

Методы численного анализа антенн в диссипативных средах

Numerical methods of analysis of antennas in dissipative media

Бородулин / Borodulin R.

Роман Юрьевич

(borodulroman@yandex.ru)

кандидат технических наук.

ФГКВОУ ВО «Военная академия связи имени

Маршала Советского Союза С. М. Буденного»

МО РФ, докторант кафедры радиосвязи.

г. Санкт-Петербург

Ключевые слова: диссипативные среды – dissipative media; концептуальные модели – conceptual models; метод конечных элементов – finite elements method; метод конечных разностей во временной области – finite difference method in the time domain; теорема взаимности – reciprocity theorem; погруженные вибраторы – submerged vibrators; коэффициент усиления – gain.

В статье представлен новый подход к анализу антенн, помещаемых в полубесконечные диссипативные среды. Приводится постановка задачи. Впервые рассмотрен вариант применения метода конечных элементов (МКЭ) и метода конечных разностей во временной области (МКРВО) для решения такого рода задач. Выделены особенности моделирования, позволяющие соблюдать корректность построения исходных компьютерных моделей, соответствие базовым принципам электродинамики. Описаны разработанные функциональные схемы концептуальных МКЭ- и МКРВО-моделей погруженных антенн, реализованные как в известных, так и в разработанных программах моделирования. Обосновано применение теоремы взаимности для анализа характеристик погруженных вибраторов, приводится пример численных расчетов, в котором рассматривается нахождение предлагаемыми способами коэффициента усиления и входного сопротивления цилиндрических и пластинчатых вибраторов, доказывающее высокую точность предлагаемых подходов.

The article represents a new approach to the analysis of antennas placed to semi-infinite dissipative media. Statement of the problem is provided. An option of use of the finite elements method (FEM) and the finite difference method in the time domain (FDMTD) for solution of such problems is described for the first time. Peculiarities of simulation which allow to observe correctness of construction of initial computer models, correspondence to basic principals of electrodynamics are detailed. The article describes developed functional schemes of conceptual FEM and FDMTD models of submerged antennas which are implemented both in the known and developed simulation programs. The article substantiates the use of the reciprocity theorem for analysis of submerged vibrators properties, gives an example of numerical calculations where determination of the gain and input impedance of cylinder and plate vibrators by the suggested methods is described, which proves high accuracy of the proposed approaches.

В сложных физико-географических условиях приходится размещать антенны вблизи поверхности земли (диссипативной среды), в том числе на некоторой ее глубине. Потери в земле оказывают влияние на весь процесс излучения и, что само собой разумеется, на электрические характеристики антенн.

Проблема радиосвязи при помощи погруженных антенн, помещаемых в диссипативные среды, в ряде прикладных задач стоит довольно остро. Такие антенны могут использоваться, например, для радиосвязи с подземными или подводными объектами через воздушное пространство [1]. Антенны могут располагаться как в верхнем, так и в нижнем полупространстве, относительно границы раздела «воздух – диссипативная среда». При любом расположении их эффективность существенно зависит от свойств граничащих сред.

На сегодняшний день существует теория погруженных антенн, основанная на математическом аппарате метода теории линий передач с потерями (МТЛПП). Однако данный метод является весьма приближенным, поскольку основан на теории разомкнутой длинной линии [2], [3].

С развитием ЭВМ широкое распространение получили различные компьютерные программы и алгоритмы по анализу электромагнитных полей (ЭМП), распространяющихся как в однородных, так и в неоднородных средах. Большинство таких программ основано на численных методах. В соответствии с предложенной в [4] классификацией, разделим численные методы электродинамики на две большие группы: методы нахождения полных полей и высокочастотные методы.

Методы полных полей современные ЭВМ позволяют применять с легкостью для объектов, габаритные размеры которых лежат в пределах порядка одной-двух длин волн. Они подразделяются на методы, основанные на решении интегральных и дифференциальных уравнений.

К методам интегральных уравнений относится метод моментов (ММ).

К методам дифференциальных уравнений относятся, например, метод конечных элементов (МКЭ) и метод конечных разностей во временной области (МКРВО),

которые позволяют без использования явных аналитических приемов находить составляющие векторов ЭМП не только на поверхностях объектов, но и в окружающем их пространстве. Более подробно перечисленные методы освещены, например, в работе [5].

