
Антенны, распространение радиоволн и техника СВЧ

Научная статья
УДК 550.832.7; 537.86
DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202208-11>

Экранированная дипольная антенна для задач радиолокационного каротажа

В.И. Сахтеров¹, И.В. Прокопович², А.В. Попов³

¹⁻³ Институт земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн им. Н.В. Пушкова (ИЗМИРАН)
(г. Троицк, Россия)

¹ sakhterov@mail.ru; ² prokop@izmiran.ru; ³ popov@izmiran.ru

Аннотация

Постановка проблемы. В настоящее время при выполнении геофизических исследований и для контроля проведения строительных работ, а также при скважинном зондировании (радиокаротаж) широко применяются приборы подповерхностного радиозондирования – георадары. Антенны стандартного георадара, работающего на границе раздела «земля–воздух», имеют выраженную диаграмму излучения, направленную вглубь зондируемой среды за счет разницы диэлектрических проницаемостей. В скважинном георадаре для обеспечения азимутальной направленности излучения вследствие сравнительно узкой вертикальной полости требуются новые конструктивные решения. В одной из конструкций, использующей в качестве излучателя металлический цилиндр с продольной щелью, ДН формируется за счет дифракционного ослабления волн при огибании выпуклого тела. Проведенные модельные эксперименты подтвердили теоретические оценки ДН и эффективность излучения такой щелевой антенны георадара. Актуальной задачей на сегодняшний день является согласование размеров излучателя с диаметром стандартных скважин.

Цель. Предложить простейшую конструкцию направленных антенн для задач радиолокационного каротажа и провести ее исследование.

Результаты. Рассмотрен практический способ адаптации хорошо зарекомендовавших себя дипольных резистивно-нагруженных антенн георадара к задачам скважинного радиолокационного каротажа. Показано, что одним из требований при конструировании антенн для целей каротажа является обеспечение их азимутальной направленности при жестко ограниченных поперечных размерах системы. На специально изготовленных экспериментальных стендах промерены ДН такой излучающей системы при размещении ее на границе «земля–воздух» (обычная схема использования георадара), а также внутри бочки с влажным грунтом (имитация работы скважинного георадара). Экспериментально изучено влияние расстояния между экраном и диполем на формирование ДН. Установлено, что на расстояниях, сопоставимых с шириной экрана, приходится принимать компромиссный выбор между мощностью излучения и направленностью антенны. Для подтверждения наблюдаемых качественных закономерностей найдено приближенное аналитическое решение задачи дифракции плоской падающей волны на бесконечно длинной проводящей полосе. Получено отношение напряженности электромагнитного поля в освещенной области к полю в тени на том же расстоянии от экрана, что позволяет сделать оценку коэффициента направленности излучения экранированного диполя. Проведен анализ изучаемой антенной системы на основе трехмерного расчета ДН путем численного решения задачи распространения радиоволн методом конечных разностей во временной области. Показано, что результаты численного моделирования и аналитического решения согласуются между собой и соответствуют основным закономерностям, наблюдаемым в лабораторном эксперименте.

Практическая значимость. Результаты аналитического приближенного решения, а также численного и экспериментального моделирования подтвердили выраженную ДН предложенной излучающей системы – экранированного диполя, что может быть эффективно использовано для практического решения задачи радиолокационного каротажа.

Ключевые слова

Георадар, радиокаротаж, дипольная антенна, экранированный диполь, диаграмма направленности

Исследование выполнено при поддержке гранта Российского научного фонда № 22-12-00083, <https://rscf.ru/project/22-12-00083/>.

Для цитирования

Сахтеров В.И., Прокопович И.В., Попов А.В. Экранированная дипольная антенна для задач радиолокационного каротажа // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 8. С. 103–112. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202208-11>

A brief version in English is given at the end of the article

Введение

В настоящее время при выполнении геофизических исследований и для контроля проведения строительных работ широко применяются приборы подповерхностного радиозондирования – георадары.

В некоторых георадарах различных производителей хорошо зарекомендовало себя использование широкополосных дипольных антенн. Например, разработанные в ИЗМИРАН (г. Троицк, Москва, Россия) георадары серий «Лоза» и «Грот» с импульсной мощностью более 1 МВт применяют резистивно-нагруженные дипольные антенны с сопротивлением, возрастающим к концам антенны по закону Ву–Кинга [1–3].

Применение резисторов в антеннах бегущей волны способствует формированию короткого быстро затухающего зондирующего импульса, что позволяет производить запись сигнала приемной антенной практически одновременно с передачей сигнала. Одним из достоинств дипольных антенн георадара является формирование диаграммы направленности (ДН) с преобладающим излучением в грунт – в сторону среды с большим показателем диэлектрической проницаемости [4], что позволяет достичь значительных значений глубины зондирования. Однако в задачах георадиолокации приходится сталкиваться с маскирующими ложными сигналами (так называемыми воздушными помехами), обусловленными отражением зондирующего сигнала от зданий, линий электропередачи и т.п. Такой же эффект всегда возникает и при работе в помещениях, тоннелях и других ограниченных пространствах. Для снижения воздушной помехи в некоторых случаях применяются пассивные ослабители – электропроводящие экраны, заполненные наполнителями с высокой диэлектрической проницаемостью [5], а также многослойные радиопоглощающие материалы [6, 7]. Такие экраны обладают большими габаритными размерами даже для небольших антенн длиной порядка 0,5–1 м. В антеннах низкочастотных георадаров, размеры которых сопоставимы с длиной волны, соответствующей центральной частоте излучаемого импульса, и составляют уже десятки метров, они становятся практически неприменимыми. В целом, использование поглощающих экранов из материалов с высокой диэлектрической проницаемостью, обладающих большой массой, существенно усложняет процесс эксплуатации георадара. В других направлениях георадиолокации, например, в скважинном зондировании (радиокаротаж) применить пассивные поглотители просто невозможно, а малое расстояние между приемником и излучателем может вызывать паразитное возбуждение передатчика.

