

Математическая модель и алгоритм расчета параметров линейных антенных систем в поглощающих средах

Mathematical model and parameters calculation algorithm for linear antenna systems in absorbing media

Астахова / Astakhova N.

Наталья Леонидовна

(klon@land.ru)

ПАО «Российский институт мощного радиостроения»,
заместитель начальника отдела.

г. Санкт-Петербург

Ключевые слова: антенная система – antenna system; линейные антенны в поглощающих средах – linear antennas in absorbing media; изолированный проводник – insulated conductor; теорема эквивалентности – equivalence theorem; метод моментов – moments method.

Приведено описание математической модели и алгоритма расчета параметров линейных антенных систем в поглощающих средах, разработанного в развитие основанного на теореме эквивалентности метода решения краевой задачи для антенной системы, состоящей из изолированных от окружающей среды линейных проводников.

Description is given for mathematical model and parameters calculation algorithm for linear antenna systems in absorbing media worked out for development of the equivalence theorem-based method of solution of the boundary problem for an antenna system consisting of linear conductors insulated from the ambient medium.

Моделируемое антенное устройство находится в двухслойной среде (земля–воздух), образованной двумя однородными, изотропными полупространствами, разделенными плоской границей раздела. Антенное устройство, расположенное в нижнем полупространстве, образовано системой линейных цилиндрических проводников, произвольно ориентированных друг относительно друга и относительно границы раздела сред. Размеры проводников ограничены соотношениями $l \gg a$ и $l \gg b$, где l – длина проводника, a – радиус проводника, b – радиус диэлектрической оболочки. Проводники могут быть изолированы от окружающей среды, не изолированы от нее (проводники непосредственного заложения) и кусочно-изолированы. Соотношение электрических плотностей диэлектрического покрытия проводника и окружающей среды произвольное.

Метод расчета основывается на теореме эквивалентности, методе моментов, обобщенном методе наведенных ЭДС и теории длинных линий [1–3].

Описание модели

Суть метода [3] заключается во введении на поверхности диэлектрического покрытия проводника S системы эквивалентных поверхностных токов, приводящих к разделению единой краевой задачи на две частные, решаемые совместно задачи – внутреннюю и внешнюю относительно поверхности S .

Для решения внешней задачи поверхность S , секционированная на $(M+1)$ элементов, представляется линейной системой симметричных вибраторов с перекрывающимися плечами [1]. В отсутствие источников поля токи, введенные на внешней стороне поверхности S , в соответствии с обобщенным методом наведенных ЭДС будут связаны с напряжениями в бесконечно малых кольцевых зазорах соотношением [2]

$$U^{\text{внеш}} = Z \cdot I^{\text{внеш}}, \quad (1)$$

где Z – матрица взаимных сопротивлений системы проводников, $I^{\text{внеш}}$ – вектор-столбец «внешних» токов (эквивалентные поверхностные токи), $U^{\text{внеш}}$ – вектор-столбец напряжений, возбуждающих «внешние» токи.

Напряжения и токи в кольцевых зазорах на внешней и внутренней сторонах поверхности S связаны соотношениями

$$U^{\text{внеш}} = U^{\text{внутр}}, \quad (2)$$

$$I^{\text{внеш}} = -I^{\text{внутр}}, \quad (3)$$

где $I^{\text{внутр}}$ – вектор-столбец «внутренних» токов в зазорах; $U^{\text{внутр}}$ – вектор-столбец напряжений в зазорах на внутренней стороне поверхности S .

Во внутренней области, которая представляется коаксиальной линией, токи и напряжения в кольцевых зазорах связаны с токами и напряжениями в точках питания вибратора соотношениями

$$Y \cdot U^{\text{внутр}} + Y^{\text{х,х}} \cdot U^{\text{вх}} = I^{\text{внутр}}, \quad (4)$$

$$Y^{\text{х,х}} \cdot U^{\text{внутр}} + Y^{\text{вх,вх}} \cdot U^{\text{вх}} = I^{\text{вх}}, \quad (5)$$

где $\mathbf{I}^{bx}$ – вектор-столбец токов в точках питания вибратора; $\mathbf{U}^{bx}$ – вектор-столбец напряжений в точках питания вибратора; $\mathbf{Y}^{bx,x}$ – матрица-столбец взаимных проводимостей между точками питания и выходами (кольцевыми зазорами); $\mathbf{Y}^{x,bx}$ – матрица-строка взаимных проводимостей между выходами и точками питания; $\mathbf{Y}$ – матрица взаимных проводимостей между кольцевыми зазорами; $\mathbf{Y}$ – матрица взаимных проводимостей между точками питания вибратора.