Рассмотрим возможность применения методов полных полей для расчета характеристик антенн, погруженных в полубесконечные диссипативные среды.

Функциональные схемы концептуальных моделей погруженных антенн, рассчитываемых некоторыми из методов полных полей

В качестве постановки задачи рассмотрим случай размещения вибраторной антенны с длиной плеча l в полубесконечной диссипативной среде (например, почве), граничащей с воздушным пространством, через которое необходимо обеспечить радиосвязь (рис. 1).

В соответствии с теоремой взаимности, электрические характеристики антенн, работающих на передачу, идентичны электрическим характеристикам тех же антенн, работающих на прием. Если производить прямой расчет ЭМП, создаваемого во всех точках пространства токами подземной антенны, работающей на передачу, необходимо учитывать наличие отражений на границе. К их числу относятся внутреннее отражение и распространение волны внутри диссипативной среды параллельно границе раздела. Данную волну назовем боковой волной.

В случае моделирования подобной ситуации методом моментов, необходимо полностью перерабатывать исходные уравнения для автоматизации учета бесконечно протяженной границы раздела сред, что является очень сложной задачей.

Для методов, основанных на решении дифференциальных уравнений, боковая и прошедшая через границу раздела волны будут испытывать полное отражение от стенок расчетной области. Необходимо ставить поглощающие граничные условия (ПГУ) или моделировать специальные поглощающие слои (ПС) (*perfectly matched layers*, PML) [6]. Это позволяет построить концептуальные модели погруженных антенн, имитируя бесконечную протяженность окружающих ими полупространств.

В нашей задаче имеются два полубесконечных пространства (воздух и земля) с различными электрическими параметрами. Как применять ПС в данном случае? Для методов, использующих матричные формулировки в решении результирующей системы алгебра-

ических уравнений (МКЭ), ПС должны различаться по степени их согласованности с данными полупространствами и по степени поглощения проникающих в них волн, наподобие работы согласованной нагрузки в измерительной линии СВЧ.

Поскольку поглощающие слои относятся к искусственно вводимым анизотропным материалам, не имеющим аналогов в природе, для исключения отражений их параметры ($\epsilon_{\text{лс}}, \sigma_{\text{лс}}$) подбираются исходя из параметров контактирующих с ними сред. Такое свойство определило англоязычное их название «*perfectly matched layers*», т. е. идеально-согласованные слои. Данный факт не позволяет просто взять и ограничить ими два полупространства, поскольку невозможно поставить никакие условия на границе раздела между ПС № 1 и ПС № 2, т. е. задача будет решена с ошибкой (рис. 2).

Для методов, основанных на временных конечно-разностных схемах (МКРВО), вполне достаточно, чтобы диэлектрическая проницаемость поглощающего слоя была выбрана как наименьшая из диэлектрических проницаемостей ограниченных ПС сред. В нашем случае это диэлектрическая проницаемость воздуха ϵ_1 . Выяснилось, что начальная проводимость внутренней поверхности ПС, реализованных для МКРВО, может быть установлена равной наименьшей из всех ограниченных ими моделируемых сред, т. е. в нашем случае $\sigma_{\text{лс}} = \sigma_1 = 0$ (рис. 3). Величина максимальной проводимости ПС σ_{max} на внешней их границе выбирается исходя из толщины ПС δ и необходимой степени ослабления распространяющейся электромагнитной волны по специальной методике [7].

В результате, несмотря даже на сильно отличающиеся параметры более плотной диссипативной среды в сравнении с воздухом (их имеет ПС), амплитуда отраженной волны становится настолько малой, что не оказывает сколько-нибудь значащего влияния на ближнее поле антенны. Боковая волна, все же прошедшая внутрь ПС, затухает в нем по экспоненциальному закону, не оказывая вообще никакого влияния на поле ближней зоны излучателя.