В данной работе рассматривается еще одна проблема скважинного зондирования. Антенны стандартного георадара, работающего на границе раздела «земля–воздух», имеют выраженную диаграмму излучения, направленную вглубь зондируемой среды за счет разницы диэлектрических проницаемостей. В скважинном георадаре для обеспечения азимутальной направленности излучения из сравнительно узкой вертикальной полости нужны новые конструктивные решения. В конструкции антенны, предложенной В.В. Копейкиным, в качестве излучателя используется металлический цилиндр с продольной щелью и ДН формируется за счет дифракционного ослабления волн при огибании выпуклого тела. Проведенные модельные эксперименты подтвердили теоретические оценки ДН и эффективность излучения щелевой антенны георадара [8]. Необходимо согласовать размеры излучателя с диаметром стандартных скважин.

Ц е л ь р а б о т ы – предложить простейшую конструкцию направленных антенн для задач радиолокационного каротажа и провести ее исследование.

Измерение диаграммы направленности излучающей системы георадара

При разработке антенны для задач радиокаротажа в скважинах диаметром 90 мм использовали стандартную дипольную антенну георадара с резистивно-нагруженными вибраторами, создающую в сво-

бодном пространстве практически круговую ДН, слегка искаженную емкостной связью вибраторов с металлическим корпусом передатчика [9].

В проведенном экспериментальном исследовании влияния проводящего экрана на формирование зондирующего импульса георадара использовался толстостенный металлический экран, на котором устанавливался передатчик, при этом общая цепь питания, корпус передатчика и дальние концы диполя имеют электрическое соединение с экраном. Внешний вид экранированной излучающей системы георадара показан рис. 1,а.

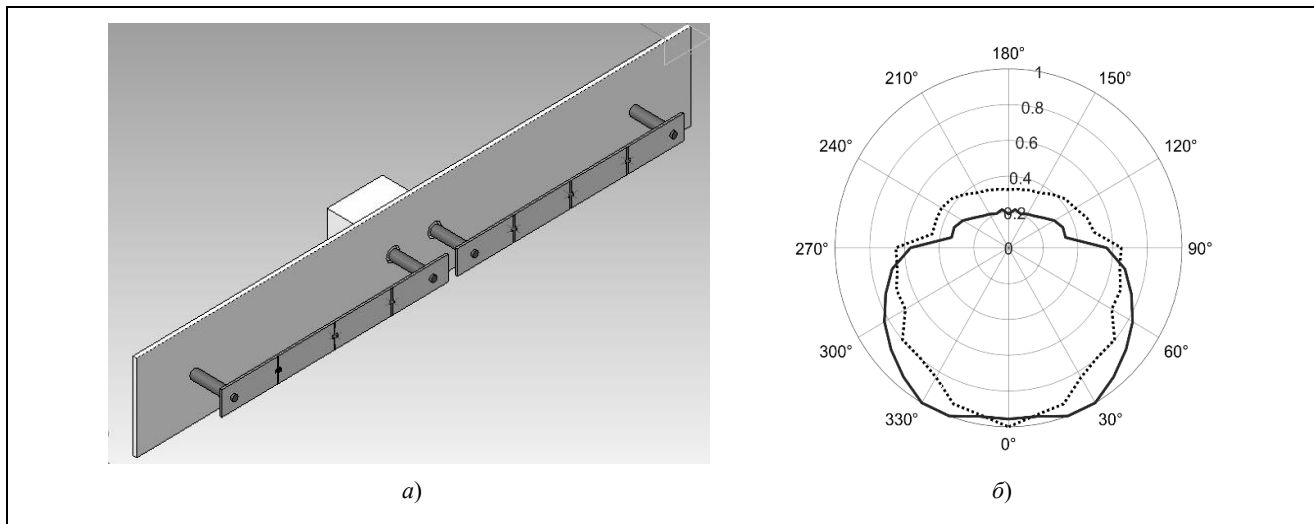


Рис. 1. Внешний вид экранированной излучающей системы георадара (а) и ее экспериментально измеренная ДН (б), сформированная на плоской границе «воздух–земля» (штрих-пунктирная линия) в сравнении с ДН диполя без экрана (сплошная линия)

Fig. 1. Appearance of the shielded radiating radar system (а) and its experimentally measured directional pattern (b) formed on the flat air-ground interface (dotted line) in comparison with the directional pattern dipole without a screen (solid line)

На рис. 1,б представлена экспериментально измеренная ДН, сформированная на плоской границе «воздух–земля». Здесь же для сравнения сплошной линией дана ДН диполя без экрана. Как видно из рисунка, при обычном применении антенны для зондирования с поверхности земли такое экранирование дает лишь незначительное смещение излучения в сторону грунта.