Путем несложных преобразований получим из (1–5) систему уравнений, связывающих токи на внешней стороне поверхности S с токами и напряжениями в точках питания антенны:

$$(\mathbf{E} + \mathbf{Y} \cdot \mathbf{Z}) \cdot \mathbf{I}^{внеш} = \mathbf{Y}^{bx,bx} \cdot \mathbf{U}^{bx}, \quad (6)$$

$$\mathbf{I}^{bx} = \mathbf{Y}^{x,bx} \cdot \mathbf{U}^{bx} - \mathbf{Y}^{bx,x} \cdot \mathbf{Z} \cdot \mathbf{I}^{внеш}, \quad (7)$$

где $\mathbf{E}$ – единичная матрица.

Свободные члены системы уравнений (6) – «навешенные токи» $\mathbf{Y}^{bx,bx} \cdot \mathbf{U}^{bx}$ – определяются исходя из напряжений, заданных в точках питания, и проводимостей между точками питания и зазорами.

Полученные из решения системы уравнений (6) значения для токов в зазорах («внешних») подставляются в систему уравнений для внутренней задачи (7), и рассчитываются токи в точках питания $\mathbf{I}^{bx}$.

Входное сопротивление антенны определяется как отношение напряжения на входе антенной системы (АС) к суммарному току.

Исходя из полученного распределения токов и входного сопротивления АС можно определить коэффициент усиления и рассчитать диаграмму направленности.

Алгоритм программы

На рис. 1 приведена блок-схема алгоритма расчета параметров антенн в поглощающих средах.

Модуль ввода исходных данных

Для проведения расчетов должны быть введены следующие исходные данные:

1. Размещение АС в пространстве (конструктивное исполнение): количество проводников в АС, для каждого из которых необходимо задать внешний радиус проводника; координаты начала плеч проводников; длины плеч вибратора; углы места и возвышения для плеч вибратора.

2. Конструкция проводников: тип проводника (изолированный, неизолированный); условия на концах изолированного проводника – разомкнутый (ХХ), замкнутый (КЗ), подключен к нагрузке ($\mathbf{Z}_n$); если есть концевой заземлитель – длина и тип или комплексное сопротивление нагрузки; число кусочно-однородных областей в изолированном проводнике, для каждой из которых заданы длина, радиус внутреннего проводника, диэлек-