Для концептуальных МКЭ-моделей погруженных антенн подобный подход неприемлем, в силу названных выше особенностей постановки граничных условий. Выходом является вариант применения ПГУ для воздушного полупространства и ПС для полупространства земли (рис. 4), либо вариант применения двух ПС с различными параметрами, но таким образом, чтобы два полупространства были вложены друг в друга (рис. 5). Можно

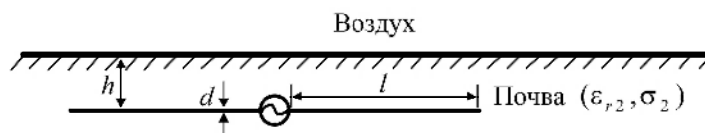


Рис. 1. Модель излучателя в грунте

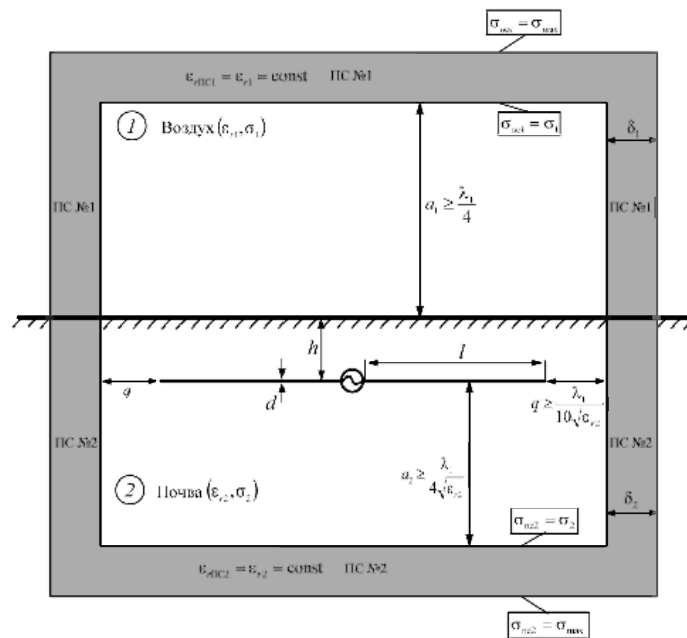


Рис. 2. Некорректное применение ПС для моделирования полубесконечных сред

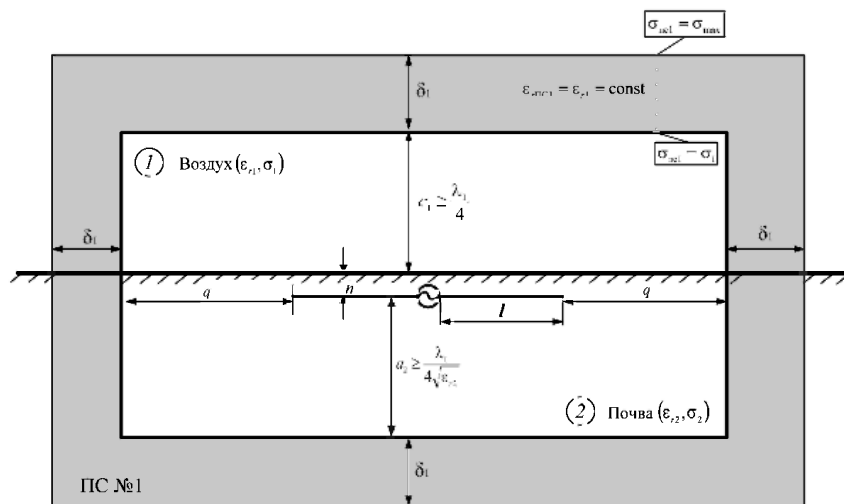


Рис. 3. Функциональная схема концептуальной МКРВО-модели антенны, погруженной в полубесконечную диссипативную среду

применить и другие варианты (рис. 6). В обоих вариантах параметр m , определяющий расстояние между поверхностями с поставленными на них граничными условиями МКЭ, должен быть мал, чтобы исключить вносимые искажения, но не равен нулю, иначе не будут соблюдена корректность постановки данных условий.