Далее на лабораторном стенде была проведена серия измерений ДН системы георадара, погруженной в однородную материальную среду, при различных расстояниях диполя от экрана. Экспериментальный стенд представлял собой цилиндрическую бочку, заполненную мокрым песком, с диаметральной каналом по середине высоты бочки, в который полностью помещалась излучающая система. Регистрировались значения первого максимума снимаемой осциллографом полной волновой формы сигнала. Результаты измерений приведены на рис. 2,а.

За счет вращения излучающей системы внутри канала и приема сигнала по дуге окружности горизонтального сечения бочки в плоскости канала удалось оценить характер трехмерной ДН. При увеличении расстояния h от диполя до экрана наблюдается увеличение амплитуды излучаемого сигнала и некоторое изменение формы главного лепестка. При дальнейшем увеличении уровень заднего лепестка начинает увеличиваться, следовательно, получаем по сути круговую ДН. При этом, начиная с некоторого расстояния, амплитуды боковых (в меридиональной плоскости) лепестков превосходят амплитуду главного лепестка, что позволяет подобрать антенну с необходимой ДН – при работе с продольной схемой радиокаротажа, с размещением приемной и передающей антенн в одной скважине. В этом случае форма и амплитуда ДН в экваториальной плоскости не так важны, важно эффективно излучать и принимать сигналы с полярным углом порядка 45° от главного лепестка. Дальнейшее увеличение расстояния экрана от диполя приводит к ухудшению направленности, так как экран перестает работать, а ДН становится близкой к круговой.

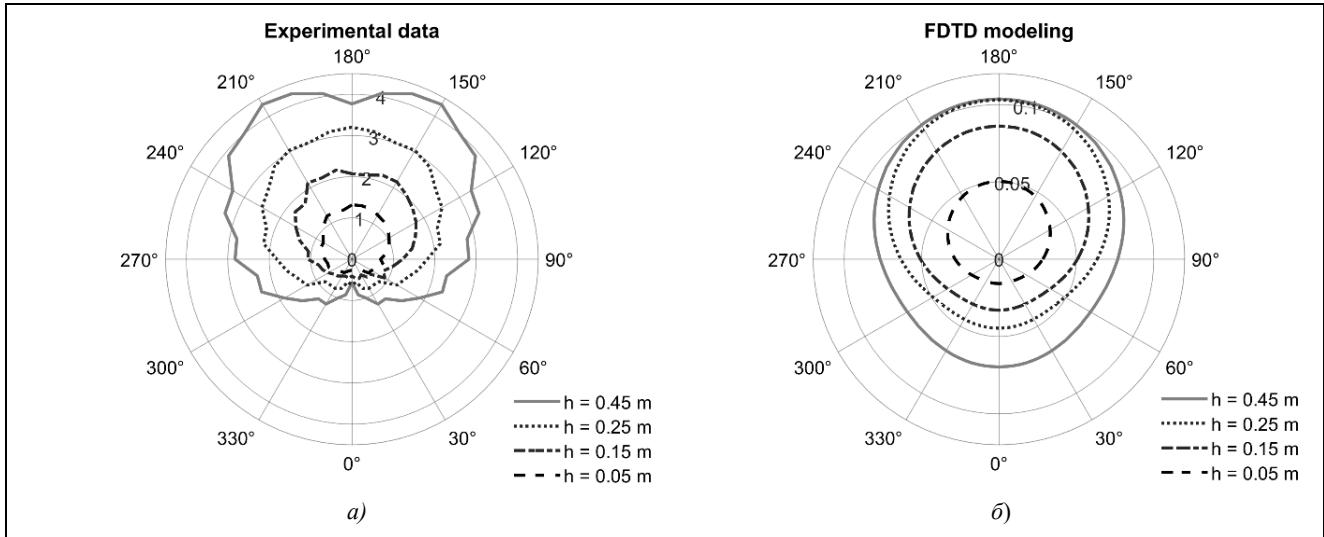


Рис. 2. Полученные экспериментально (а) и с помощью численного моделирования для среды с $\epsilon = 16$ (б) ДН экранированной антенны при изменении расстояния от диполя до экрана

Fig. 2. Obtained experimentally (a) and by numerical modeling for the medium with $\epsilon = 16$ (b) radiation patterns of the shielded antenna when changing the distance from the dipole to the screen

Также отметим влияние электрического сопротивление экрана: например, использование в качестве экрана фольгированного стеклотекстолита приводит к нежелательному результату – экранированный диполь классически «завенит». Использование же дюралюминия толщиной свыше 2 мм дает искомый положительный результат.

Проведенный на стенде эксперимент позволил измерить характеристики стандартных антенн георадаров, погруженных в материальную среду, и снизить уровень заднего лепестка за счет применения проводящего экрана до значений, сопоставимых с наземным георадарным зондированием. Так, если теоретические расчеты излучения дипольной антенны на границе сред [10] предполагали уровень заднего лепестка 15–20 % от уровня главного (реально этот уровень достигает 25–30%), то измерения заднего лепестка экранированной антенны, погруженной в материальную среду, дают около 20%, что также заметно снижает уровень посторонней помехи.

