отражении от цели и РЛС, соответственно,  $\Gamma$  – коэффициент отражения, определяемый по формуле (3).

Используя выражения (1), (6), (14) и (15), мощности сигналов на выходе АФС РЛС, принимаемых антенной РЛС, в зависимости от их пути распространения можно вычислить следующим образом:

$$P_{\text{гор}} = P_1(\Pi_1) = \frac{\sigma\lambda^2}{(4\pi)^3 r_0^4} P_0 G_t G_r F_t^2(\theta_o, \phi_o) F_r^2(\theta_o, \phi_o) \quad (16)$$

– для компоненты «РЛС – цель – РЛС»;

$$P_{\text{пор}} = P_1(\Pi_2) = \frac{\sigma\lambda^2 |\Gamma|^2}{(4\pi)^3 r_0^2 (r_1 + r_2)^2} \times P_0 G_t G_r F_t^2(\theta_p, \phi_p) F_r^2(\theta_o, \phi_o) \quad (17)$$

– для компоненты «РЛС – ТЗО – цель – РЛС»;

$$P_{\text{топр}} = P_2(\Pi_1) = \frac{\sigma\lambda^2 |\Gamma|^2}{(4\pi)^3 r_0^2 (r_1 + r_2)^2} \times P_0 G_t G_r F_t^2(\theta_o, \phi_o) F_r^2(\theta_p, \phi_p) \quad (18)$$

– для компоненты «РЛС – цель – ТЗО – РЛС»;

$$P_{\text{пропр}} = P_2(\Pi_2) = \frac{\sigma\lambda^2 |\Gamma|^4}{(4\pi)^3 (r_1 + r_2)^4} \times P_0 G_t G_r F_t^2(\theta_p, \phi_p) F_r^2(\theta_p, \phi_p) \quad (19)$$

– для компоненты «РЛС – ТЗО – цель – ТЗО – РЛС».

Моделирование ДН антенн РЛС на передачу и приём ( $F_t^2(\theta, \phi)$  и  $F_r^2(\theta, \phi)$ ) можно осуществить, например, в соответствии с алгоритмом, подробно описанным в [14].

Рассеянный сигнал на выходе антенно-фидерного тракта РЛС складывается из двух компонент принимаемого сигнала, имеющих пути распространения РЛС – цель – рассеяние подстилающей поверхностью – РЛС и РЛС – рассеяние подстилающей поверхностью – РЛС (рис. 1). Вторая компонента рассеянного сигнала обусловлена невозможностью обеспечить

нулевой уровень боковых лепестков ДН антенны РЛС в направлении на земную поверхность, в связи с чем, доля излученной станцией энергии рассеивается на неровностях подстилающей поверхности и часть ее обратно попадает в приемный тракт РЛС. Рассеянный сигнал, распространяющийся по пути РЛС – ТЗО – цель – рассеяние подстилающей поверхностью – РЛС, можно не учитывать, считая его мощность пренебрежимо малой по сравнению с мощностями первых двух компонент рассеянного сигнала.

Плотность потока мощности, падающей на  $i$ -ую рассеивающую площадку подстилающей поверхности, для сигнала, отраженного от цели, будет равна:

$$\Pi_i = \frac{\Pi_1 \sigma}{4\pi r_{1i}^2}, \quad (20)$$

где  $r_{1i}$  – расстояние от рассеивающей площадки до цели.

Плотность потока мощности, падающей на  $i$ -ую площадку, для сигнала, пришедшего с направления РЛС, вычисляется по соотношению, характеризующему распространение сигнала в свободном пространстве:

$$\Pi_i = \frac{P_0}{4\pi r_{2i}^2} G_t F_t^2(\theta_i, \phi_i), \quad (21)$$

где  $r_{2i}$  – расстояния от рассеивающей площадки до РЛС,  $F_t^2(\theta_i, \phi_i)$  – значение нормированной ДН излучающей антенны РЛС в направлении на  $i$ -ую площадку.

Подставляя (20) или (21) в (12), получим выражения для вычисления мощности каждой из компонент рассеянного сигнала на выходе приёмной АФС РЛС, создаваемой рассеянием на элементарных площадках подстилающей поверхности.

