УДК 621.371 DOI: 10.18698/2308-6033-2018-6-1772

Модель сигнала, отраженного от пассивных помех в виде облаков дипольных отражателей

© В.Н. Жураковский

МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, 105005, Россия

Создана модель радиосигнала, отраженного от облака дипольных отражателей, которая необходима для отработки помехозащищенных алгоритмов функционирования бортовых радиолокационных систем. Рассчитан результирующий сигнал, на ЭВМ определены его характеристики. Представлены исходные данные для облаков дипольных отражателей с большим, средним и малым временем существования. Разработана методика моделирования радиосигналов с учетом взаимовлияния одного диполя на другой и эффекта затенения диполей предстоящими диполями. Для сокращения времени расчета в методику введено понятие элементарного объема, содержащего определенное количество диполей. Получены вероятностные законы распределения эффективной поверхности рассеяния элементарных объемов в целях учета случайного характера отражения радиосигнала от облака дипольных отражателей, случайности амплитуды и фазы отраженного сигнала. Показана возможность получения реализаций сигнала, близких к реальным.

Ключевые слова: *облака дипольных отражателей, отраженный сигнал, статистические характеристики, квадратуры*

Введение. В функционировании современной авиационной и ракетной техники важное значение имеют специальные радиолокационные системы (РЛС), предназначенные для определения траектории летательных аппаратов, высоты летательного аппарата и решения других важных задач. Применяемые в летательных аппаратах РЛС должны работать при помехах, в том числе искусственных. В этой связи актуальна задача защиты от искусственных пассивных помех в виде облаков дипольных отражателей (ОДО) [1–4], которые образуют воздушные, морские и наземные системы. В целях помехозащищенности РЛС необходима разработка новых алгоритмов помехозащиты, невозможная без создания достаточно адекватных моделей сигналов, отраженных от ОДО [5–7].

Цель настоящей статьи — создание модели сигнала, отраженного от ОДО, который при сохранении адекватности позволяет в относительно короткое время сгенерировать сигналы, необходимые для разработки алгоритмов работы бортовых РЛС. Необходимым условием в этом отношении является наличие исходных данных по динамике развития ОДО — по геометрическим характеристикам скоростей изменения параметров распределения объемной плотности.

Экспериментальные работы проведены многими организациями, в результате чего получены исходные данные для ОДО с большим, средним и малым временем существования, которые заложены в используемой методике оценки помехозащищенности.

В настоящее время при проектировании РЛС используются методики оценки помехозащищенности различных степени точности и диапазонов времени существования ОДО, в том числе методики [5–7], основанные на предположении о независимости сигналов, отраженных от отдельных диполей. Расчет результирующего сигнала проводится путем геометрического суммирования элементарных сигналов от отдельных диполей (при определении реализаций отраженного сигнала координаты центров диполей и углы, определяющие их ориентацию, считаются случайными величинами), а расчет характеристик сигнала осуществляется на ЭВМ методом Монте-Карло в дискретных точках на траектории. Однако при большом количестве диполей в облучаемом объеме задача становится громоздкой и ее машинная реализация затруднена. Кроме того, при большой плотности диполей в ОДО нарушается основное предположение о независимости сигналов, отраженных от отдельных диполей. Таким образом, методика автоматизированного проектирования РЛС применяется исключительно для сформировавшихся ОДО с малой объемной плотностью диполя и значительными затратами машинного времени.

В целях специального затруднения работы современных летательных аппаратов создаются достаточно плотные пассивные помехи для затруднения их функционирования в таких условиях. В связи с этим актуальность приобретает разработка методики моделирования, которая учитывала бы перечисленные особенности ОДО.

Основные положения для разработки модели. Трудности, связанные с оценкой помехозащищенности РЛС при большой плотности диполей в ОДО, частично преодолеваются при использовании методики, описанной в работе [2], в основу которой положено представление ОДО в виде непрерывной среды, характеризующейся удельной или средней эффективной поверхностью рассеяния (ЭПР) на единицу объема:

$$\rho_\sigma = \overline{\sigma}_1 \rho,$$

где $\overline{\sigma}_1$ — средняя ЭПР одного диполя; ρ — объемная плотность.