На рис. 3,а для сравнения приведены ДН обычной и экранированной антенн, измеренных в азимутальной плоскости между двумя скважинами во влажном песчаном грунте, которые были пробурены на расстоянии порядка длины диполя. В одной из них помещался излучающий диполь, вращающийся вокруг вертикальной оси, а в другой находилась неподвижная приемная антенна. При измерениях фиксировались значения первого максимума снимаемой осциллографом полной волновой формы сигнала.

Диаграмма направленности экранированной антенны определяется емкостной связью между диполем и экраном. Примерно такой же эффект изменения ДН происходит для антенн декаметрового диапазона при изменении высоты подвеса над грунтом или при изменении частоты излучения [11]. Это связано с длиной излучаемой волны, ее кратностью к длине антенны и использованием периодических сигналов. В рассматриваемом случае при излучении аperiodических дельта-образных импульсов механизм формирования ДН другой: по сути, данная антенна работает при коэффициенте стоячей волны (КСВ), близком к единице, т.е. возврат сигнала обратно в передатчик минимален. Отметим, что при создании инженерной модели нужно ориентироваться на соотношение ширины диполя и расстояния до экрана. использование элементов иной формы, к примеру, цилиндрического диполя и экрана полуцилиндрической формы требует дальнейших исследований.

При размещении между экраном и антенной дополнительных материалов с диэлектрической проницаемостью выше единицы, с сохранением выбранной излучающей конфигурации, соотношение расстояния диполь-экран изменится в сторону уменьшения, использование в качестве наполнителя типа пенопласт позволяет уменьшить размеры антенн скважинного зондирования.

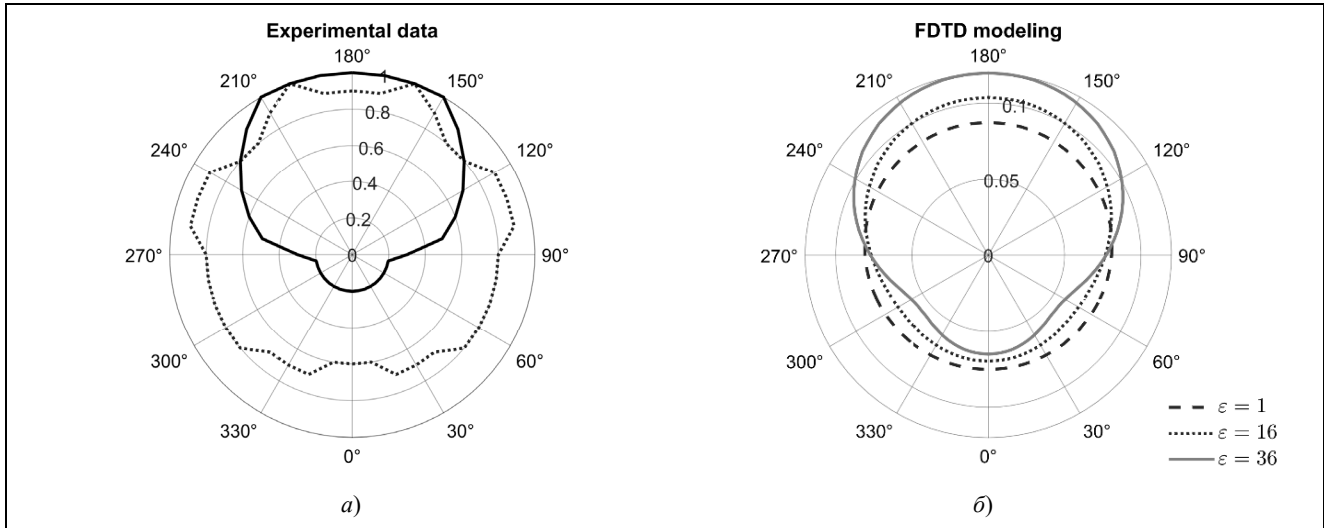


Рис. 3. Экспериментальные ДН в скважине обычного (пунктирная линия) и экранированного диполя (сплошная линия) (а) и полученные численным моделированием ДН экранированной антенны (б) при различных показателях диэлектрической проницаемости окружающей среды

Fig. 3. Experimental radiation patterns in well of conventional (dotted line) and shielded dipole (solid line) (a) and obtained by numerical modeling of the radiation pattern of shielded antenna (b) at different indicators of environmental dielectric constant

Теоретические оценки и моделирование

Для качественного осмысления полученных экспериментальных результатов была проведена простая аналитическая оценка направленных свойств рассматриваемого варианта скважинного георадара.

Анализировалось рассеяние плоской волны полосковым $E_i = e^{ikx}$ бесконечно длинным экраном шириной $2a$ в среде с заданной диэлектрической проницаемостью $\epsilon > 1$ (рис. 4). В этой модели полное поле $E = E_i + E_s$, состоящее из падающей и рассеянной волн, имеет лишь вертикальную z -компоненту $E_z = (0, 0, E(x, y))$, направленную вдоль длиной стороны экрана. Так как в работе рассматривается распределение поля на расстояниях, сопоставимых с шириной экрана, для данной геометрии удобно применить преобразование Жуковского в комплексной плоскости $x + iy$.