Параметры размещения модели исследуемой антенны относительно полубесконечных сред, ограниченных ПС, выбираются исходя из электродинамических особенностей моделей и ограничений применяемого численного метода. Здесь параметры a_1 , a_2 определяют удаленность стенок расчетной области, ограниченной ПГУ или ПС от излучающей модели антенны (см. рис. 4, 5). В МКЭ данные величины подбираются исходя из соображений недопущения падения на границы расчетных областей волн под острыми углами, при которых коэффициент отражения становится ощутимо больше нуля. Как правило, для выполнения данного условия достаточно удаленности на четверть длины волны с учетом укорочения в среде. Параметр q был выбран исходя из максимальных размеров ближней зоны излучателя в полосе анализируемых частот.

Наконец, существует еще один параметр, характерный в том числе и для первого и для второго вариантов (см. рис. 4, 5). Это параметр ширины земляного короба w_b , ограниченного ПС, влияющий на некоторые из характеристик антенны, например на коэффициент усиления, довольно сильно (см. рис. 6).

Таким образом, в случае работы исследуемой модели антенны на передачу, формируемая боковая и прошедшая волны затухают в ПС. Однако для качественного моделирования границы раздела двух полубесконечных сред остается требование большого электрического размера данной границы, вытекающее из законов электродинамики.

намики (дифракции).

Проведенные исследования показали, что параметры концептуальных МКРВО-и МКЭ-моделей q и a_2 , для антенн, помещенных в однородные изотропные среды, которые в целях проверки варьировались в некоторых пределах: $q \approx (0,09, \dots, 0,25) \Lambda$, $a_2 \approx (0,16, \dots, 0,25) \Lambda$, где Λ – длина волны в диссипативной среде с учетом укорочения, слабо влияют на ближнее поле излучателей. Их изменение в указанных пределах практически не сказывается на получаемых величинах токов, распределенных по поверхности излучателя и токов на входе антенны, поэтому окончательно были выбраны минимальные, с которыми можно экономить ресурс ЭВМ, даже в нарушение «идеальной согласованности» с контактирующей средой.

Для метода конечных элементов моделирование границы оказывается несколько сложнее, чем для МКРВО, в силу нахождения составляющих только одного вектора ЭМП в каждой точке расчетной области. Другой вектор ЭМП находится из первого численно за счет удовлетворения заранее установленным ГУ, в том числе и на границах расчетной области. Граничные условия на границе раздела сред «земля-воздух» ни в МКЭ, ни в КРВО заранее не ставятся, они формируются автоматически в ходе решения задачи за счет различия параметров сред, что для имитации бесконечности размера данной границы при помощи МКЭ становится трудно выполнимой задачей. В силу названных причин граница раздела всегда рассчитывается МКЭ как некая поверхность конечных размеров со всеми вытекающими последствиями (искажениями) полей. Специальное увеличение размера границы может дать лучший результат для полей дальней зоны, при этом уменьшив ресурс ЭВМ за счет увеличения размера

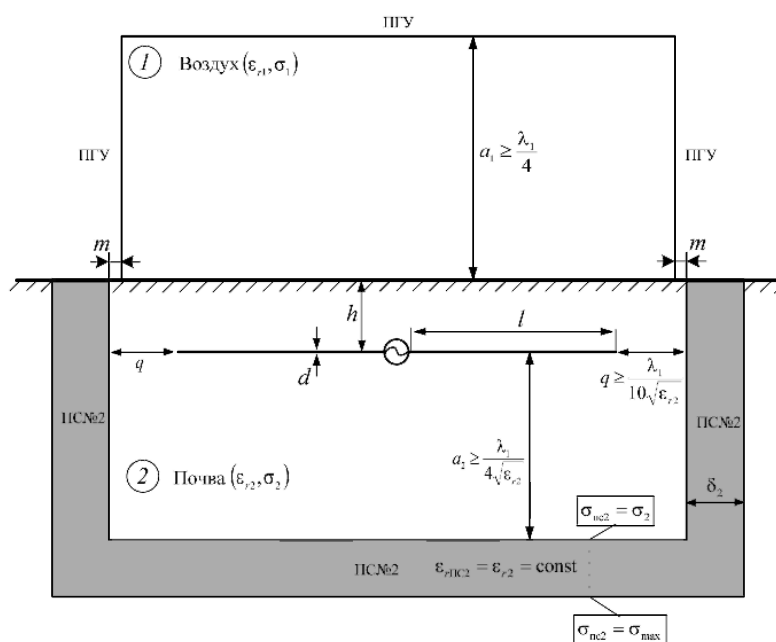
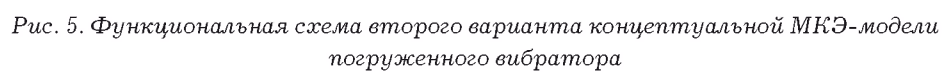