Полная мощность сигнала, отраженного от ОДО, определяется путем интегрирования по всему разрешаемому объему облака мощностей, рассеянных элементарными объемами. При использовании интегрального подхода увеличение количества диполей в облаке не приводит к увеличению времени расчета средней мощности. Данная методика справедлива только для случая ОДО с постоянной объемной плотностью диполей и не учитывает взаимного электродинамического влияния диполей в облаке, что сказывается при плотности диполей выше 10 диполей на 1 м^3, но она позволяет проводить оценку средней мощности, хотя не дает возможности исследовать сигналы, отраженные от ОДО, и рассмотреть вопросы повышения помехоза-щищенности РЛС.

В качестве простейшего подхода к определению средней мощности сигнала, отраженного от облака пассивных помех, на начальном этапе его существования можно использовать методику, которая базируется на усредненных зависимостях ЭПР облака дипольного отражателя от времени его существования, аппроксимирующих результаты экспериментальных данных:

$$\sigma(t) = \sigma_m \left\{1 - \exp(-\gamma t)\right\},$$

где σ_m — максимальное значение ЭПР пачки дипольных отражателей; γ — постоянная, определяемая экспериментально для каждого из отражателей и способа сброса.

Здесь принято, что действие не вполне раскрывшейся пачки отражателей эквивалентно действию металлической поверхности, аппроксимирующей облако с ЭПР, мощность отраженного сигнала равна мощности сосредоточенного отражателя, помещенного в центре разрешаемого объема. Такой подход используется при исследовании ОДО с большой объемной плотностью, когда другие подходы неприменимы. Предлагается также генерирование реализаций сигналов от пассивных помех на основе метода математического моделирования, исходя из условия некоррелированности сигналов, что значительно упрощает математическую модель сигналов от ОДО и, соответственно, алгоритм генерирования реализаций. Однако результаты экспериментальных работ показывают, что в общем случае нельзя пренебрегать корреляционной зависимостью амплитуд отраженного от пассивных помех сигнала.

Разработанная методика, в основном решающая вышеперечисленные проблемы, основана на интегральном подходе к расчету средней мощности сигнала, отраженного от облаков пассивных помех, и применяется для любых временных периодов существования ОДО, позволяет учитывать эффект затухания электромагнитного поля в ОДО с произвольным неоднородным распределением объемной плотности диполей, взаимное электродинамическое влияние диполей, которое проявляется в уменьшении средней ЭПР одного диполя при большой объемной плотности по сравнению со случаем малых плотностей.

В основу расчета отраженного от ОДО сигнала положена формула

$$P(t)=\frac{P_{\text{прд}}D_{\text{прд}}D_{\text{прм}}}{(4\pi)^3}\lambda^2\int\limits_{R_n}^{R_k}\int\limits_{\alpha_n}^{\alpha_k}\int\limits_{\beta_n}^{\beta_k}\frac{F_{\text{прд}}^2(\varphi,\Theta)F_{\text{прм}}^2(\varphi,\Theta)}{R_{\text{прд}}^2R_{\text{прм}}^2}A_{ef}(R,\alpha,\beta)\,dR\,d\alpha\,d\beta, \quad (1)$$

где $P_{\text{прд}}$ — мощность передатчика; $D_{\text{прд}}$, $D_{\text{прм}}$ – соответственно коэффициенты направленного действия передатчика и приемника; $F_{\text{прд}}(\varphi,\Theta)$, $F_{\text{прм}}(\varphi,\Theta)$ — соответственно функции направленности передатчика и приемника; $A_{ef}(R,\alpha,\beta)$ — эффективная поверхность рассеяния.

В случае когда плотность ОДО достаточно велика (больше 10 диполей на 1 м^3), становится существенным процесс затухания сигнала при его прохождении через ОДО. В результате вклад в суммарный сигнал от ОДО больше от слоев, расположенных ближе к передатчику, чем от дальних слоев.

В работе [2] указано, что при прохождении в ОДО с высокой плотностью расстояния плотность потока электромагнитной энергии уменьшается.

В работе [8] указано, что при высокой плотности ОДО необходим учет взаимовлияния диполей, которое приводит к тому, что реальная ЭПР диполя в группе ниже ЭПР отдельно стоящего диполя. Степень уменьшения ЭПР зависит от плотности ОДО в анализируемой точке.

В настоящее время существует несколько методик, по которым проводится анализ и создаются модели динамики развития ОДО.

В работах по анализу отраженного от ОДО сигнала само облако принимается как единое целое с распространенными по всему объему свойствами: ЭПР, плотностью. Такой подход используется при необходимости получения реализации отраженных импульсов.