Введем эллиптические координаты $x = \frac{a}{2} \left(\rho - \frac{1}{\rho} \right) \cos \varphi$,

$y = \frac{a}{2} \left(\rho + \frac{1}{\rho} \right) \sin \varphi$. Тогда отрезок $(x = 0, |y| < a)$ преобразуется в окружность единичного радиуса. В этих координатах рассеянная вертикальной лентой волна $F_s(\rho, \varphi)$ удовлетворяет уравнению Гельмгольца

$$\frac{\partial^2 F_s}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial F_s}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 F_s}{\partial \varphi^2} + \nu^2 \left(1 + \frac{2}{\rho^2} \cos(2\varphi) + \frac{1}{\rho^4} \right) F_s = 0$$

с граничным условием $F_s(1, \varphi) = -1$ на металлическом экране, причем $\nu = ka\sqrt{\epsilon}$ в данной задаче оказывается малым параметром: $\nu \ll 1$.

Известно, что в преобразованных координатах (ρ, φ) уравнение Гельмгольца допускает разделение переменных $F_s(\rho, \varphi) = P(\rho)Q(\varphi)$:

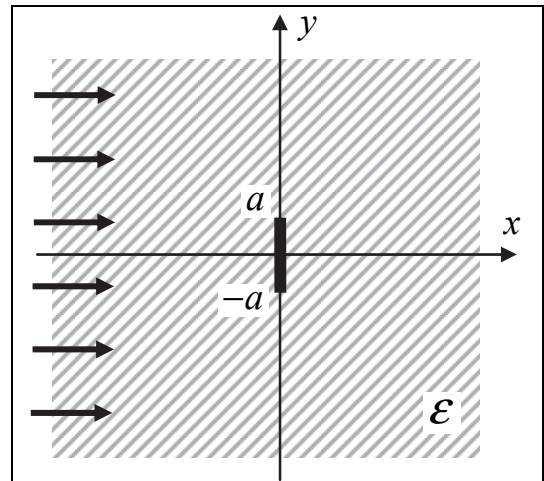


Рис. 4. Схема рассматриваемой модели (дифракция плоской волны на идеально проводящей полосе)

Fig. 4. Scheme of the model under consideration (plane wave diffraction on a perfectly conducting band)

$$\begin{cases} Q_m''(\varphi) + \frac{v^2}{2} \cos(2\varphi) Q_m(\varphi) = -\mu_m Q_m(\varphi), \\ \rho^2 \ddot{P}_m(\rho) + \rho \dot{P}_m(\rho) + \frac{v^2}{4} \left(\rho^2 + \frac{1}{\rho^2} \right) P_m(\rho) = \mu_m P_m(\rho), \end{cases}$$

где μ_m – произвольный параметр.

Граничные условия определяют дискретный ряд параметров $\mu_m \rightarrow \left[4m^2 + O\left(\frac{v^2}{4}\right) \right]$ и собственных функций Матье $Q_0(\varphi) = 1 + \frac{v^2}{8} \cos(2\varphi)$, $Q_1(\varphi) = \cos(2\varphi) - \frac{v^2}{32} \left[1 + \frac{1}{3} \cos(4\varphi) \right]$, ... [12].

В решениях радиальных уравнений при $v \ll 1$ в рассматриваемой задаче достаточно оставить главные члены $P_0(\rho) = \sigma_0 H_0^{(1)}\left(\frac{v}{2}\rho\right) + O(v^3)$ и $P_1(\rho) = \sigma_1 H_2^{(1)}\left(\frac{v}{2}\rho\right) \left[1 + O(v^3) \right]$, где σ_0 и σ_1 – пока не определенные постоянные.

После нахождения собственных функций приближенное решение задачи находим как сумму

$$F_s(\rho, \varphi) = \sum_{m=0}^{\varphi} P_m(\rho) Q_m(\varphi),$$

выбирая σ_m из граничного условия $\sum_{m=0}^{\infty} P_m(1) Q_m(\varphi) = -1$.

Объединяя две гармоники Матье с коэффициентами $\sigma_0 = -\frac{1}{H_0^{(1)}\left(\frac{v}{2}\right)}$ и $\sigma_1 = \frac{v^2}{8} \frac{1}{H_2^{(1)}\left(\frac{v}{2}\right)}$, получаем

приближенное решение дифракционной задачи

$$E(x, y) = F(\rho, \varphi) = F_0 + F_s,$$

$$\text{где } F_0(\rho, \varphi) = \exp\left[i \frac{v}{2} \left(\rho - \frac{1}{\rho} \right) \cos \varphi \right]; F_s(\rho, \varphi) = -\frac{H_0^{(1)}\left(\frac{v}{2}\rho\right)}{H_0^{(1)}\left(\frac{v}{2}\right)} + \frac{v^2}{8} \frac{H_2^{(1)}\left(\frac{v}{2}\rho\right)}{H_2^{(1)}\left(\frac{v}{2}\right)} \cos(2\varphi).$$

Это аналитическое решение позволяет оценить электромагнитное поле, рассеянное полосковым экраном в однородном диэлектрическом пространстве $\varepsilon = \text{const}$ при облучении плоской волной заданной частоты f . На рис. 5,а показано его пространственное распределение с параметрами задачи, близкими к полученным экспериментальным данным: $f = 150$ МГц, $\varepsilon = 16$, $a = 0,045$ м. Из рисунка видно, что для обеспечения необходимого азимутального контраста полосковой антенны приемный элемент должен быть вынесен из плоскости экрана на расстояние порядка 3 см. Из принципа взаимности следует, что и передающая система будет обладать подобными свойствами.