Рис. 4. Функциональная схема первого варианта концептуальной МКЭ-модели погруженного вибратора



формируемых матриц. Поле в ближней зоне излучателя, так же как и для МКРВО, влиянию краевых эффектов практически не подвержено за счет сильного затухания боковой волны в диссипативной среде, что с успехом позволило использовать разработанные концептуальные МКЭ-модели в практических расчетах.

Применение принципа взаимности для расчета характеристик дальней зоны

Все что было рассмотрено выше, относилось к прямой задаче излучения ЭМВ антеннами, т.е. передаче ЭМВ из диссипативной среды в воздушную среду. Однако несколько проще обратная задача передачи из воздушной среды в полупространство, заполненное диссипативным материалом, особенно если волна падает нормально к границе раздела. Здесь имеются известные методики для получения возбуждающего ЭМП, выраженного для точки, находящейся на произвольной глубине, через напряженность падающей волны в воздухе на границе раздела с поглощающей средой. В данных методиках учитывается отражение от плоскости границы в воздушное полупространство и передача с ослаблением в поглощающее полупространство. При этом корректно соблюдается зависимость от частоты механизма отражения волн на границе раздела сред, а также их затухание при распространении в диссипативной среде.

Так, выражения для горизонтальной и вертикальной компонент вектора электрического поля преломленной вертикально поляризованной волны в диссипативной среде с плоскостью падения y_0z определяются через вектор падающей волны E_0 как

$$\begin{aligned} E_{y2} &= E_0 N_{\parallel}^z \exp(-ik_0(y \sin \theta + \beta_2 z / k_0) - \alpha_2 z); \\ E_{z2} &= E_0 N_{\parallel}^z \exp(-ik_0(y \sin \theta - \beta_2 z / k_0) - \alpha_2 z); \end{aligned} \quad (1)$$

где $N_{\parallel}^{y,z}$ – коэффициент преломления горизонтальной и вертикальной компонент, соответственно; k_0 – волновое число свободного пространства; β_2 – коэффициент фазы; α_2 – коэффициент затухания диссипативной среды.

Если в качестве модели погруженной антенны принять цилиндрический симметричный вибратор, ориентированный вдоль оси y параллельно границе раздела, то в соответствии с принципом взаимности его коэффициент усиления будет равен

$$G = \frac{120\pi^2 |I_A|^2}{\lambda^2 R_A} = \frac{120\pi^2}{\lambda^2 R_A} \left| \frac{E_{y2}}{E_0 I_A} \int_{-l}^l I(y) dy \right|^2, \quad (2)$$

I_A – действующая длина вибратора по касательной составляющей к проводникам антенны поля волны в диссипативной среде; $\tilde{R}_A = \text{Re}(Z_A)$ – действительная составляющая входного сопротивления; l – длина вибратора; $I(y)$ – распределение тока по проводникам антенны в режиме

передачи; I_A – величина тока в области возбуждения.

В случае нахождения вибратора в свободном пространстве, в формуле (2) необходимо принять $E_{y2} = E_0$.

Для методов полных полей характерно нахождение либо мгновенных значений напряженностей ЭМП в каждой точке пространства расчетной области (КРВО), либо нахождение комплексных амплитуд напряженностей одного из векторов ЭМП в тех же точках (МКЭ). Прямое нахождение токов характерно только для метода моментов, для которого алгоритмов, учитывающих близость границы раздела двух полубесконечных сред, на сегодняшний день не разработано.