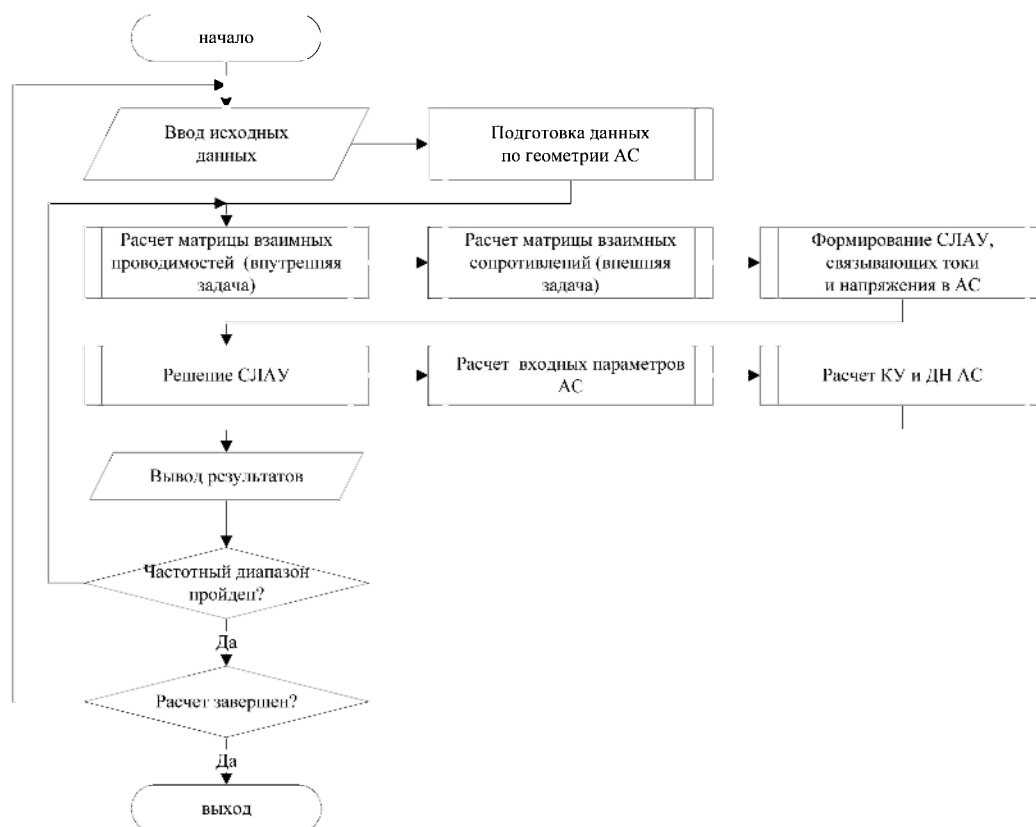


Рис. 1. Блок-схема алгоритма

трическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь (проводимость) для изолирующего материала, которые могут совпадать с геоэлектрическими характеристиками внешней среды; количество точек питания (приложения сторонних ЭДС), для каждой из которых заданы расстояние от концевой точки (может задаваться в виде расстояния или номера разреза), амплитуды и фазы подводимого напряжения, описание коаксиальной линии для подключения антенны к удаленному генератору (если есть).

3. Параметры для расчета входных характеристик АС: максимальная длина элементарного сегмента; частотный диапазон; геоэлектрические параметры среды (ϵ – диэлектрическая проницаемость, σ – удельная проводимость) в месте размещения АС, которые определяются экспериментально в области, существенно влияющей на распределение тока в элементах АС, и могут иметь частотную дисперсию.

4. Параметры для расчета характеристик излучения АС: глубина заложения АС; геоэлектрические параметры среды над АС в зоне, существенно влияющей на коэффициент затухания электромагнитного поля в среде. Данные параметры определяются экспериментально как эффективные значения диэлектрической проницаемости и удельной проводимости в области от границы раздела земля–воздух до места размещения АС. Могут отличаться от геоэлектрических параметров среды в месте размещения АС.

В общем случае указанные данные могут вводиться либо в диалоговом режиме, либо из файла. Кроме этого, для определенных типов АС предусмотрена возможность упрощенной системы ввода данных, связанная со спецификой конструкции этих АС. Примером такой АС может быть передающая туннельная антенна [4].

В процессе ввода данные проверяются на корректность, определяется объем необходимых ресурсов памяти и возможность проведения вычислений при заданных параметрах расчета.

Модуль расчета матрицы проводимостей (внутренняя область)

Расчет матрицы собственных и взаимных проводимостей $\mathbf{Y}$ в (6), (7) основывается на теории четырехполюсников, а также теории длинных линий (ТДЛ). Вычисление элементов матрицы выполняется с помощью соотношений

$$Y_{np} = \frac{1}{Z_p} \cdot \frac{W \cos(kL_n) + jZ_L \sin(kL_n)}{W \cos(kL_p) + jZ_L \sin(kL_p)}, \quad n \leq p;$$

$$Y_{np} = \frac{1}{Z_p} \cdot \frac{W \cos(k(L - L_n)) + jZ_R \sin(k(L - L_n))}{W \cos(k(L - L_p)) + jZ_R \sin(k(L - L_p))}, \quad n \geq p,$$

где k – постоянная распространения волны в диэлектрике; L – длина изолированного проводника; L_n, L_p – расстояния от начала проводника до n -го и p -го разрезов

соответственно; W – волновое сопротивление коаксиальной линии; Z_L, Z_R – сопротивление нагрузки в начале и конце изолированного проводника (коаксиальной линии) соответственно;

$$Z_p = \frac{1}{Y_{pp}} = W \left(\frac{Z_L \cos(kL_p) + jW \sin(kL_p)}{W \cos(kL_p) + jZ_L \sin(kL_p)} + \frac{Z_R \cos(k(L - L_p)) + jW \sin(k(L - L_p))}{W \cos(k(L - L_p)) + jZ_R \sin(k(L - L_p))} \right).$$

В случае симметричного изолированного вибратора достаточно задать на концах длинной линии условия холостого хода, чтобы обеспечить равенство нулю токов на концах антенны, и задать $U_{вх} = 1$ в центре проводника.