Само ОДО представляется в форме эллипсоида вращения, значения полуосей которого определяются по экспериментально полученным формулам:

$$\sigma_x=19t+0,757;$$

$$\sigma_y=6,6t^{3/2}-0,5t+0,7t^{1/2}+0,4;$$

$$\sigma_z=32t^{3/2}+0,65t+0,09t^{1/2}+0,05,$$

где $\sigma_x,\sigma_y,\sigma_z$ — полуоси эллипсоида, описывающего облако; t — время существования облака.

Эти формулы действительны, когда время существования ОДО меньше 10 с. Далее рост размеров ОДО замедляется по экспоненциальной зависимости.

Формула (1) успешно применяется при вычислении средней ЭПР и, соответственно, средней мощности отраженного сигнала. Для вычисления реализаций, учитывающих флюктуации сигнала, необходима доработка формулы (1).

При облучении ОДО радиоимпульсами отраженный сигнал формируется всей совокупностью диполей облака. Каждый диполь вносит свой вклад в отраженный сигнал. Характеристики отраженного от ОДО сигнала можно найти по размерам, ориентации и физической структуре каждого диполя. Физическую структуру диполя устанавливают по материалу, из которого изготовлен диполь. На практике используются в основном диполи, нарезаемые из ленты, поэтому ограничимся рассмотрением только таких диполей. Падающая электромагнитная волна в каждом диполе наводит ток. Значения наведенного тока определяются не только падающей волной, но и ориентацией и взаимным влиянием диполей. Наведенный в диполях ток служит причиной излучения диполями электромагнитной волны.

Для точного определения отраженного от ОДО сигнала необходимо решение системы токовых уравнений по всем диполям. Очевидно, что в такой системе столько уравнений, сколько диполей в облаке. Каждое уравнение системы определяет связь между током в каком-либо диполе и токами во всех остальных диполях.

Поскольку сложность системы уравнений растет пропорционально количеству диполей в анализируемой группе, то и модель, основанная на решении этой системы, усложняется. При анализе реальных ОДО, включающих в себя от нескольких тысяч до нескольких миллионов диполей, решение системы из такого количества уравнений затруднительно. Поэтому очевидно, что при анализе реальных ОДО эффективно представлять само ОДО в виде совокупности каких-либо макрообразований, более крупных, чем один диполь, включающих в себя некоторое количество диполей. Причем для построения адекватной модели необходимо правильное толкование и использование всех характеристик таких макрообразований.

Макрообразования, на которые следует разделить ОДО при моделировании, назовем элементарными объемами.

Отражающие свойства одиночного диполя. Отражающая способность характеризуется ЭПР. На мощность отраженного от диполя сигнала влияет геометрическое расположение диполя относительно фронта падающей волны. При этом воспользуемся допущением, что зондирующий радиоимпульс имеет круговую поляризацию. Для этих случаев в работах [9,10] указано, что

$$\sigma_{10} = \sigma_m \cos^4 \alpha, \qquad (2)$$

где σ_m — максимальная ЭПР одного отдельно стоящего диполя; α — угол между осью диполя и вектором напряженности; σ_{10} — ЭПР отдельно стоящего диполя.

Очевидно, что ЭПР максимальна при $\alpha = 0$.

Задача определения параметров переизлученной диполем волны включает в себя две подзадачи:

- расчет тока, наводимого падающей на диполь волной;
- расчет параметров излучаемой волны диполем, в котором протекает определенный ток.

Вычислить наведенную в диполе силу тока можно на основе методики, изложенной в работе [11]. Но в более простом виде значение силы протекающего тока, по работе [4], можно определить следующим образом (очевидно, что в вибраторе будет наведена ЭДС):

$$e = E_1 l,$$

где l — действующая высота диполя; E_1 — амплитуда электрического поля падающей волны.

Обозначив входное сопротивление диполя Z_A, можно записать:

$$I_0 = \frac{E_1 l}{Z_A},$$

где Z_A — сопротивление диполя.

Для определения силы тока необходимо знание сопротивления диполя. Причем можно считать, что входное сопротивление диполя равно сопротивлению его излучения. Для определения этого сопротивления диполь представляют в виде линейного вибратора. Сопротивление излучения такой антенны имеет вид

$$Z_A = \sqrt{R_\Sigma^2 + X^2},$$

где R_Σ — действительная часть сопротивления; X — мнимая часть сопротивления.