Разбиение подстилающей поверхности на элементарные площадки и дальнейшее суммирование мощностей от этих площадок происходит таким же способом, как и в случае трёхкомпонентной модели.

### Заключение

Основные результаты, полученные при выполнении работы, состоят в следующем.

1. Предложен принцип моделирования канала распространения радиолокационного сиг-

нала, учитывающий множественность путей распространения сигнала от РЛС к цели и обратно и основанный на раздельной оценке интенсивностей и фаз различных компонент сигнала: прямой, квазизеркально переотраженной и диффузно рассеянной подстилающей поверхностью.

2. Обоснован выбор параметров модели с учетом характеристик поверхности: проводимости, диэлектрической проницаемости, степени неровности.

3. Разработанная модель достаточно универсальна и позволяет получить необходимые характеристики при различных высотах и траекториях целей, в том числе маловысотных.

4. Разработанная модель может быть использована в следующих направлениях исследований:

– моделирование прямой трассы РЛС-объект и канала переотражения объект-РЛС;

– синтез комплексной огибающей сигнала на входах элементов антенной решетки с учетом параметров модели;

– управление диаграммой направленности приемной антенны РЛС для минимизации уровня квазизеркальной компоненты сигнала с целью уменьшения ошибки измерения угломестной координаты объектов.

#### Литература

1. Калинин А.И., Черенкова Е.Л. Распространение радиоволн и работа радиолиний. – М.: Связь.- 1971. 440 с.

2. Справочник по теоретическим основам радиоэлектроники. Т.1 /Под ред. Б.Х. Кривицкого. – М.: Энергия, 1977. – 504 с.

3. Бартон Д., Вард Г. Справочник по радиолокационным измерениям. – М.: Сов. радио, 1976. – 392 с.

4. Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ / Под ред. У.К. Джексона. – М.: Связь, 1979. – 520 с.

5. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. Выпуск I. Общие вопросы ЭМС. Межсистемные помехи / Составитель Др. Ж. Уайт. – М.: Сов. радио, 1977. – 352 с.

6. Справочник по радиоэлектронным системам. Т.2 / Под ред. Б.Х. Кривицкого. – М.: Энергия, 1979. – 368 с.

7. Справочник по радиолокации. Т.1. Основы радиолокации / Под ред. М. Скольника. – М.: Сов. радио, 1976. – 456 с.

8. Справочник по радиолокации. Т.4. Радиолокационные станции и системы / Под ред. М. Скольника. – М.: Сов. радио, 1978. – 376 с.

9. Рытов С.М., Кравцов Ю.А., Татарский В.И. Введение в статистическую радиофизику. Часть 2. Случайные поля. – М.: Наука, 1978. – 464 с.

10. Орлов Р.А. Торгашин Б.Д. Моделирование радиолокационных отражений от земной поверхности. – Л.: Изд-во Ленинградского ун-та, 1978. – 148 с.

11. Теоретические основы радиолокации / Под ред. В.Е. Дулевича. – М.: Сов. радио, 1978. – 608 с.

12. Радиолокационные устройства / Под ред. В.В. Григорина-Рябова. – М.: Сов. радио, 1970. – 680 с.

13. Фельдман Ю.И., Мандуровский И.А. Теория флуктуации локационных сигналов, отраженных распределенными целями. – М.: Радио и связь, 1988. – 272 с.

14. Васильев В.С. Моделирование пространственных диаграмм направленности антенных систем / В.С. Васильев, Д.Н. Ивлев // Антенны. 2006, №5. С. 39-44.

Поступила 04 июня 2016 г.

English

#### On modeling of radar signal distribution channel

**Evgeny Sergeevich Fitasov** – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor Radio Engineering Department Faculty of Radiophysics Nizhny Novgorod State University named after N. I. Lobachevsky.

*E-mail:* fitasoves@mail.ru.

**Valery Aleksandrovich Odnosevtsev** – Senior Teacher Radio Engineering Department Faculty of Radiophysics Nizhny Novgorod State University named after N. I. Lobachevsky.

**Irina Vladimirovna Dushko** – Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Senior Lecturer Radio Engineering Department Faculty of Radiophysics Nizhny Novgorod State University named after N.I. Lobachevsky.