При разбиении внешнего проводника на сегменты необходимо обеспечить обязательное наличие разрезов (при необходимости задается программно) у точек питания, чтобы обеспечить физическое соответствие – наличие зазора в проводнике в месте приложения возбуждающей ЭДС.

Для АС, состоящих из нескольких изолированных проводников, матрица проводимости будет блочно-диагональной. Каждый отличающийся от других тип изолированного (кусочно-изолированного) проводника в АС связывается с определенной матрицей проводимости. Это позволяет, для сокращения времени вычисления и объемов используемой программой памяти, сформировать матрицу проводимости в виде набора матриц проводимости для изолированных проводников (диагональных блоков).

Расчет матриц взаимных проводимостей не представляет вычислительных сложностей. Для проведения расчетов матрицы проводимостей разработана подпрограмма (процедура), исходными данными для которой являются такие параметры, как частота и конструкция проводника.

При проведении расчетов для каждой из внутренних однородных областей рассчитываются условия на границах области, матрицы переходов между областями, для каждого разреза определяется область, в которой он находится, проводятся вычисления вспомогательных величин. Затем формируется матрица взаимных проводимостей, проводится корректировка матрицы проводимостей с учетом заземлителей на концах проводников, после чего формируются матрицы проводимости между разрезами и точками питания, а также матрицы проводимости между точками питания.

Модуль расчета матрицы взаимных сопротивлений (внешняя область)

С целью некоторого упрощения математической модели и сокращения объема вычислений положим, что глубина размещения антенной системы h составляет не менее $h > \delta$ (δ – величина скин-слоя), что позволяет пренебречь влиянием границы раздела земля–воздух на распределение токов в проводниках АС.

Элементы матрицы взаимных сопротивлений системы электрически коротких, не изолированных от окружающей среды вибраторов, к которой сведена внешняя задача, могут быть определены с помощью обобщенного метода наведенных ЭДС, являющегося развитием решения интегрального уравнения Галена методом моментов в формулировке Бриллюэна [1, 2] на систему симметричных, произвольно ориентированных вибраторов. В случае с кусочно-синусоидальной базисной функцией точные значения токов в вибраторах находятся лишь в точках приложения сторонних ЭДС (в нашем случае – напряжений в разрывах U_n) – «сшивание в точках».

Для диполей с синусоидальным распределением тока

$$I_n(\tau) = I_n \cdot \begin{cases} \frac{\sin \gamma(l_n - |\tau|)}{\sin \gamma l_n}, & |\tau| < l_n, \\ 0, & |\tau| \geq l_n, \end{cases}$$

где γ – постоянная распространения в среде. В целях оптимизации и повышения точности вычислений токи в монополях (плечах элементарных диполей) представляются в виде суперпозиции бегущих волн:

$$I_n(\tau) = I \cdot (A_1 e^{-j\gamma\tau} + A_2 e^{j\gamma\tau}),$$

где A_1, A_2 – постоянные коэффициенты, определяемые из условий на концах монополя:

$$\begin{cases} I_n(l_n) = 0, \\ I_n(0) = I. \end{cases}$$

Взаимный импеданс двух произвольно расположенных проводников, обтекаемых бегущей волной тока $I(\tau) = I_0 e^{-j\gamma\tau}$ [5, 6], с точностью до постоянного множителя определяется выражением