Действительная и мнимая части сопротивления диполя определяются формулами

$$R_\Sigma = 30\big[2\left(E + \ln 2\beta l + \mathrm{Ci}2\beta l\right) + \sin 2\beta l\left(\sin 4\beta l - 2\mathrm{Si}2\beta l\right) + \\ + \cos 2\beta l\left(E + \ln \beta l + \mathrm{Ci}4\beta l - 2\mathrm{Ci}2\beta l\right)\big]; \tag{4}$$

$$X = 30\big[2\mathrm{Si}2\beta l + \sin 2\beta l\left(E + \ln \beta l + \mathrm{Ci}2\beta l - 2\mathrm{Ci}2\beta l - 2\ln l / a\right) + \\ + \cos 2\beta l\left(-\mathrm{Si}4\beta l + 2\mathrm{Si}2\beta l\right)\big]; \tag{5}$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}.$$

В результате протекания тока возникнет вторичное излучение, напряженность электрического поля которого в дальней зоне на расстоянии D составляет

$$E_2 = 60\pi \frac{Il}{D} = 60\pi \frac{E_1 l^2}{RZ_A}.$$

Зная напряженность поля E_1 и E_2, определяем ЭПР вибратора:

$$\sigma = 4\pi R^2 \left(\frac{E_2}{E_1}\right)^2 = 4\pi^3 \frac{3600 l}{Z_A^2 \lambda^2}. \quad (6)$$

Более точное решение можно получить, используя работу [11].

Поскольку диполь может быть ориентирован случайно, определим плотность вероятности ЭПР для случая совмещенного приема. В работах [9, 10] указано, что закон распределения $P_\alpha(\alpha)$ — равномерный. Исходя из этого найдем распределение ЭПР диполя.

Вероятностное распределение угла наблюдения равномерное:

$$P_\alpha(\alpha) = \begin{cases} \dfrac{1}{2\pi}, & \alpha = -\pi...\pi; \\ 0, & \alpha \neq -\pi...\pi, \end{cases}$$

поскольку

$$\sigma_{10} = g_0(\alpha) = \sigma_m \cos^4 \alpha. \quad (7)$$

Тогда получаем

$$\alpha = h_0(\alpha) = \arccos\left(\sqrt[4]{\frac{\sigma_{10}}{\sigma_m}}\right). \quad (8)$$

Введем безразмерную величину

$$\sigma_k = \cos^4 \alpha = g(\alpha), \quad (9)$$

откуда

$$\alpha = \arccos\left(\sqrt[4]{\sigma_k}\right) = h(\sigma_k). \quad (10)$$

Воспользуемся методикой, изложенной в работах [12, 13], для получения зависимости $P_{\sigma_k}(\sigma_k)$ и распределения безразмерной величины σ_k:

$$P_{\sigma_k}(\sigma_k) = \sum_i P_{\alpha_i}\left(h_i(\sigma_k)\right)\left|h_i'(\sigma_k)\right|, \tag{11}$$

где i — количество монотонных ветвей.

Для первой монотонной ветви при $\alpha = -\frac{\pi}{2}...\frac{\pi}{2}$ определяем

$$\left|h_i(\sigma_k)\right| = \left|\left(\arccos\left(\sqrt[4]{\sigma_k}\right)\right)'\right| = \left|\frac{1}{\sqrt{1-\sqrt{\sigma_k}}}\left(\sqrt[4]{\sigma_k}\right)\right| =$$

$$= \left|\frac{1}{\sqrt{1-\sqrt{\sigma_k}}}\frac{1}{4}\sigma_k^{3/4}\right| = \frac{1}{\sqrt{1-\sqrt{\sigma_k}}}\frac{\sigma_k^{-3/4}}{4}.$$

График $\sigma_k = g(\alpha)$ представляет четыре монотонные ветви, поэтому зависимость (11) преобразуется к виду

$$P(\sigma_k) = 4P_\alpha\left(h(\sigma_k)\right)\left|h'(\sigma_k)\right|, \tag{12}$$

где диапазон значений $\sigma_k = 0...1$.

Определим $P_\alpha\left(h\left(\sigma_k\right)\right)$, существует два возможных значения:

1) $P_\alpha = \begin{cases} \dfrac{1}{2\pi} & \text{при } h(\sigma_k) = -\pi...\pi, \\ 0; \end{cases}$

2) $\arccos\left(\sqrt[4]{\sigma_k}\right) = -\pi...\pi,$

где $\arccos(x)$ можно определить при $x = -1...+1$.