*E-mail:* iraterf@mail.ru.



**Dmitry Nikolaevich Ivlev** – Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor Radio Engineering Department Faculty of Radiophysics Nizhny Novgorod State University named after N. I. Lobachevsky.

*E-mail:* ivlev@rf.unn.ru.

*Address:* 23 Gagarin Ave., 603950 Nizhny Novgorod, Russia VSUWT.

**Abstract:** The article describes the creatively different model of radar signal distribution channel according to which the field in receiving point is the result of adding three components: the signal which passed the shortest way between the target and radar station (RS); the lagging signal reflected by the ground surface in a quasi-specular way; the signal scattered by the ground surface irregularities. Relative level of these components depends on a relative positioning and orientation of radio signal transmitting/receiving antennas as well as on the underlying surface irregularities features and its electrical properties. The scattered signal component is the result of adding of plenty copies of the signal re-reflected by different areas of the irregular underlying surface and having casual delays, amplitudes and phases. Due to this fact this component represents narrow-band noise with Gaussian distribution of instantaneous values. To model scattered signal component the underlying surface is divided into simple square platforms with the long side exceeding the space correlation radius of the surface irregularities. Time dependence of scattered signal component capacity is formed through sorting out all platforms that get simultaneously into the target and RS areas limited by radio horizons. If active radiolocation takes place then the signal in RS receiving path is the sum of several components corresponding to the radio waves having the following propagation paths: RS - the target – RS as the sight line; RS - MP (mirror point) - the target – RS; RS - the target - MP – RS; RS - MP- the target - MP – RS; RS - the target - scattering by the underlying surface – RS; RS - scattering by the underlying surface – RS. The described model can be implemented as computer-aided algorithm calculating capacities and time delays of the RS received signal separate components, signal carrier phases of direct and quasi-specular components, as well as the result of adding all components.

**Key words:** distribution channel, radar signals, model, surface.

#### References

1. Kalinin A.I., Cherenkova E.L. Radio wave propagation and radio-frequency line operation. - M.: Svyaz - 1971. 440 p.
2. Handbook book of radio electronics fundamentals. T.I / Ed. by B.Kh.Krivitskiy. - M.:Energiya, 1977. - 504 pages(villages).
3. Barton D., Ward H. Handbook of radar measurements. - M.: Sov.Radio, 1976. - 392 p.
4. Microwave mobile communications / Ed. by W.C.Jakes. - M.: Svyaz, 1979. - 520 p.
5. Electromagnetic interference and compatibility. Iss. I. General issues of EIC. Intersystem interference / Content by D.R.J. White. - M.:Sov.radio, 1977. - 352 p.
6. Handbook of radio-electronic systems. V.2 / Ed. by B.Kh.Krivitskiy. - M.: Energy, 1979. - 368 p.
7. Handbook of radar direction finding. V.I. Radar direction finding fundamentals/ Ed. by M. Skolnik. - M.: Sov.Radio, 1976. - 456 p.
8. Handbook of radar direction finding. V.4. Radar stations and systems / Ed. by M. Skolnik. - M.: Sov.Radio, 1978. - 376 p.
9. Rytov S.M., Kravtsov YU.A., Tatarskiy V. I. Introduction to statistical radio physics. Part 2. Random fields. - M.: Nauka, 1978. - 464 p.
10. Orlov R. A. Torgashin B. D. Modeling of radar reflections from the ground surface. - L.: Publ.H. og Leningrad university, 1978. - 148 p.
11. Fundamental theory of radar direction finding / Ed. by V.E. Dulevich. - M.: Sov.Radio, 1978. - 608 p.
12. Radar devices / Ed. by V. V. Grigorin -Ryabov. - M.: Sov. Radio, 1970. - 680 p.
13. Feldman YU.I., Mandurovskiy, I.A. Fluctuation theory of radar signals reflected by allocated targets. - M.: Radio I svyaz, 1988. - 272 p.
14. Vasilyev V. S. Modeling of antenna system space directional diagrams/ V. S. Vasilyev, D. N. Ivlev//Anteny. 2006, No. 5. P. 39-44.