$$\begin{aligned} \bar{Z}_{mn} = \frac{\bar{U}}{I} \left\{ e^{-j\gamma M_1} [E_1(j\gamma(r_1 + l_m + l_n - M_1)) - E_1(j\gamma(r_2 + l_m - M_1)) - \right. \\ \left. - E_1(j\gamma(r_3 + l_n - M_1)) + E_1(j\gamma(r_4 - M_1))] + \right. \\ \left. + e^{-j\gamma M_2} [E_1(j\gamma(r_1 + l_m + l_n - M_2)) - E_1(j\gamma(r_2 + l_m - M_2)) - \right. \\ \left. - E_1(j\gamma(r_3 + l_n - M_2)) + E_1(j\gamma(r_4 - M_2))] + \right. \\ \left. + \frac{e^{-j\gamma(r_1 + l_m + l_n)}}{j\gamma r_1} - \frac{e^{-j\gamma(r_2 + l_m)}}{j\gamma r_2} - \frac{e^{-j\gamma(r_3 + l_n)}}{j\gamma r_3} + \frac{e^{-j\gamma r_4}}{j\gamma r_4} \right\} = \\ = Z(\mathbf{p}_m, \mathbf{p}_n, \mathbf{r}_m, \mathbf{r}_n, a), \end{aligned} \quad (8)$$

где $E_1(z) = \int_t^\infty \frac{e^{-t}}{t} dt$, $\{\arg z | < \pi\}$ – интегрально-показательная функция комплексного аргумента;

$\mathbf{p}_m, \mathbf{p}_n$ – радиус-векторы начала проводников m и n ;

$\mathbf{r}_m, \mathbf{r}_n$ – векторы, определяющие направление проводников m и n в пространстве;

a – радиус проводника;

$$\mathbf{p} = \mathbf{p}_m - \mathbf{p}_n,$$

$$r_1 = \sqrt{|\mathbf{p} + \mathbf{r}_m - \mathbf{r}_n|^2 + a^2}, \quad r_2 = \sqrt{|\mathbf{p} + \mathbf{r}_m|^2 + a^2},$$

$$r_3 = \sqrt{|\mathbf{p} - \mathbf{r}_n|^2 + a^2}, \quad r_4 = \sqrt{|\mathbf{p}|^2 + a^2};$$

$$M_{1,2} = \frac{\mathbf{p} \cdot (\mathbf{e}_m - \mathbf{e}_n) \pm j \sqrt{(\mathbf{p} \cdot (\mathbf{e}_m \times \mathbf{e}_n))^2 + a^2 (1 - \cos^2 \alpha)}}{(1 - \cos \alpha)},$$

α – угол между векторами $\mathbf{r}_m$ и $\mathbf{r}_n$,

$$\mathbf{e}_m = \frac{\mathbf{r}_m}{l_m}, \quad \mathbf{e}_n = \frac{\mathbf{r}_n}{l_n}.$$

Выражение (8) для $Z(\mathbf{p}_m, \mathbf{p}_n, \mathbf{r}_m, \mathbf{r}_n, a)$ является основным при формировании матрицы взаимных сопротивлений.

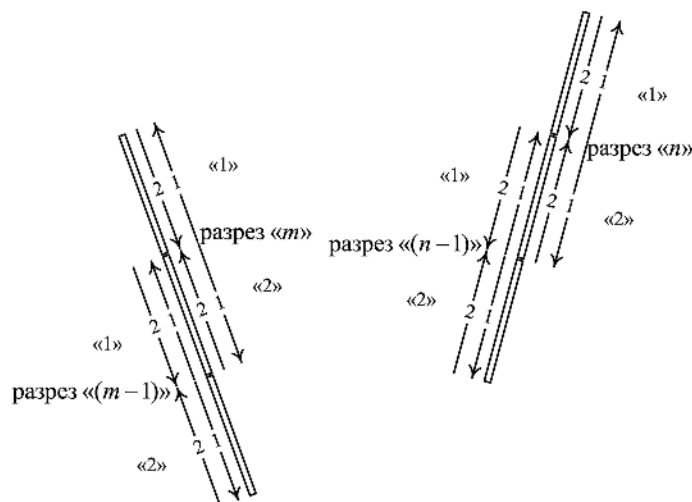


Рис. 2. Размещение сегментных диполей вдоль проводников AC

На рис. 2 показано размещение сегментных диполей вдоль проводников АС. Каждый из сегментных диполей состоит из двух монополей «1» и «2», образованных, в свою очередь, двумя проводниками 1, 2 соответственно.