В нашем случае $\sigma_k = 0...1 \Rightarrow \sqrt[4]{\sigma_k} = 0...1$ целиком входит в область определения функции arccos.

Таким образом, с учетом равномерного распределения углов принимаем, что

$$P_\alpha\left(h(\sigma_k)\right) = \frac{1}{2\pi}.$$

Закон распределения ЭПР диполя приобретает вид

$$P_{\sigma_k}(\sigma_k) = \frac{1}{2\pi}\frac{1}{\sqrt{1-\sigma_k^{1/2}}\sigma_k^{3/4}}. \tag{13}$$

Зависимость (13) проверена на соответствие свойству закона распределения:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} P_{\sigma_k}(\sigma_k)d\sigma_k = 1.$$

К функции $P(x)$ можно перейти, зная, что $\sigma = \sigma_m \sigma_k$:

$$P(\sigma) = \sigma_m P_{\sigma_k}(\sigma_k). \tag{14}$$

Вышеизложенные заключения позволяют составить модель ЭПР для произвольно расположенного отдельно стоящего диполя, причем небольшое разнесение антенн приемника и передатчика не ухудшает результаты моделирования.

Отражающие свойства совокупности диполей. Эти свойства определяются отражающими свойствами и геометрическим расположением каждого диполя группы. Необходим учет того, что в случае, когда диполь находится в среде, заполненной другими диполями, параметры отраженного от него сигнала изменяются по сравнению с параметрами отраженного сигнала от отдельно стоящего диполя. Это связано с двумя причинами:

- взаимовлиянием диполей;
- затенением диполя предстоящими диполями.

Рассмотрим подробнее факторы, влияющие на отражающие свойства группы. Наиболее важен учет взаимовлияния при анализе ОДО с временем существования от 0,03 до 0,3 с, когда их плотность велика и, следовательно, мало расстояние между соседними диполями. Как показано в работе [2], уменьшение ЭПР по причине взаимовлияния диполей можно определить отношением

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_{10}} = \frac{1+0,56a_\lambda^2}{1+a_\lambda^2+0,096a_\lambda^2}, \tag{15}$$

где σ_1 — ЭПР отдельно расположенного диполя; σ_{10} —ЭПР дипо-ля в группе; a_λ —число полуволновых отрезков диполей в объеме, $a_\lambda = \rho \cdot 2\lambda^2 l$ (0,5…10 диполей на один метр кубический «•»); ρ — плотность ОДО.

Таким образом, можно ввести коэффициент взаимовлияния

$$K_{vz} = \frac{\sigma_1}{\sigma_{10}} \tag{16}$$

или

$$\sigma_1 = K_{vz}\sigma_{10}. \tag{17}$$

В случае когда достаточно велика плотность группы диполей, необходимо учитывать затухание сигнала за счет рассеяния падающей электромагнитной волны. Иными словами, можно считать, что происходит затенение, определяемое тем, что мощность электромагнитной волны уменьшается при прохождении ею пути L через слой диполей с постоянной плотностью внутри слоя. Это в соответствии с работой [9] описывает уравнение

$$P = P_0 K_\beta(L), \quad K_\beta(x) = \exp\left(-\rho\sigma_1 x\right), \tag{18}$$

где P — мощность на выходе из слоя; P_0 — мощность на входе в слой; ρ — плотность диполей внутри слоя; σ_1 — ЭПР одного диполя внутри слоя.

Затенение анализируемого элементарного объема предстоящим скоплением диполей с различной плотностью внутри него описывает коэффициент

$$K_\beta(S) = \exp\left(-\int\limits_S \rho(x)\sigma(x)dx\right), \tag{19}$$

где S — толщина затеняющего скопления.

Таким образом, для совмещенного приема/передачи сигнала формула радиолокации для его мощности на входе приемника, отраженного каким-либо затененным элементарным объемом, будет иметь вид

$$P_{\text{прм}} = \frac{P_{\text{прд}} F_{\text{прд}}^2 D_{\text{прд}} F_{\text{прм}}^2 D_{\text{прм}}}{(4\pi)^3 R^4} \lambda^2 \sigma_{\text{э.о}} K_\beta(S), \tag{20}$$

где $P_{\text{прд}}$ — мощность передатчика; $F_{\text{прд}}, F_{\text{прм}}$ — функции направленности соответственно передатчика и приемника; $D_{\text{прд}}, D_{\text{прм}}$ — коэффициенты направленного действия соответственно передатчика и приемника; λ — длина волны; $\sigma_{\text{э.о}}$ — эффективная ЭПР элементарного объема; K_β — коэффициент, учитывающий затенение диполей; R_0 — расстояние от элементарного объема до передатчика и приемника.