Количественно коэффициент направленности экранированной дипольной антенны может быть оценен как отношение амплитуды электрического поля в освещенной области ($x_A = -h$) к полю в области тени ($x_B = h$):

$$D = \frac{E_A}{E_B} = \frac{E_0(x_A, 0) + E_s(x_A, 0)}{E_0(x_B, 0) + E_s(x_B, 0)}.$$

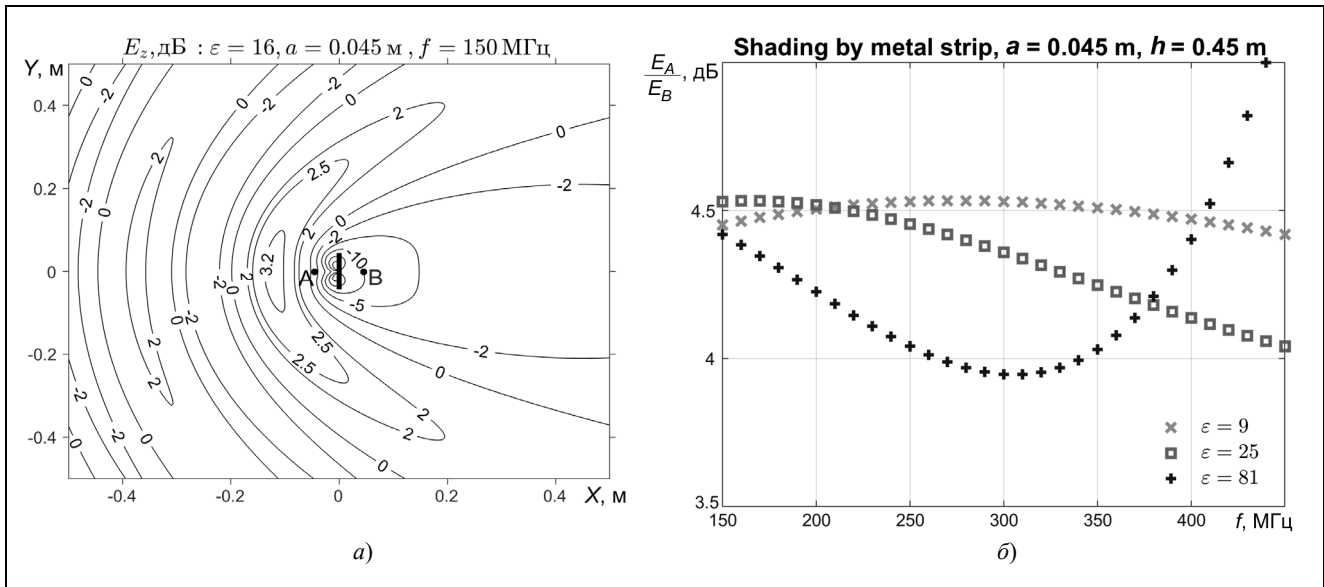


Рис. 5. Картина рассеянного поля падающей на полосковый отражатель плоской волны (а) и графики частотной зависимости коэффициента направленности приемной системы с полосковым отражателем (б) при различных значениях ϵ
Fig. 5. Pattern of the scattered field of the plane wave (a) incident on the strip reflector and the graph of the frequency dependence of the directivity coefficient of the receiving system with the strip reflector (b) at different values ϵ

На рис. 5,б графически представлена частотная зависимость коэффициента направленности рассматриваемой полосковой антенны, определенного как отношение $\frac{E_A}{E_B}$ (в децибелах) чувствительности радара в прямом и обратном направлениях.

Верхние кривые на рис. 5,б соответствуют зондированию в грунте с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 16$ и $\epsilon = 25$, а нижняя кривая – в водной среде с $\epsilon = 81$. Порядок коэффициента направленности, оцененный таким способом, дает значения, близкие к результатам, полученным в ходе лабораторного эксперимента, – примерно 4 дБ для центральной частоты импульса $f = 150$ МГц.

Для более точной оценки ДН излучения дипольной экранированной антенны, используемой для целей каротажа, было проведено численное моделирование в программе с открытым исходным кодом grgMax, моделирующей распространение электромагнитных волн в различных средах и конфигурациях и широко применяемой для целей георадиолокации [13]. В программе grgMax применяется алгоритм Йи [14] для решения уравнений Максвелла в трехмерном пространстве методом конечных разностей во временной области (метод FDTD). Моделирование проводилось с параметрами, приближенными к экспериментальным измерениям: концы диполя в виде тонкой идеально проводящей металлической полосы шириной 0,005 м и длиной 0,96 м закорачивались на идеально проводящем экране $1,20 \times 0,09$ м. Вся система располагалась внутри скважины окруженной однородной средой, характеризующейся диэлектрической проницаемостью ϵ . В качестве возбуждающего источника в центральном разрыве диполя использовался определенный в программе элемент «передающая линия» (#transmission_line) с волновым сопротивлением 150 Ом и импульсом тока, заданным в виде гауссовской функции с центральной частотой $f = 150$ МГц.