В разработанных МКЭ- и МКРВО-алгоритмах выражение (2) было модифицировано нами с учетом найденной напряженности магнитного поля:

$$G = \frac{120\pi^2 \left| \frac{E_{y2}}{E_0 I_A} \int_{-l}^l \oint \mathbf{H}_t dL dy \right|^2}{\lambda^2 R_A}, \quad (3)$$

где $\mathbf{H}_t$ – касательные составляющие вектора магнитного поля к замкнутым контурам, окружающим поперечные сечения вибратора, построенные для нахождения распределения тока как

$$I(y) = \oint_L \mathbf{H}_t dL, \quad (4)$$

где L – внешний контур поперечного сечения вибратора.

Также был использован математический аппарат плотностей тока, распределенного по поверхности излучателя, а выражение (3) модифицировано к виду:

$$G = \frac{120\pi^2 \left| \frac{E_{y2}}{E_0 I_A} \int_S \mathbf{J}_s dS \right|^2}{\lambda^2 R_A}, \quad (5)$$

где $\mathbf{J}_s$ – плотность тока, распределенного по поверхности вибратора S .

Выражения, стоящие под знаком модуля, эквивалентны квадрату абсолютной величины действующей длины антенны $|I_A|^2$ в среде с потерями с учетом границы раздела.

Численное моделирование

При помощи разработанных концептуальных моделей была произведена проверка влияния точности аппроксимации геометрической формы погруженного в диссипативную среду излучателя на примере сравнения КУ цилиндрических вибраторов, рассчитанных МКЭ и МКРВО (рис. 7).

Поскольку элементарная ячейка МКРВО представляет собой куб шириной dz , был фактически получен вибратор в виде бруса квадратного сечения. Это привело к тому, что КУ, рассчитанный МКРВО, для бруса шириной dz

$= 0,086$ м (это соответствует радиусу вписанной в квадрат окружности $a = dz/2 = 0,043$ м) фактически эквивалентен цилиндрическому вибратору с радиусом $a = 0,02$ м. Получено отличие радиусов практически в 2 раза. В то же время КУ, рассчитанный МКЭ для цилиндрического вибратора радиусом $a = 0,086$ м, имеет более высокие значения, по сравнению с более тонким. Это вызвано большей площадью аппроксимированной поверхности и, как следствие, большей площадью тока.

Проведенные исследования влияния величин радиусов погруженных в диссипативную среду вибраторов на составляющие входного сопротивления в диапазоне частот показали некоторую разницу, вследствие отличий в величине площадей поверхностей (рис. 8). Более толстый вибратор показал более низкие значения активной составляющей входного сопротивления, что вполне закономерно.

Таким образом, точность аппроксимации напрямую влияет на качество получаемых результатов, что особенно касается антенн, погруженных в среды с потерями. В случае «квадратной» геометрической формы излучателей, возможно применение более грубых аппроксимаций. В случае плавно искривленных поверхностей точность аппроксимации крайне важна, так как от этого зависит точность определения ближних полей.

Иллюстрацией вышесказанного является следующий тест по сравнению КУ и входных сопротивлений изолированных эквивалентных между собой пластинчатого и цилиндрического вибраторов, погруженных на глубину 0,5 м во влажный грунт. Радиус изоляции был взят в 3 раза большим радиуса металлической части цилиндрического вибратора. Изолирующая оболочка имела относительную диэлектрическую проницаемость $\epsilon_r = 2,4$. Расчеты были произведены МКРВО и МТЛПП (рис. 9, 10).

Несмотря на приближенность МТЛПП, в сравнении с МКРВО, рассчитанные КУ для пластинчатого и цилиндрического вибраторов в изоляции показали высокую степень соответствия. Грубая аппроксимация формы пластины методом МКРВО, из-за большой ее толщины ($dz = 0,086$ м) при определении КУ дала некоторую погрешность. Входные сопротивления имеют ту же тенденцию, что описывалась выше вследствие разницы в эквивалентных волновых сопротивлений.

Что касается входных сопротивлений, то видна низкая точность МТЛПП при расчете реактивной составляющей, что говорит о более высокой точности МКРВО при расчете ближнего поля. Данный факт подтверждает справедливость представленных выше рассуждений, что метод полных полей, такой как МКРВО, позволяет рассчитывать входное сопротивление более точно, по сравнению с МТЛПП.