Анализ отражающих свойств элементарного объема. Каждый диполь совокупности формирует отраженный сигнал с амплитудой A_i и фазой φ_i.

Суммарный сигнал от совокупности представляет собой сумму гармоник

$$A_1 \sin\left(\omega t + \varphi_1\right) + ... + A_i \sin\left(\omega t + \varphi_i\right) + ... + A_N \sin\left(\omega t + \varphi_N\right) = A \sin\left(\omega t + \varphi\right),$$

где A — амплитуда суммарного сигнала; ω — частота сигнала; t — время от начала излученного импульса (определяется конкретным техническим решением); φ — фаза суммарного сигнала.

Поскольку в действительности амплитуда и фаза сигнала от каждого диполя совокупности являются случайными величинами, то их вычисление представляет собой сложную нетривиальную задачу.

Для анализа свойств элементарного объема проведен вычислительный эксперимент. При его выполнении был проанализирован сигнал от совокупности диполей, полученный с учетом сигнала, отраженного каждым диполем.

По результатам расчетов сделаны следующие выводы:

• в случае если линейные размеры элементарного объема превышают 3,5λ, то его ЭПР можно определить суммированием ЭПР диполей, входящих в него:

$$\sigma_{\text{э.о}} = \sum_i \sigma_i; \tag{25}$$

• в случае если плотность распределения диполей внутри элементарного объема равномерна, фаза сигнала, отраженного от него, распределена равномерно в диапазоне

$$\varphi \in [\varphi_n, \varphi_k],$$

где φ_n — соответствует минимально возможной фазе отраженного сигнала от ЭО; φ_k — максимально возможной.

Таким образом, элементарный объем можно аппроксимировать элементарным отражающим центром, причем его ЭПР определяется по уравнению (25), а фаза отраженного сигнала по равномерному закону.

Установим закон распределения ЭПР элементарного объема с учетом того, что ЭПР группы находят суммированием ЭПР всех диполей в группе. По работе [11] определяем характеристическую функцию закона распределения ЭПР одного диполя:

$$\varphi(j\Theta) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(x) e^{j\Theta x} dx. \tag{26}$$

Характеристическая функция удовлетворяет условию

$$\Phi(-j\Theta) = \Phi^*(j\Theta),$$

где $\Phi^*(j\Theta)$ — комплексно сопряженная функция.

Достаточно рассчитать одну ветвь для $\Theta = 0...\infty$.

По характеристической функции определен закон распределения случайной величины:

$$\xi = \frac{\sigma_{\text{э.о}}}{\sigma_1} = 0...N,$$

где $\sigma_{\text{э.о}}$ — ЭПР совокупности диполей; σ_1 — максимальная ЭПР одного диполя.

Закон распределения ЭПР совокупности из N диполей с учетом уравнения (25) можно аппроксимировать:

$$P(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi^N\left(j\Theta\right) e^{-j\Theta x} d\Theta. \tag{27}$$

Причем N может быть как целым, так и действительным (поскольку один диполь лишь частично входит в анализируемый объем).

Проведено сравнение результатов $P(x)$ для N = 1 и N = 2, полученных аналитически и численно через характеристическую функцию. На основе анализа полученных результатов сделан вывод о том, что в случае когда в элементарном объеме (группе) более шести диполей, закон распределения ЭПР можно считать равномерным.

Расчет сигнала, отраженного от элементарного объема. Для расчета амплитуды сигнала воспользуемся основной формулой радиолокации (21), уже используемой нами при проведении вычислительного эксперимента.

Далее определяем амплитуду сигнала на входе приемника от i-го элементарного объема:

$$U_i = \sqrt{P_i}.$$

С учетом результатов проведенного ранее вычислительного эксперимента выбираем случайным образом фазу сигнала от элементарного объема, аппроксимируя его элементарным отражающим центром:

$$\varphi \in \left[\varphi_n, \varphi_k\right].$$

где φ_n — начальная; φ_k — конечная фазы.