Моделировалось измерение электромагнитного поля на сфере радиуса 1,44 м в продольной поляризации по максимуму волновой формы электромагнитного импульса. Рассчитанная ДН (см. рис. 2,б) отражает экспериментально наблюдаемые особенности излучения данной системы: существование оптимального расстояния h между диполем и экраном, обеспечивающего наилучшую направленность – при одной и той же подводимой мощности эффективность излучения системы уменьшается при дальнейшем уменьшении расстояния h .

Изменение ДН излучающей системы в зависимости от свойств окружающей среды на рис. 3,б свидетельствует о том, что более плотная оптическая среда способствует более направленному азимутальному излучению.

Заключение

Предложен новый тип экранированных антенн для скважинного георадарного зондирования (радиолокационного каротажа), обладающий ярко выраженной ДН. Выполнены лабораторные измерения излучающей системы и исследовано влияние геометрических параметров экрана на ДН излучения в подповерхностную среду. В результате численных расчетов получены значения, согласующиеся с экспериментальными результатами и позволяющие выбрать параметры излучающих и приемных систем скважинного георадара.

Список источников

1. Попов А.В., Прокопович И.В., Едемский Д.Е., Морозов П.А., Беркут А.И. Глубинный георадар: принципы и применение // Электромагнитные волны и электронные системы. 2018. Т. 23. № 4. С. 28–36.
2. Волкомирская Л.Б., Гулевич О.А., Варенков В.В., Резников А.Е., Сахтеров В.И. Современные георадары серии «Грот» для экологического мониторинга // Экологические системы и приборы. 2012. № 5. С. 3–5.
3. Wu T.T., King R.W.P. The cylindrical antenna with nonreflecting resistive loading // IEEE Trans. Antennas Propag. 1965. V. 13. № 3. P. 369–373.
4. Engheta N., Papas C.H., Elachi C. Interface extinction and subsurface peaking of the radiation pattern of a line source // Applied Physics B. 1981. V. 26. № 4. P. 231–238.
5. Патент 2117368 (Россия). Антенна для георадара. / О Ен Ден, А.Е. Резников.
6. Патент 142226 (Россия) Экранированная антенна георадара. / О Ен Ден.
7. О Ен Ден. Легкий, компактный шатровый экран для антенн георадаров // Специальная техника. 2006. № 5. С. 32–35.
8. Гарбацевич В.А., Морозов П.А., Морозов Ф.П., Прокопович И.В., Попов А.В. Расчет и моделирование цилиндрической целевой антенны для задач радиолокационного каротажа // Труды XXVI Всеросс. открытой науч. конф. «Распространение радиоволн». Казань. 2019. Т. 2. С. 443–446.
9. Патент 2753250 (Россия). Направленная антенна для подземного излучения. / Сахтеров В.И.
10. Гарбацевич В.А. Исследование излучателей и сигналов ионозонда и георадара для диагностики геофизических сред. Автореф. дисс. ... канд. физ.-мат. наук. Институт земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн. 2008.
11. Ротхаммель К. Антенны: Пер. с нем. Изд. 3-е, доп. М.: Энергия. 1979. 320 с.
12. Уиттекер Э.Т., Ватсон Дж.Н. Курс современного анализа. Часть II. Трансцендентные функции. М.: Физматгиз. 1963. 516 с.
13. Giannopoulos A. Modelling ground penetrating radar by GprMax // Construction and Building Materials. 2005. V. 19. P. 755–762.
14. Yee K.S. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1966. V. 14. № 3. P. 302–307.

Информация об авторах

Владимир Иванович Сахтеров – к.ф.-м.н., ст. науч. сотрудник
SPIN-код: 7559-8325

Игорь Валерьевич Прокопович – науч. сотрудник
SPIN-код: 7177-0313

Алексей Владимирович Попов – д.ф.-м.н., гл. науч. сотрудник
SPIN-код: 2954-2632

Статья поступила в редакцию 27.05.2022
Одобрена после рецензирования 09.06.2022
Принята к публикации 01.08.2022

Original article

Shielded dipole antenna for borehole GPR applications

V.I. Sakhterov¹, I.V. Prokopovich², A.V. Popov³

^{1–3} Pushkov Institute of Terrestrial Magnetism, Ionosphere and Radio Wave Propagation (IZMIRAN)
(Troitsk, Russia)