Взаимное сопротивление монополей, являющихся плечами сегментных диполей, расположенных в разрезах « m » и « n », будет определяться выражением

$$\begin{aligned} \hat{Z}_{mn}[k, l] = & \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 C_m(k, i) \cdot C_n(l, j) \times \\ & \times Z \left(\mathbf{p}_m + (i-1) \cdot \mathbf{r}_m(k), \mathbf{p}_n + (j-1) \cdot \right. \\ & \left. \cdot \mathbf{r}_n(l), (-1)^{(i-1)} \cdot \mathbf{r}_m(k), (-1)^{(j-1)} \cdot \mathbf{r}_n(l), \alpha \right), \end{aligned} \quad (9)$$

где k, l – номера монополей;

i, j – номера проводников, составляющих монополь;

$C_m(k, i), C_n(l, j)$ – постоянные коэффициенты, соответствующие амплитуде тока бегущей волны в начале соответствующего проводника, нормированные к амплитуде тока в начале монополя:

$$\begin{aligned} C_m(k, i) = & \frac{(-1)^{i-1}}{1 - e^{-j2\gamma l_m(k)}} e^{-j\gamma(i-1)l_m(k)}, \\ C_n(l, j) = & \frac{(-1)^{j-1}}{1 - e^{-j2\gamma l_n(l)}} e^{-j\gamma(j-1)l_n(l)}. \end{aligned}$$

Тогда взаимное сопротивление диполей с центрами, расположенными в разрезах « m » и « n », будет определяться выражением

$$Z_{mn} = \sum_{k=1}^2 \sum_{l=1}^2 \hat{Z}_{mn}(k, l).$$

Выражения для взаимных сопротивлений проводников монополя $Z(\mathbf{p}_m + (i-1) \cdot \mathbf{r}_m(k), \mathbf{p}_n + (j-1) \cdot \mathbf{r}_n(l), (-1)^{(i-1)} \cdot \mathbf{r}_m(k), (-1)^{(j-1)} \cdot \mathbf{r}_n(l), \alpha)$, входящие в выражение (9) для взаимного импеданса монополей, вычисляются однократно для каждого монополя с последующим учетом полученных значений с соответствующими коэффициентами $C_m(k, i), C_n(l, j)$ при определении взаимных сопротивлений диполей, в состав которых они входят.

Для расчета матрицы взаимных сопротивлений разработана подпрограмма, в вычислительном алгоритме которой учтены ситуации, в которых потенциально возможны потери точности вычислений:

- вычисление аргументов интегрально-показательных функций;
- вычисление разности интегрально-показательных функций близких аргументов.

Дополнительно проводится анализ пути интегрирования для соответствующих пар интегрально-показательных функций и учитывается, что в соответствии с областью определения интегрально-показательной функции путь интегрирования не должен проходить через начало координат и отрицательную часть действительной оси.

В общем случае АС, состоящей из нескольких произвольно расположенных проводников, для сокращения объема используемой памяти матрица взаимных сопротивлений хранится в памяти в виде квазигреугольной матрицы, каждый блок которой представляет собой матрицу взаимных сопротивлений двух проводников.

Расчет распределения тока и входных параметров

Для формирования матрицы коэффициентов СЛАУ (6) используются рассчитанные матрицы проводимости и сопротивлений записывается в соответствующий блок матрицы коэффициентов СЛАУ, к диагональным элементам которой добавляется «1», если данный разрез находится на поверхности изолированного проводника. Свободные члены СЛАУ («наведенные токи») определяются исходя из условий возбуждения АС.

В зависимости от условий возбуждения могут быть рассчитаны распределения токов в проводниках АС, входное сопротивление, собственные и наведенные сопротивления проводников АС, коэффициент усиления и диаграмма направленности.

Результаты расчетов сохраняются в текстовых файлах в виде, удобном для последующего экспортирования и анализа.

Для тестирования программы был разработан набор контрольных примеров, позволяющий сопоставить результаты расчетов с приведенными в литературе данными [2, 7, 8]. Были выполнены расчеты:

- входного сопротивления одиночного симметричного неизолированного вибратора в свободном пространстве, в диэлектрике и в проводящей среде;
- входного сопротивления одиночного симметричного изолированного вибратора в свободном пространстве, в диэлектрике и в проводящей среде;
- входного сопротивления системы, состоящей из симметричных неизолированных вибраторов, в свободном пространстве, в диэлектрике и в проводящей среде;
- входного сопротивления системы, состоящей из симметричных изолированных вибраторов, в свободном пространстве, в диэлектрике и в проводящей среде;
- геоэлектрические параметры среды (совпадают с характеристиками изолятора);
- геоэлектрические параметры среды и характеристики изолирующего слоя (удовлетворяют условиям $|k_{\text{изол}}^2| \ll |k_{\text{среды}}^2|$ [7, 8], а расстояние между вибраторами $d > 8(\delta - \text{величина скин-слоя пространства})$, что позволяет пренебречь взаимным влиянием проводников).