Затем с учетом фазы сигнала от i-го элементарного объема и формы зондирующего импульса определяем квадратурные составляющие отраженного от него сигнала (формула определения квадратур записана для используемого колоколообразного зондирующего импульса):

$$\text{п}x_i\left(t_j\right) = U_i \cos\left(\varphi_i\right) \exp\left(-\left(t_j\right)^2 \left(\frac{1{,}65}{\tau}\right)^2\right),$$

$$\text{п}y_i\left(t_j\right)=U_i\sin\left(\varphi_i\right)\exp\left(-\left(t_j\right)^2\left(\frac{1,65}{\tau}\right)^2\right).$$

Суммарные квадратуры в каждый момент времени имеют вид

$$\text{п}x_\Sigma\left(t_j\right)=\sum_i \text{п}x_i\left(t_j\right),$$

$$\text{п}y_\Sigma\left(t_j\right)=\sum_i \text{п}y_i\left(t_j\right).$$

По ним вычисляется для каждого момента времени амплитуда суммарного сигнала на входе приемника

$$A\left(t_j\right)=\sqrt{\text{п}x_\Sigma\left(t_j\right)^2+\text{п}y_\Sigma\left(t_j\right)^2}$$

и фаза

$$\Theta\left(t_j\right)=\operatorname{arctg}\frac{\text{п}y_\Sigma\left(t_j\right)}{\text{п}x_\Sigma\left(t_j\right)}.$$

После выполнения всего расчета получается набор амплитуд и задержек сигналов для каждого момента времени. Используя эти данные, можно построить форму импульса отраженного от ОДО сигнала.

Заключение. Разработанная модель сигнала, отраженного от ОДО, позволяет получить реализации сигнала, близкие к реальным, за сравнительно небольшое время расчета, т. е. модель можно использовать для отработки алгоритмов защиты бортовых радиолокационных систем от искусственных пассивных помех. Представленные алгоритмы обеспечивают успешное функционирование летательных аппаратов в условиях постановки пассивных помех в виде облаков дипольных отражателей, а модели могут быть составной частью инновационных технологий при разработке современной авиационной и ракетной техники.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Васин В.А., Власов И.Б., Дмитриев Д.Д. и др. *Информационные технологии в радиотехнических системах*. Федоров И.Б., ред. Изд. 3-е, перераб. и доп. Москва, Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2011, 846 с.

[2] Вакин С.А., Шустов Л.Н. *Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки*. Москва, Сов. радио, 1968, 448 с.

[3] Палий А.И. *Радиоэлектронная борьба*. Москва, Воениздат, 1989, 350 с.

[4] Климович Е.С. *Радиопомехи зенитным комплексам*. Москва, Воениздат, 1973, 104 с.

[5] Покровский М.Г., Крапоткин В.Г. Модель отражения от совокупности случайно распределенных отражателей. *Тр. МВТУ*, 1981, № 345, с. 74–83.

[6] Дятко А.А., Костромицкий С.М., Шумский П.Н. Математическая модель динамики облака дипольных отражателей. *Тр. БГТУ. Сер 6. Физико-математические науки и информатика*, 2013, с. 115–118.

[7] Дятко А.А., Костромицкий С.М., Шумский П.Н. Математические модели сигналов, отраженных от объемно-распределенных отражателей. *Труды БГТУ. Сер. 6. Физико-математические науки и информатика*, 2011, с. 97–101.

[8] Ширман Я.Д., ред. *Теоретические основы радиолокации*. Москва, Сов. радио, 1970, 732 с.

[9] Айзенберг Г.З., ред. *Коротковолновые антенны*. Изд. 2-е, перераб. и доп. Москва, Радио и связь, 1985, 536 с.

[10] Айзенберг Г.З., ред. *Антенны УКВ*. В 2 ч. Москва, Связь, 1977, 384 с.

[11] Уфимцев П.Я. *Метод краевых волн в физической теории дифракции*. Москва, Сов. радио, 1962, 376 с.

[12] Тихонов В.И. *Статистическая радиотехника*. Изд. 2-е, перераб. и доп. Москва, Радио и связь, 1982, 624 с.

[13] Кобак В.О. *Радиолокационные отражатели*. Москва, Сов. радио, 1975, 248 с.