Таким образом, применение полуаналитического метода расчета КУ, основанного на принципе взаимности, дало следующий результат. Для расчета КУ изолированных вибраторов цилиндрической формы, помещенных в диссипативные среды, целесообразнее применять старый аналитический МТЛПП. При расчете КУ неизолированных цилиндрических вибраторов и в свободном пространстве и в диссипативной среде, МКЭ дает лучший результат, так как лучше аппроксимирует форму излучающей поверхности. Если пластинчатый вибратор покрывается изолирующей оболочкой, то для расчета КУ МКРВО более предпочтителен, так как не столь критичен к подробности аппроксимации данной оболочки.

Достоинством разработанных концептуальных моделей является точность и полнота автоматизации учета границы раздела сред, расположенной в электрической близости от исследуемого вибратора. Дополнительных аналитических расчетов для учета данной границы, как это было, например, при использовании МТЛПП не требуется. Совпадение графиков, полученных различными численными

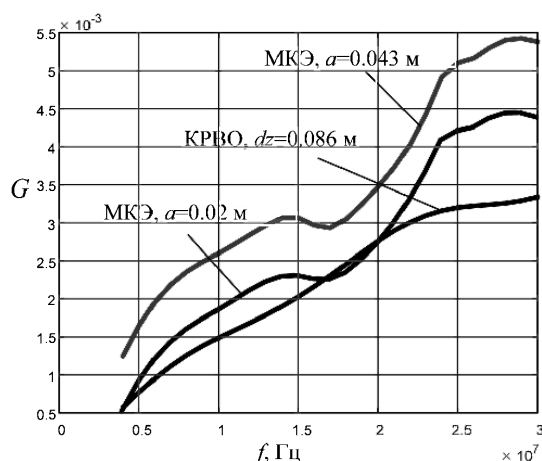


Рис. 7. Зависимости КУ неизолированных цилиндрических вибраторов, погруженных в диссипативную среду от частоты, рассчитанные МКЭ и МКРВО

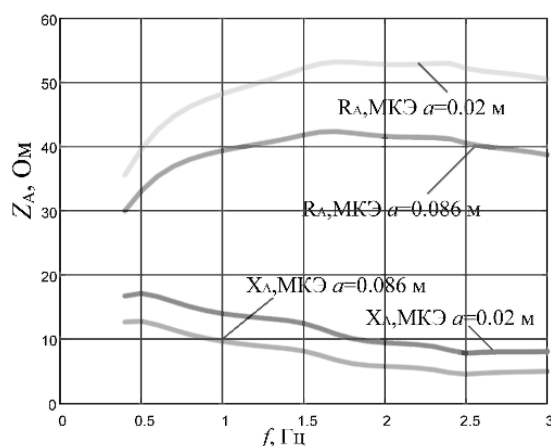


Рис. 8. Зависимости составляющих входных сопротивлений цилиндрических вибраторов различных радиусов

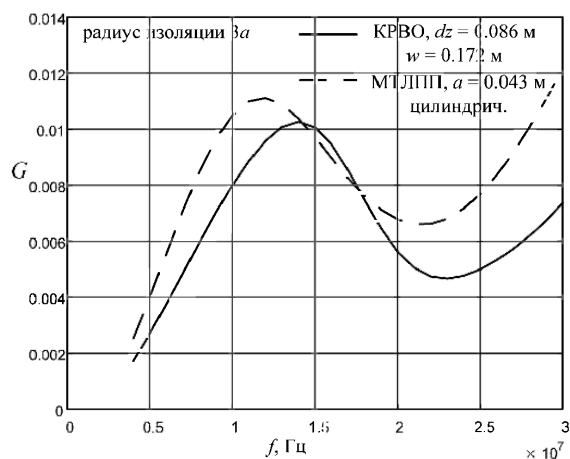


Рис. 9. Зависимость КУ цилиндрического и плоскостного вибраторов, погруженных во влажный грунт в изоляции, от частоты

методами, основанными на различных формах записи уравнений Максвелла, доказывает обоюдную корректность работы представленных методик, их пригодность для практических расчетов. Совпадение графика КУ, полученного МТЛПП, с графиком, полученным МКРВО, доказывает пригодность МТЛПП для расчета ограниченных вариантов построения излучателей.