Для иллюстрации на рис. 3, 4 приведены кривые зависимости входного сопротивления симметричного изолированного вибратора, размещенного в воздухе (рис. 3) и в почве (рис. 4), от $l/\lambda_{\text{среды}}$, рассчитанные при различных соотношениях радиуса изолирующей оболочки b и радиуса проводника a .

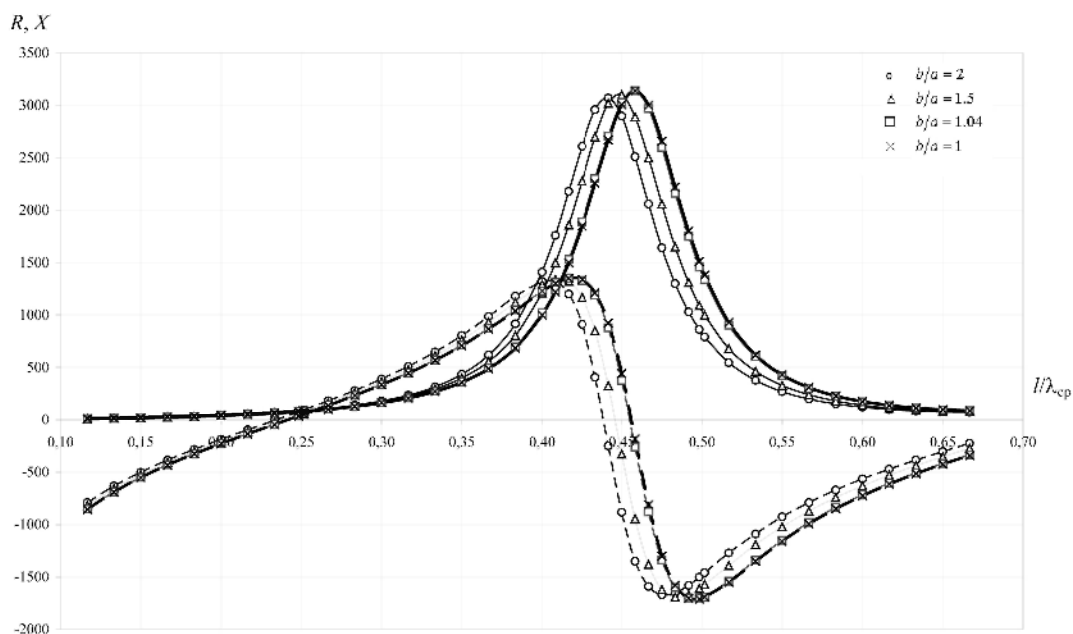


Рис. 3. Зависимость входного сопротивления изолированного проводника, размещенного в воздухе, от $l/\lambda_{\text{среды}}$ при различных соотношениях b/a