Статья поступила в редакцию 30.03.2018

Ссылку на эту статью просим оформлять следующим образом:
Жураковский В.Н. Модель сигнала, отраженного от пассивных помех в виде облаков дипольных отражателей. *Инженерный журнал: наука и инновации*, 2018, вып. 6. http://dx.doi.org/10.18698/2308-6033-2018-6-1772

Жураковский Валерий Николаевич — канд. техн. наук, доцент кафедры «Ракетные и импульсные системы» МГТУ им. Н.Э. Баумана. Область научных интересов: системы управления, обработка сигналов, радиотехника, обработка информации. e-mail: vnzh521@yandex.ru

Model of the signal reflected from passive dipole reflector cloud interference

© V.N. Zhurakovsky

Bauman Moscow State Technical University, Moscow, 105005, Russia

The article describes the model of a radio signal reflected from a dipole reflector cloud. The model is necessary for developing noise-protected algorithms for the on-board radar system operation. The resultant signal is calculated, its characteristics are determined on the computer. Initial data are presented for dipole reflector clouds with a large, medium and short lifetime. A technique for modeling radio signals is developed taking into account the mutual influence of the dipoles and the effect of dipoles shading by the impending dipoles. To reduce the calculation time, the concept of an elementary volume containing a certain number of dipoles is introduced into the methodology. Probabilistic laws for the distribution of the effective scattering surface of elementary volumes are obtained to allow for the random nature of the radio signal reflection from the dipole reflector cloud and the randomness of the amplitude and phase of the reflected signal. The possibility of obtaining signal implementation close to real is shown.

Keywords: *dipole reflector clouds, reflected signal, statistical characteristics, quadrature*

REFERENCES

[1] Vasin V.A., Vlasov I.B., Dmitriev D.D., et al. *Informatsionnye tekhnologii v radiotekhnicheskikh sistemakh* [Information technologies in radio systems]. Fedorov I.B., ed. 3rd edition, rev. Moscow, BMSTU Publ., 2011, 846 p.

[2] Vakin S.A., Shustov L.N. *Osnovy radioprotivodeystviya i radiotekhnicheskoy razvedki* [Fundamentals of defensive radio warfare]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1968, 448 p.

[3] Paliy A.I. *Radioelektronnaya borba* [Electronic warfare]. Moscow, Voenizdat Publ., 1989, 350 p.

[4] Klimovich E.S. *Radiopomekhi zenitnym kompleksam* [Radio interference for air defense systems]. Moscow, Voenizdat Publ., 1973, 104 p.

[5] Pokrovsky M.G., Kropotkin V.G. Model otrazheniya ot sovokupnosti sluchayno raspredelennykh otrazhateley [The model of reflection from a set of randomly distributed reflectors]. In: *Trudy MVTU, No. 345* [Proceedings of Moscow Higher Technical School, no. 345]. Moscow, MVTU Publ., 1981, pp. 74–83.

[6] Dyatko A.A., Kostromitsky S.M., Shumsky P.N. *Trudy BGTU — Proceedings of Belarusian State Technological University*, 2013, no. 6, pp. 115–118.

[7] Dyatko A.A., Kostromitsky S.M., Shumsky P.N. *Trudy BGTU. Seriya 3: Fiziko-matematicheskie hauki i informatika — Proceedings of Belarusian State Technological University. Series 3: Physics and Mathematics. Informatics,* 2011, no. 6, pp. 97–101.

[8] Shirman Ya.D., ed. *Teoreticheskie osnovy radiolokatsii* [Theoretical basis of radar]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1970, 732 p.

[9] Ayzenberg G.Z., ed. *Korotkovolnovye antenny* [Shortwave antennas]. Moscow, Radio i svyaz Publ., 1985, 536 p.

[10] Ayzenberg G.Z., ed. *Antenny UKV*. [VHF Antennas.]. In 2 parts. Moscow, Svyaz Publ., 1977, 384 p.

[11] Ufimtsev P.Ya. *Metod kraevykh voln v fizicheskoy teorii difraktsii* [Method of Edge Waves in the Physical Theory of Diffraction]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1962, 376 p.

[12] Tikhonov V.I. *Statisticheskaya radiotekhnika* [Statistical Radio Engineering]. Moscow, Radio i svyaz Publ., 1982, 624 p.

[13] Kobak V.O. *Radiolokatsionnye otrazhateli* [Radar reflectors]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1975, 248 p.

Zhurakovsky V.N. (b. 1959) graduated from Bauman Moscow Higher Technical School. Cand. Sc. (Eng.), Assoc. Professor, Department of Missile and Kinetic Warfare Systems, Bauman Moscow State Technical University. Research interests: control systems, signal processing, radio engineering and information processing. e-mail: vnzh521@yandex.ru