¹ sakhterov@mail.ru; ² prokop@izmiran.ru; ³ popov@izmiran.ru

Abstract

The paper considers a simple method of adapting well-proven GPR resistively-loaded dipole antennas for ground penetrating radar application to the problems of borehole radar logging. One of the main problems in the design of the antennas for borehole applications is providing their azimuthal directivity, together with strictly limited system diameter. To achieve this goal, it has been proposed to use an electrically conducting shield coupled with a transmitting dipole antenna. In order to reduce parasitic resonant re-emissions, the free ends of the dipole have been grounded to the metal shield. On specially made stands, the radiation patterns of such a radiating system were measured when placing the radiating system on the earth surface, as well as inside a barrel with wet soil, simulating the radar operation in a well. The influence of the distance between the shield and the dipole on the formation of the radiation pattern was experimentally studied. It turned out that at distances comparable to the shield width, one has to make a compromise choice between higher radiation power and better antenna directivity. A realistic field measurement of the azimuthal radiation pattern between two drilled wells in wet soil was also carried out. All directional diagrams were plotted as the values of the first maximum of the probing pulse passed through the ground layer and registered by the receiver. In order to confirm the observed regularities, an approximate analytical solution was written to the diffraction problem of a plane wave impinging at an infinitely long conducting strip. As it is well known, the transition to the complex variables, followed by the conformal Zhukovsky transform, allows one to transform the strip into a circle of unit radius. In such a geometry, the Helmholtz equation allows for separation of variables in polar coordinates, which makes it possible to write down an analytical solution for the azimuthal variable in form of Mathieu functions. The long-wavelength approximation allows one to solve the radial equation in terms of Hankel functions. The ratio of the wave field amplitude at the receiver point in the middle of the illuminated area to the field strength in the opposite point in the shadow zone allows us to estimate the shielded dipole receiver directivity. Further analysis of the studied antenna system included a three-dimensional simulation of the radiation pattern by numerical solution of the EM wave propagation problem by the method of finite differences in the time domain (FDTD). Such simulations were carried out for several different values of the distance between the dipole and the shield and for different cases of the surrounding material medium. It was shown that large values of the dielectric constant leads to the growing of the radiation pattern main lobe. The results of numerical simulation and analytical solution are consistent with each other and correspond to the directivity patterns observed in the laboratory experiment. All three approaches (analytical approximate solution, numerical simulation, experiment) confirmed the pronounced radiation pattern of the proposed shielded dipole radiating system, which can be effectively used for practical solution of the radar logging problem.

Keywords

Ground penetrating radar, borehole GPR, dipole antenna, shielded dipole, radiation pattern

For citation

Sakhterov V.I., Prokopovich I.V., Popov A.V. Shielded dipole antenna for borehole GPR applications. Radiotekhnika. 2022. V. 86. № 8. P. 103–112. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202208-11> (In Russian)

References

1. Popov A.V., Prokopovich I.V., Edemskij D.E., Morozov P.A., Berkut A.I. Glubinnij georadar: principy i primeneniye. Jelektromagnitnyye volny i jelektronnyye sistemy. 2018. T. 23. № 4. S. 28–36 (In Russian).
2. Volkomirskaja L.B., Gulevich O.A., Varenkov V.V., Reznikov A.E., Sahterov V.I. Sovremennyye georadary serii «Grot» dlja jekologicheskogo monitoringa. Jekologicheskie sistemy i pribory. 2012. № 5. S. 3–5 (In Russian).
3. Wu T.T., King R.W.P. The cylindrical antenna with nonreflecting resistive loading. IEEE Trans. Antennas Propag. 1965. V. 13. № 3. P. 369–373.
4. Engheta N., Papas C.H., Elachi C. Interface extinction and subsurface peaking of the radiation pattern of a line source. Applied Physics B. 1981. V. 26. № 4. P. 231–238.
5. Patent 2117368 (Rossija). Antenna dlja georadara. O En Den, A.E. Reznikov (In Russian).
6. Patent 142226 (Rossija) Jekranirovannaja antenna georadara. O En Den (In Russian).
7. O En Den. Legkij, kompaktnyj shatrovyy jekran dlja antenn georadarov. Special'naja tehnika. 2006. №5. S. 32–35 (In Russian).
8. Garbacevich V.A., Morozov P.A., Morozov F.P., Prokopovich I.V., Popov A.V. Raschet i modelirovanie cilindricheskoj shhelevoj anteny dlja zadach radiolokacionnogo karotazha. Trudy XXVI Vseross. otkrytoj nauch. konf. «Rasprostraneniye radiovoln». Kazan'. 2019. T. 2. S. 443–446 (In Russian).
9. Patent 2753250 (Rossija). Napravlenaja antenna dlja podzemnogo izluchenija. Sahterov V.I. (In Russian).
10. Garbacevich V.A. Issledovanie izluchatelej i signalov ionozonda i georadara dlja diagnostiki geofizicheskikh sred. Avtoref. diss. ... kand. fiz.-mat. nauk. Institut zemnogo magnetizma, ionosfery i rasprostraneniya radiovoln. 2008 (In Russian).
11. Rothammel' K. Antenny: Per. s nem. Izd. 3-e, dop. M.: Jenergija. 1979. 320 s. (In Russian).
12. Uitteker Je.T., Vatson Dzh.N. Kurs sovremennogo analiza. Chast' II. Transcendentnyye funkicii. M.: Fizmatgiz. 1963. 516 s. (In Russian).

13. Giannopoulos A. Modelling ground penetrating radar by GprMax. Construction and Building Materials. 2005. V. 19. P. 755–762.
14. Yee K.S. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. IEEE Trans. Antennas Propagat. 1966. V. 14. № 3. P. 302–307.

Information about the authors

Vladimir I. Sakhterov – Ph.D., Senior Research Scientist

Igor V. Prokopovich – Research Scientist

Alexei V. Popov – Dr.Sc. (Phys.-Math.), Principal Research Scientist

The article was submitted 27.05.2022

Approved after reviewing 09.06.2022

Accepted for publication 01.08.2022