Разработанные концептуальные модели существенно расширяют возможности по исследованию путей увеличения эффективности подземных антенн, поскольку, не ограничиваясь только цилиндрической формой исследуемых антенн, позволяют рассчитывать их электрические характеристики с более высокой точностью, что ранее было недоступно.

Выводы

В результате проведенных исследований выяснилось, что наличие электрически близко расположенных границ раздела свободного пространства и диссипативной среды существенно осложняет электродинамический анализ погруженных антенн, делая необходимым при анализе таких антенн методами полных полей, применение специальных концептуальных моделей, имеющих в своем составе комбинации поглощающих граничных условий и поглощающих слоев. Электродинамическая модель погруженного в диссипативные среды излучателя при наличии границы раздела существенно проще реализуется методом КРВО, в то время как МКЭ лучше аппроксимирует криволинейные поверхности излучателей.

Расчет полей дальней зоны возможен только при существенном увеличении расчетной области, поскольку в других случаях возникают сложности учета дифрагирующих полей в поле прошедшей через границу раздела

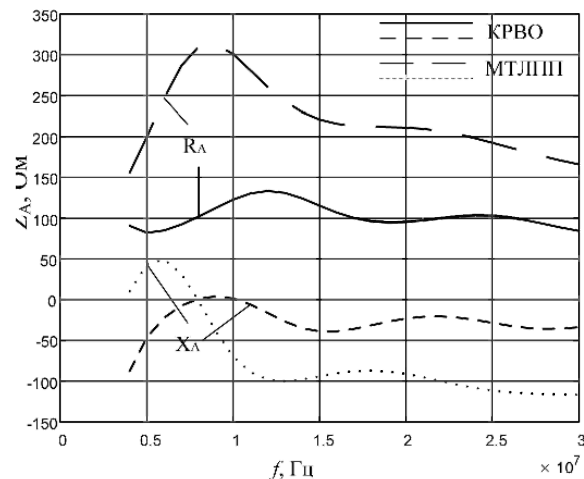


Рис. 10. Зависимость составляющих входных сопротивлений цилиндрического и плоскостного вибраторов, погруженных во влажный грунт в изоляции, от частоты

волны из-за влияния формы и размера области, заполненной диссипативным материалом. Тем не менее анализ КУ возможен для расчетных областей малых электрических размеров в случае применения принципа взаимности. Здесь расчет входящей в выражения для КУ площади тока целесообразно производить при помощи вектора плотности поверхностного тока.

Результаты, представленные в статье, позволяют существенно расширить возможности по исследованию путей повышения эффективности погруженных в диссипативные среды антенн.

Литература

1. Лавров, Г. А. Приземные и подземные антенны. Теория и практика антенн, размещенных вблизи поверхности земли / Г.А. Лавров, А.С. Князев. – М.: «Сов. радио», 1965. – 473 с.
2. Galleys, J. Antennas in Inhomogeneous Media / J. Galleys. – Pergamon Press Inc, 1969. – 294 p.
3. King, R. W. P. Dipoles in Dissipative Media / R.W.P. King. – Harvard University, Cruft Laboratory Scientific Report 336, 1961. – 43 p.
4. Stutzman, W. L. Antenna Theory and Design / W.L. Stutzman, G.A. Thiele. – 3rd ed. – N.Y.: John Wiley & Sons, Inc, 2012. – 823 p.
5. Бородулин, Р. Ю. Численные методы электродинамики: Моногр. / Р.Ю. Бородулин. – СПб.: ВАС, 2016. – 180 с.
6. Berenger, J. P. A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves / J.P. Berenger // J. Comp. Phys. – 1994. – Vol. 114, No. 2. – P. 185–200.
7. Бородулин, Р. Ю. Методика расчета характеристик антенн, расположенных в полубесконечной среде с потерями, методом конечных элементов / Р.Ю. Бородулин, Н.Ю. Ключко // Информация и Космос. – 2016. – № 2. – С. 41–44.