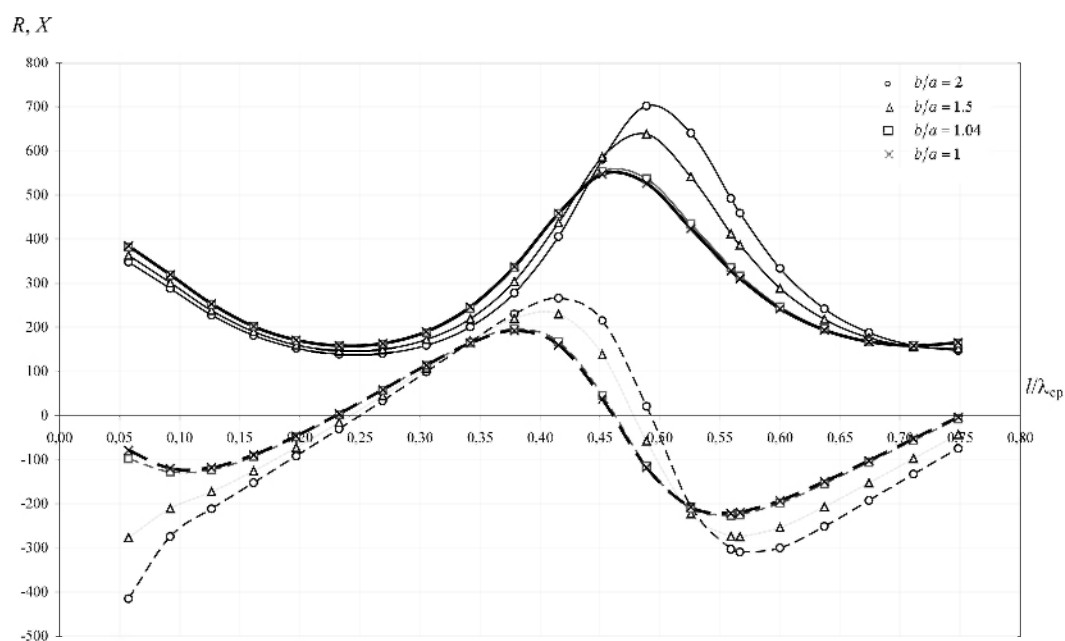


Рис. 4. Зависимость входного сопротивления изолированного проводника, размещенного в почве, от $l/\lambda_{\text{среды}}$ при различных соотношениях b/a

Как и следовало ожидать, при уменьшении толщины диэлектрического покрытия ($b/a \rightarrow 1$) рассчитанные значения входного сопротивления совпадают со значениями входного сопротивления неизолированного проводника. Увеличение толщины диэлектрического покрытия для проводников, размещенных в воздухе, приводит к росту распределенной емкости и, следовательно, к понижению волнового сопротивления вибратора, сопровождаемому снижением частоты полуволнового резонанса. Для проводников, размещенных в земле, увеличение толщины диэлектрического покрытия приводит к уменьшению частоты следования резонансов и уменьшению $r_{\text{экв}}$.

Заключение

Результаты тестирования показали, что описанный алгоритм расчета и математическая модель линейных антенных систем в поглощающих средах позволяют проводить моделирование объемных антенных систем, расположенных в однородном изотропном пространстве, состоящих из изолированных, кусочно-изолированных, неизолированных от окружающей среды проводников.

В заключение отметим, что предложенный метод расчета может быть применен к расчету кабельных антенн с разрезным экраном, а также может быть обобщен для проводников с многослойным диэлектрическим покрытием и АС, размещенных в многослойном пространстве, в т.ч. вблизи границы раздела сред.

Литература

1. Коротковолновые антенны / Под ред. Г.З. Айзенберга. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1985. – 536 с.
2. Марков, Г. Т. Возбуждение электромагнитных волн / Г.Т. Марков, А.Ф. Чаплин. – М.: Радио и связь, 1983. – 296 с.
3. Подход к расчету антенн, размещенных в поглощающих средах / И.Н. Пестовский [и др.] // Труды академии – 2010. – № 75. – С. 336–345.
4. Передающая туннельная антенна / Н.Л. Астахова [и др.] // Инновационная деятельность в Вооруженных силах Российской Федерации: Тр. всеарм. науч.-практич. конф., Санкт-Петербург, 24–25 сентября 2015 г. – СПб.: ВАС, 2015. – С. 49–51.
5. Курышев, А. А. К расчету сопротивления излучения и входного сопротивления проволочных переменного-фазных антенн / А.А. Курышев // Техника средств связи. Сер. ТРС. – 1981. – Вып. 6. – С. 65–81.
6. Курышев, А. А. К расчету входного сопротивления антенн, образованных из проводников, обтекаемых бегущей волной тока / А.А. Курышев, Л.В. Озерова // Техника средств связи. Сер. ТРС. – 1982. – Вып. 8. – С. 101–110.
7. Лавров, Г. А. Приземные и подземные антенны / Г.А. Лавров, А.С. Князев. – М.: Советское радио, 1965. – 472 с.
8. Кинг, Р. Антенны в материальных средах / Р. Кинг, Г. Смит. – М.: Мир, 1984. – 822 с.